



Disertační práce

Téma:

Modulátor maticového měniče

Školitel:

Prof. Ing. Jiří Lettl, CSc.

Školitel specialista:

Ing. Stanislav Flígl, Ph.D.

Doktorský studijní program: Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval školiteli Prof. Ing. Jiřímu Lettlovi, CSc. a školiteli specialistovi Ing. Stanislavu Flíglovi, Ph.D. za pomoc při realizaci práce a poskytnutí zkušeností.

Děkuji kolegovi Ing. Janu Bauerovi, se kterým jsem na maticovém měniči spolupracoval. Společně jsme tvořili vyrovnaný tým, a byl ochoten se přizpůsobit mému časovému programu.

Děkuji své ženě Janě za toleranci k mému časově náročnému „koníčku“ a dceři Lucii, která mi svojí vitalitou a úsměvem pomáhala překonávat stres z dlouhých pracovních dní. Děkuji i ostatním členům mé rodiny, že mě v této práci podporovali.

Anotace

Tato práce se zabývá přímým měničem kmitočtu, označovaným též jako maticový měnič. Tento typ měniče stále není zdaleka tak rozšířen, jak je tomu v případě nepřímých měničů kmitočtů. Důvodem je větší počet výkonových prvků a vyšší složitost řízení. Oproti tomu maticové měniče nepotřebují velký a těžký akumulací prvek v meziobvodu. Počet výkonových prvků je možné snížit za předpokladu použití některé z topologií „Sparse“. Nasazením maticových měničů do letectví nebo větrných elektráren se zabývají některé odborné články [48], [64], [66]. Společnost Yaskawa nabízí již několik maticových měničů [53], [55] ve svém katalogu.

V práci je detailně zpracován modulátor maticového měniče vyvíjeného na Katedře elektrických pohonů a trakce, FEL, ČVUT v Praze. Cílem bylo sestavit modulátor tak, aby se přiblížil modulátorům používaným u nepřímých měničů. V rámci práce byly porovnány jednotlivé komutační a modulační strategie a následně vybrány ty nevhodnější pro prototyp měniče.

Výsledkem práce je také blok modulátoru realizovaný částečně v jazyce C a částečně v jazyce VHDL. Modulátor akceptuje několik způsobů zadání výstupního napětí (okamžité hodnoty, složky Alfa – Beta, polární souřadnice a napětí – frekvence), čímž pokrývá potřeby celé řady regulačních struktur známých z nepřímých měničů. Alternativně lze využít také rozhraní pro zadání konkrétní spínací kombinace (vhodné pro přímé řízení momentu). Nadto, díky volitelné funkci rozmítání spínací frekvence je možné výrazně potlačit spínací frekvenci ve spektru vstupního proudu. Analýza spektra vstupního proudu prokázala, že rozmítání spínací frekvence potlačí složku odpovídající spínací frekvenci na méně než 1/3 původní hodnoty.

S ohledem na vlastnosti vybraných strategií byla provedena analýza vlivu mrtvých dob a minimálních dob sepnutí výkonových prvků na výstupní napětí. Na základě matematického popisu měniče byla v této práci odvozena metoda kompenzace mrtvých dob s ohledem na výstupní napětí. Aktivací implementovaného algoritmu kompenzace lze snížit chybu modulu výstupního napětí přibližně šestkrát. Dalšího zlepšení výstupního napětí je dosaženo použitím v kombinaci s korekcí minimálních dob sepnutí, díky čemuž klesne THD výstupního napětí o 6,5 %.

Jednotlivé funkcionality měniče byly odzkoušeny jak v simulaci, tak měřeními na reálném hardwaru. Výsledky teorie, simulací a měření se uspokojivě shodují. Díky výběru komutační a modulační strategie s důrazem na robustnost a spolehlivost funkce je možné provozovat měnič bez precizního měření vstupního napětí.

Abstract

This thesis deals with the direct converter, also known as matrix converter. This type of converter is still used less than indirect converters. It is caused by greater number of power semiconductors required and higher complexity of control algorithms. On the other hand, matrix converters do require neither heavy inductors nor capacitors in DC links. Using “Sparse” topologies can reduce number of power semiconductors. Some technical articles deals with matrix converters used in aerospace or wind power plants [48], [64], [66]. Yaskawa Company has a few matrix converters [53], [55] on the product list.

Topic of this thesis, in particular, is the modulator for a compact matrix converter developed at the Department of Electric Drives and Traction, Faculty of Electrical Engineering, CTU in Prague. The aim was to design and implement a modulator that has similar features as an indirect converter. Commutation and modulation strategies suitable for the compact matrix converter prototype were evaluated and chosen in this thesis as well.

Then the achievement of the thesis is also a modulator block implemented partly in both C and VHDL. Output voltage can be entered by several ways (actual value, $\alpha - \beta$ coordinates, polar coordinates and voltage – frequency). This suits to be used in many of regulation strategies known from indirect converters. Alternatively, an add-on API for direct setting of switching combination was implemented (useful for DTC). In addition, the modulator can run with frequency sweep. Analysis of input current demonstrates reducing injection of switching frequency into input current to less than one third of its original value in this case.

Effects of dead band and minimal switching times of power semiconductors on output voltage were analyzed for used commutation and modulation strategies. Thus, based on mathematical description, a compensation approach for the output-voltage space vector was designed in this thesis. It reduces the error of the output voltage module six times and moreover the THD of the output voltage was decreased by 6.5%.

Converter functions were verified by both the simulation and the measurement on target hardware. Theoretical assumptions and simulation results corresponds well with real measurements. Thanks to designing the combination of commutation and modulation strategy in order to respect each other it resulted into a safely running modulator with a robust switching. Thus, the converter can operate without precise input voltage measurement.

Obsah

Poděkování	i
Anotace	ii
Abstract	ii
Obsah	iii
Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	xii
1. Úvod	1
1.1. Motivace	1
1.2. Cíle práce	2
1.3. Měníče kmitočtu se stejnosměrným meziobvodem	2
1.3.1. Topologie maticových měničů	5
1.3.2. Nepřímý maticový měnič	5
1.3.3. Topologie „sparse“	6
1.3.4. Topologie „very sparse“	7
1.3.5. Topologie „ultra sparse“	7
1.4. Současný stav problematiky	8
2. Řešená problematika	10
2.1. Reálný obousměrný spínač	11
2.2. Komutace a modulace	12
3. Komutační strategie	15
3.1. Čtyřkrokové komutační strategie	16
3.1.1. Čtyřkrokové spínání řízené podle vstupního napětí	16

3.1.2.	Čtyřkrokové spínání řízené podle výstupního proudu	17
3.2.	Tříkroková komutační strategie	19
3.3.	Dvoukrokové komutační strategie	21
3.3.1.	Dvoukrokové spínání řízené podle vstupního sdruženého napětí.....	21
3.3.2.	Dvoukrokové spínání řízené podle výstupního proudu	23
3.4.	Jednokroková komutační strategie.....	24
3.5.	Porovnání komutačních strategií.....	25
3.5.1.	Společné znaky komutačních strategií.....	25
3.5.2.	Kombinované komutační strategie	28
3.5.3.	Robustní komutační strategie	28
3.6.	Výběr komutační strategie	30
4.	Modulační strategie	31
4.1.	Metoda „Alesina – Venturini“	31
4.2.	Optimalizovaná metoda „Alesina – Venturini“	34
4.3.	Skalární metoda „Royova“	35
4.4.	Řízení vstupního fázového posunu pro metodu „Alesina – Venturini“ a metodu „Roy“	36
4.5.	Metoda „Carrier-Based“	37
4.6.	Nepřímá modulace prostorového vektoru	39
4.7.	Modulace pro přímé řízení momentu	47
4.8.	Modulace pro prediktivní řízení	48
4.9.	Porovnání modulačních strategií.....	50
4.10.	Volba modulační strategie	51
5.	Optimalizace nepřímé modulace prostorového vektoru	54

5.1.	Optimalizace počtu sepnutí	54
5.1.1.	Optimalizace nulových sepnutí	54
5.1.2.	Optimalizace pořadí spínání	55
5.1.3.	Optimalizace dvou spínacích period	58
5.2.	Optimalizace pořadí sepnutí s ohledem na robustnost komutace	58
5.3.	Optimalizace vzhledem ke spínací frekvenci	60
5.4.	Optimalizace sousedících sektorů.....	62
5.5.	Zvolená optimalizace ISVM.....	64
6.	Měření a vyhodnocení vstupních a výstupních veličin maticového měniče, vliv reálných spínacích prvků.....	67
6.1.	Měření vstupních veličin.....	68
6.2.	Možnosti měření.....	69
6.3.	Vyhodnocení vstupních veličin	69
6.4.	Vyhodnocení vstupního úhlu	70
6.5.	Vliv reálného IGBT	75
6.5.1.	Maximální spínací frekvence.....	75
6.5.2.	Minimální doby sepnutí	77
6.5.3.	Ochranné doby	79
6.5.4.	Minimální doba sepnutí pro maticový měnič	81
6.5.5.	Komutace maticového měniče	84
7.	Návrh a implementace	88
7.1.	Rozhraní modulátoru.....	88
7.2.	Testování algoritmů.....	89
7.3.	Estimace výstupního napětí	90

7.4.	Korekce výstupního napětí s ohledem na komutaci	94
7.5.	Korekce výstupního napětí s ohledem na minimální doby sepnutí	96
7.6.	Rozmítání spínací frekvence	101
7.7.	Modulátor pro přímé řízení momentu	104
8.	Závěr	106
8.1.	Přehled dosažených výsledků	106
8.2.	Doporučení pro další rozvoj problematiky	108
9.	Seznam použitých zkratk	110
10.	Literatura	111
11.	Curriculum Vitae	119
12.	Seznam prací disertanta	120
13.	Přílohy	122

Seznam obrázků

Obr. 1.1: Matice (3×3) ideálních spínačů přímého maticového měniče.....	1
Obr. 1.2: Nepřímý měnič kmitočtu s napětovým stejnosměrným meziobvodem a neřízeným vstupním měničem.....	3
Obr. 1.3: Nepřímý měnič kmitočtu s napětovým stejnosměrným meziobvodem a řízeným vstupním měničem.....	4
Obr. 1.4 Nepřímý měnič kmitočtu s proudovým stejnosměrným meziobvodem	5
Obr. 1.5: Nepřímý maticový měnič	6
Obr. 1.6: Nepřímý maticový měnič „sparse“	6
Obr. 1.7: Nepřímý maticový měnič „very sparse“	7
Obr. 1.8: Nepřímý maticový měnič „ultra sparse“	7
Obr. 2.1: Matice (3×3) obousměrných spínačů maticového měniče.....	10
Obr. 2.2: Vybrané realizace obousměrného spínače	12
Obr. 2.3: Matice obousměrných spínačů (3×3) – obousměrný spínač se společným emitorem	12
Obr. 2.4: Blokové schéma maticového měniče	13
Obr. 3.1 Zapojení spínačů pro jednu výstupní fázi – sepnutí obousměrný spínač vstupní fáze R	15
Obr. 3.2: Problematické oblasti s hlediska komutace –měření fázového napětí.....	27
Obr. 3.3: Problematické oblasti z hlediska komutace – měření sdruženého napětí. .	27
Obr. 3.4: Sepnutí obousměrného spínače pro dvoukrokovou komutační strategii řízenou podle výstupního proudu (vlevo). Sepnutí obousměrného spínače pro čtyřkrokovou komutační strategii řízenou podle vstupního napětí (vpravo).....	28
Obr. 3.5 Nahrazení (vlození vektoru)	29
Obr. 3.6 Prevence (změna pořadí)	29

Obr. 4.1 Symetrický spínací vzor metody „Alesina – Venturini“	34
Obr. 4.2 Příklad spínacích stavů PWM modulační metody	39
Obr. 4.3 Závislost úhlu vstupního napětí θ_{in} a úhlu pro výpočet subperrody θ'_{in}	39
Obr. 4.4: Naznačení virtuálního meziobvodu.....	40
Obr. 4.5: Spínací vektory vstupního proudu	41
Obr. 4.6: Spínací vektory výstupního napětí	41
Obr. 4.7: Sestavení proudu a napětí ze spínacích vektorů.....	42
Obr. 4.8 Schéma DTC regulace pro maticový měniče a sektory toku pohonu pro volbu výstupního napětí	48
Obr. 4.9 PCC blokové schéma	49
Obr. 4.10 PTC blokové schéma	49
Obr. 5.1: Pořadí spínacích stavů a) $8 \times$ za periodu, b) $7 \times$ za periodu	56
Obr. 5.2: Pořadí spínacích stavů, optimalizace dvou po sobě jdoucích spínacích period	58
Obr. 5.3: Výběr bezpečné fáze pro vstupní sektory napětí.....	59
Obr. 5.4: Vytvoření mezisektorů pro bezpečnou komutaci	60
Obr. 6.1: Třífázový symetrický napájecí systém – fázové hodnoty.....	72
Obr. 6.2: Třífázový symetrický napájecí systém – sdružené hodnoty.....	73
Obr. 6.3: Obousměrný spínač – zapojení se společným emitorem	75
Obr. 6.4: Příklad asynchronní symetrické PWM modulace – nahoře čítač modulátoru a komparační úroveň (Cmp), níže řídicí pulzy pro horní prvek každé výstupní větve měniče.....	76
Obr. 6.5: Respektování minimálních dob sepnutí a vypnutí pro asynchronní symetrickou PWM modulaci – omezení komparační úrovně.....	77
Obr. 6.6: Korekce spínací doby pro virtuální střídač maticového měniče.....	79

Obr. 6.7: Zapojení výkonových prvků nepřímého měniče kmitočtu – označena větev výkonových prvků	80
Obr. 6.8: Příklad sepnutí plného mezifázového zkratu	81
Obr. 6.9: Příklad sepnutí částečného mezifázového zkratu	81
Obr. 6.10: Porovnání maximálního výstupního napětí při změně spínací periody 144 μ s (černá), 288 μ s (červená) a 576 μ s (modrá) – simulace	83
Obr. 6.11: Zjednodušení výstupní fáze pro jednu spínací kombinaci – obě polarity napětí	84
Obr. 6.12: Sepnutí jedné výstupní fáze – kladné napětí i proud	85
Obr. 6.13: Vypnutí jedné výstupní fáze – kladné napětí i proud	85
Obr. 6.14: Porovnání zadaného (modrá), měřeného (zelená) a estimovaného (červená) modulu výstupního napětí - simulace	87
Obr. 7.1: Blokové schéma simulace maticového měniče	89
Obr. 7.2: Simulace teoretického maxima výstupního napětí maticového měniče pro 25 Hz	90
Obr. 7.3: Estimované výstupní napětí bez kompenzace komutace – polární graf modul = 0,7	92
Obr. 7.4: Simulované výstupní napětí bez kompenzace komutace – polární graf modul = 0,7, filtrace 1 ms	92
Obr. 7.5: Porovnání zadaného (modrá), měřeného (zelená) a estimovaného (červená) výstupního napětí bez kompenzace komutace - simulace	93
Obr. 7.6: Spektrum výstupního napětí maticového měniče bez kompenzace komutačních dob - simulace	93
Obr. 7.7: Spektrum výstupního napětí bez použití korekcí - měření	94
Obr. 7.8: Porovnání zadaného (modrá), měřeného (zelená) a estimovaného (červená) výstupního napětí s kompenzací komutace - simulace	95

Obr. 7.9: Spektrum výstupního napětí maticového měniče s kompenzací komutačních dob - simulace.....	95
Obr. 7.10: Spektrum výstupního napětí s kompenzací doby komutace - měření	96
Obr. 7.11: Spektrum výstupního napětí s kompenzací doby komutace a korekcí minimálních sepnutí - simulace	98
Obr. 7.12: Detailní porovnání spekter výstupního napětí bez korekcí minimálních sepnutí (zelená) a s korekcí (fialová) - simulace	99
Obr. 7.13: Srovnání výstupního estimovaného napětí bez korekce minimálních dob sepnutí (vlevo) a s korekcí (vpravo) - simulace	99
Obr. 7.14: Spektrum výstupního napětí s kompenzací doby komutace a korekcí minimálních dob sepnutí ($f = 35 \text{ Hz}$ $U = 0,7$) - měření.....	100
Obr. 7.15: Spektrum vstupního proudu – konstantní spínací frekvence	103
Obr. 7.16: Spektrum vstupního proudu – rozmítaná spínací frekvence.....	103
Obr. 7.17: Blokové schéma realizace DTC modulátoru v FPGA	104

Seznam tabulek

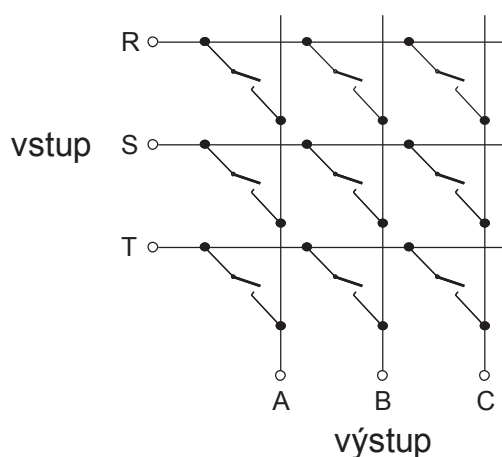
Tab. 3.1: Příklad čtyřkrokového spínání řízeného podle vstupního napětí	17
Tab. 3.2: Příklad čtyřkrokového spínání řízeného podle výstupního proudu	19
Tab. 3.3: Příklad tříkrokového spínání.....	21
Tab. 3.4: Příklad dvoukrokového spínání řízeného podle vstupního napětí	22
Tab. 3.5: Příklad dvoukrokového spínání řízeného podle výstupního proudu	23
Tab. 3.6: Příklad jednokrokového spínání	25
Tab. 4.1: Tabulka spínacích stavů.....	45
Tab. 4.2 Značení spínacích vektorů	46
Tab. 4.3 Tabulka rozhodování DTC modulace – výběr vektoru výstupního napětí ...	48
Tab. 4.4 Tabulka rozhodování DTC regulace – výběr spínací kombinace	48
Tab. 4.5: Porovnání modulačních metod maticového měniče	51
Tab. 5.1: Tabulka spínacích stavů - výběr.....	55
Tab. 5.2: Tabulka spínacích stavů – optimalizace sepnutí v sektoru.....	57
Tab. 5.3: Počet sepnutí prvku za jednu spínací periodu – bez optimalizace	61
Tab. 5.4: Počet sepnutí prvku za jednu spínací periodu – optimalizace	61
Tab. 5.5: Tabulka sepnutí – robustní komutace bez změny pořadí	62
Tab. 5.6: Tabulka sepnutí – optimalizace přechodů mezi sektory virtuálního usměrňovače	64
Tab. 5.7: Tabulka sepnutí – výsledná optimalizace použitá na kompaktním maticovém měniči.....	66
Tab. 6.1: Počet sepnutí prvku za jednu spínací periodu – bez optimalizace	77
Tab. 6.2: Porovnání spočteného a simulovaného maxima výstupního napětí.....	83
Tab. 7.1: Rozšíření tabulky spínacích vektorů.....	105

Tab. 13.1: Algoritmus čtyřkrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} > 0$	122
Tab. 13.2: Algoritmus čtyřkrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0$	123
Tab. 13.3: Algoritmus čtyřkrokového spínání řízeného podle výstupního proudu pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A > 0$	124
Tab. 13.4: Algoritmus čtyřkrokového spínání řízeného podle výstupního proudu pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A < 0$	125
Tab. 13.5: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} > 0$ & $U_{TR} < 0$	126
Tab. 13.6: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0$ & $U_{TR} > 0$	127
Tab. 13.7: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0$ & $U_{TR} < 0$	128
Tab. 13.8: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} > 0$ & $U_{TR} > 0$	129
Tab. 13.9: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle výstupního proudu pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A > 0$	130
Tab. 13.10: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle výstupního proudu pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A < 0$	131
Tab. 13.11: Algoritmus jednokrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} > 0$ & $U_{TR} < 0$	131
Tab. 13.12: Algoritmus jednokrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0$ & $U_{TR} > 0$	132
Tab. 13.13: Algoritmus jednokrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0$ & $U_{TR} < 0$ pro přepnutí na vyšší potenciál.....	132
Tab. 13.14: Algoritmus jednokrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0$ & $U_{TR} < 0$ pro přepnutí na nižší potenciál	133

Tab. 13.15: Algoritmus tříkrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A > 0$	134
Tab. 13.16: Algoritmus tříkrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A < 0$	135

1. Úvod

Název "maticový měnič" vychází z jeho topologie. Jde o matici spínačů, které umožňují propojit vstupní fázi měniče s fází výstupní. Běžným příkladem je měnič pro napájení třífázového asynchronního motoru z třífázové střídavé sítě. V takovém případě by se jednalo o maticový měnič 3x3 viz obr. 1.1. Maticový měnič nevyužívá akumulárního prvku ve stejnosměrném meziobvodu, proto jej řadíme mezi přímé měniče kmitočtu. Existují i topologie, které jsou označovány jako "nepřímé maticové měniče" viz kap. 1.4. Pokud bude potřeba zdůraznit, že se jedná o maticový měnič s uspořádáním spínačů do matice, bude použitého označení "přímý maticový měnič" (v literatuře někdy používáno rovněž "konvenční maticový měnič").



Obr. 1.1: Matice (3x3) ideálních spínačů přímého maticového měniče

1.1. Motivace

Nepřímé měniče kmitočtu obsahují akumulární prvek ve svém meziobvodu. Tento akumulární prvek (kondenzátor, nebo indukčnost) má v poměru k celému měniči značnou hmotnost a objem. Pokud je použit menší elektrolytický kondenzátor, je limitována životnost měniče. Když by se nám podařilo odstranit akumulární prvek, měnič by byl menší a lehčí. Maticový měnič sice vyžaduje nějaké akumulární prvky, ale jejich velikost a hmotnost je podstatně nižší než v případě nepřímých měničů.

Absence akumulárního prvku je na druhé straně vykoupena složitějším řešením, větším počtem polovodičových prvků nebo omezením toku energie. Přímé měniče kmitočtu mohou nalézt uplatnění ve speciálních aplikacích, kde velikost, hmotnost a životnost mají mnohem větší význam než cena [48], [66], [64].

1.2. Cíle práce

Zde je uveden přehled cílů, na něž se práce zaměřuje, s tím, že v jedné kapitole není možné uvést všechny potřebné informace, a proto ke každému bodu uvádím odkaz na příslušnou část textu.

Práce se podrobně nezabývá ani silovou částí maticového měniče, ani regulací vlastního pohonu, ale její těžiště spočívá v porovnání variant, návrhu, realizaci a implementaci části vykonávající spínací algoritmus, což v případě maticového měniče znamená řešení jak komutační, tak modulační strategie. Odtud vyplývají následující cíle:

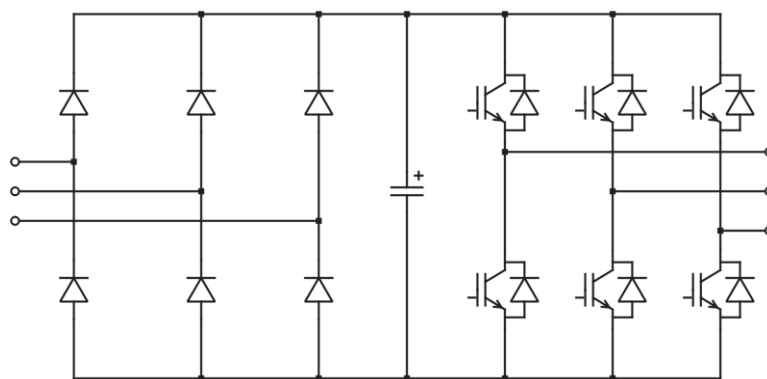
- Výběr a implementace z hlediska spolehlivosti optimální komutační strategie – viz 3.
- Porovnání, volba, optimalizace, návrh a implementace modulační strategie s ohledem na vlastnosti hardware – viz 4.
- Konfigurace modulátoru pro přímé řízení momentu – viz 7.7.
- Analýza a kompenzace vlivu mrtvých dob a minimálních dob sepnutí na generované výstupní napětí – viz 6.5, 7.4, 7.5.
- Návrh a realizace rozhraní modulátoru – viz 7.1.
- Stanovení způsobu estimace výstupního napětí – viz 7.3.
- Komplexní realizace a verifikace funkčnosti modulátoru pro maticový měnič – viz 7.

1.3. Měniče kmitočtu se stejnosměrným meziobvodem

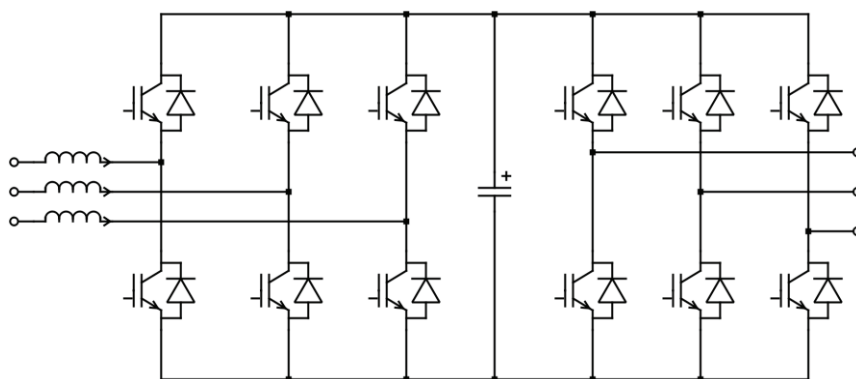
Před popisem maticového měniče bych se nejprve stručně věnoval nepřímým měničům kmitočtu. Tato uspořádání jsou používána pro vysvětlení některých principů přímého měniče kmitočtu.

Pokud mluvíme o nepřímém měniči kmitočtu se stejnosměrným meziobvodem, budeme předpokládat tři základní části. Vstupní usměrňovač, výstupní střídač a akumulární prvek měniče – kondenzátor resp. indukčnost. Uspořádání takového měniče je uvedeno na obr. 1.2, obr. 1.3 a obr. 1.4. V prvním případě je uvedeno

zapojení měniče s neřízeným vstupním usměrňovačem. Výhodou tohoto měniče je jednoduchost a pořizovací cena vstupní části. Z toho však plynou dvě nevýhody. Jednou z nich je spektrum odebíraného proudu takového usměrňovače. Diodový usměrňovač se vyznačuje nejen špatným $\cos \varphi$, ale rovněž obsahem velkého množství vyšších harmonických ve spektru vstupního proudu. Druhou nevýhodou je možnost toku energie pouze jedním směrem. Diodový usměrňovač umožňuje pouze odběr energie. Pokud střídač přejde do rekuperace, dojde ke změně směru proudu v meziobvodu. Protože usměrňovač není schopen odvést tento proud zpět do sítě, musí dojít ke zvýšení napětí v meziobvodu. Přepětí degraduje výkonové prvky i kondenzátor, a proto není přípustné. Řešením je tedy omezení napětí meziobvodu pomocí externě připojeného zařízení. Nejjednodušší variantou je použití odporu, jehož připínáním k meziobvodu dochází k maření nadbytečné energie. Toto řešení není hospodárné a vyžaduje znalost množství energie, kterou bude třeba mařit nejen při reverzaci, ale například i při běžných regulačních dějích. Důležité pro dimenzování takového zařízení je rovněž znalost četnosti takovýchto dějů, protože odporník může být dimenzován jako akumulací prvek, který potřebuje dostatek času na to, aby nashromážděnou energii vyzářil.



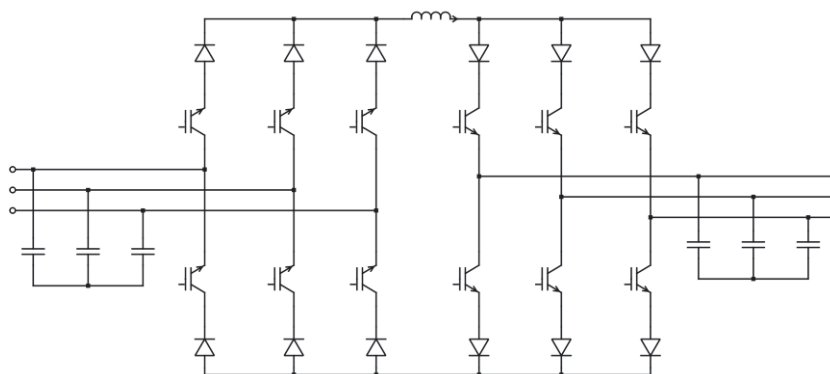
Obr. 1.2: Nepřímý měnič kmitočtu s napět'ovým stejnosměrným meziobvodem a neřízeným vstupním měničem



Obr. 1.3: Nepřímý měnič kmitočtu s napětovým stejnosměrným meziobvodem a řízeným vstupním měničem

Na obr. 1.3 je uvedeno zapojení měniče kmitočtu s napětovým stejnosměrným meziobvodem a řízeným vstupním usměrňovačem [11]. Nejdříve si povšimneme vstupu tohoto měniče, kde je zapojena indukčnost, tedy další akumulární prvek. Energie nashromážděná v této indukčnosti způsobuje zvýšení napětí v meziobvodu. Pokud by nebylo napětí v meziobvodu dostatečné, zpětné diody tranzistorů by v některých okamžicích sloužily jako diodový můstek, což je nežádoucí. Výhodou tohoto uspořádání je možnost přenosu energie oběma směry, potlačení vyšších harmonických vstupního proudu díky jeho sinusovému odběru a vyšší dosažitelné napětí na výstupu střídače – navýšení napětí v meziobvodu. Nevýhody tohoto uspořádání jsou: vyšší složitost a tedy i cena vstupní části, potřeba řízení usměrňovače, zavedení spínací frekvence a jejích násobků do spektra vstupního proudu a možnost interakce mezi usměrňovačem a střídačem.

Jako poslední případ nepřímého měniče kmitočtu uvedu měnič s proudovým stejnosměrným meziobvodem. Tento typ měniče není tak masivně rozšířen jako měniče s napětovým stejnosměrným meziobvodem. Zapojení měniče je zobrazeno na obr. 1.4, kde byly záměrně použity jako spínací prvky tranzistory (sériové diody chrání tranzistory před zničením závěrným napětím). Zapojení vstupního proudového usměrňovače odpovídá prvkům zařazeným do proudové cesty nepřímého maticového měniče a stejně jako v případě maticového měniče je potřeba řídit proudový vektor na vstupu.



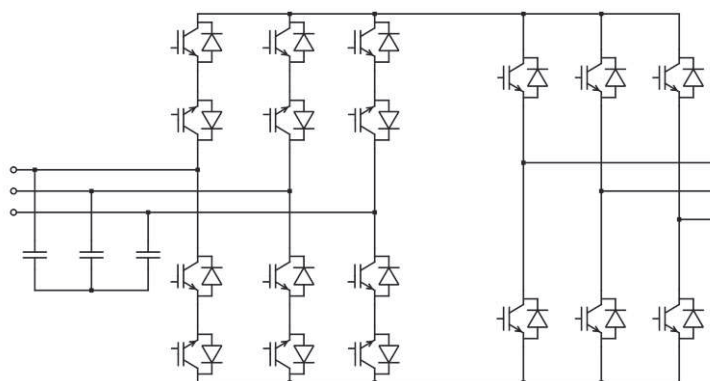
Obr. 1.4 Nepřímý měnič kmitočtu s proudovým stejnosměrným meziobvodem

1.4. Topologie maticových měničů

Maticové měniče lze dále dělit dle použité topologie. V této podkapitole bude uvedeno několik příkladů. Nejedná se o vyčerpávající přehled, ale spíše o představení některých možností, které lze považovat za perspektivní.

1.4.1. Nepřímý maticový měnič

V této práci se implicitně zabývám přímým maticovým měničem. Zajímavá je ovšem i topologie s vyjádřeným meziobvodem, někdy nazývaná také jako topologie nepřímého maticového měniče [33], [41]. Zapojení nepřímého maticového měniče je zobrazeno na obr. 1.5. Uspořádání výkonových prvků silně připomíná nepřímé měniče kmitočtu, zde ovšem neobsahuje akumulární prvek. V levé části je usměrňovačová část tvořená šesti obousměrnými spínači a vpravo je střídačová část tvořená šesti IGBT. Počet spínacích prvků je tedy identický s přímým maticovým měničem. Za pozornost stojí fakt, že polarita napětí v tomto stejnosměrném meziobvodu může být pouze kladná. Pro přímý maticový měnič, kde není stejnosměrný meziobvod takto jasně vyjádřen, zavádíme pojem virtuální meziobvod (viz dále). Polarita takového virtuálního meziobvodu není pak nijak omezena.

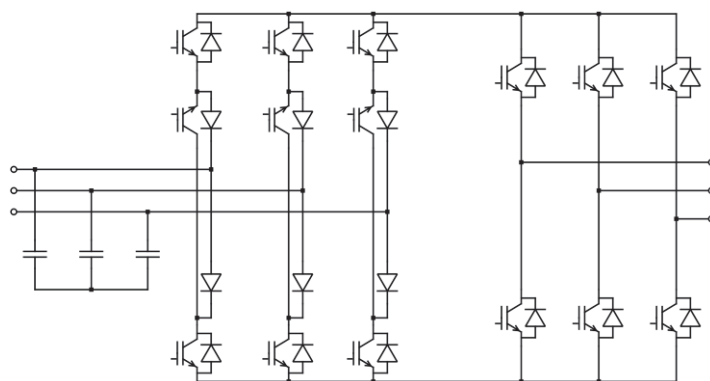


Obr. 1.5: Nepřímý maticový měnič

Nepřímý maticový měnič je základem topologií, kde je možné redukovat počet spínacích prvků.

1.4.2. Topologie „sparse“

Předpokladem pro tuto topologii je záměna spodních obousměrných spínačů usměrňovačové části. Namísto obousměrných spínačů se společným emitorem (obr. 1.5), zařadíme obousměrný spínač se společným kolektorem (obr. 2.2). Touto záměnou získáme zapojení, kde je vstupní fáze připojena mezi dva stejně orientované spínací prvky. Toto zapojení je dále možné zredukovat tak, že vstupní fázi ponecháme zapojenou mezi zpětné diody a ony dva prvky nahradíme jedním, jehož řídicí signál je dán logickým součinem řídicích signálů původních prvků [47]. Výsledné zapojení je zobrazeno na obr. 1.6.

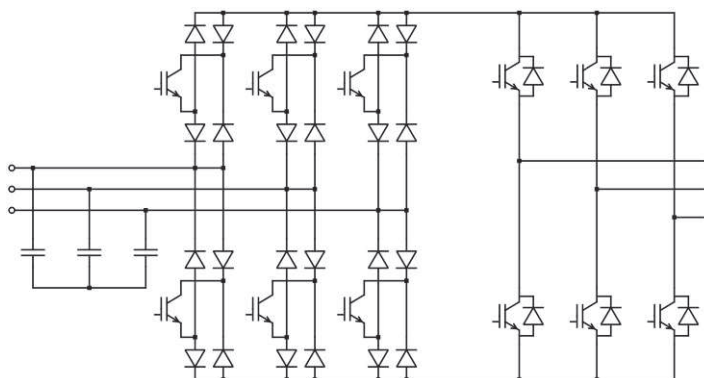


Obr. 1.6: Nepřímý maticový měnič „sparse“

Toto zapojení sníží počet potřebných spínacích prvků o tři. Zároveň dojde ke zvýšení ztrát vlivem vedení pro kladný směr proudu zátěže. To je dáno větším počtem polovodičových prvků zařazených do proudové cesty.

1.4.3. Topologie „very sparse“

Pro výraznější úsporu spínacích prvků, je možné použít uspořádání obousměrného spínače pouze s jedním spínacím prvkem (obr. 2.2). Zapojení takového měniče je zobrazeno na obr. 1.7.

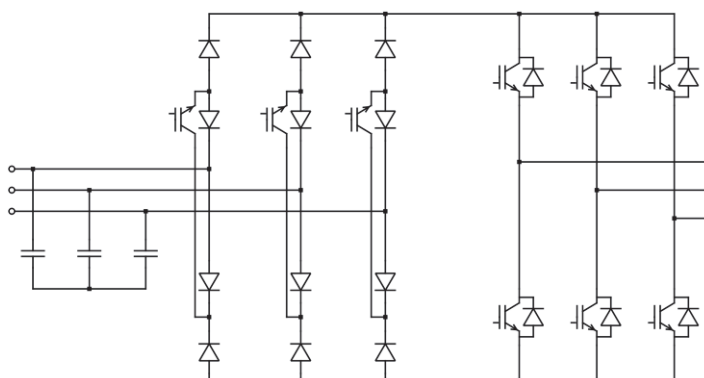


Obr. 1.7: Nepřímý maticový měnič „very sparse“

Toto uspořádání vyžaduje pouze 12 tranzistorů, ale 30 diod. Souběžně s poklesem počtu spínacích prvků dojde i k nárůstu ztrát vedením na polovodičových prvcích vlivem nárůstu počtu diod. Zároveň ztrácíme možnost řídit spínání obousměrných spínačů odděleně pro různé směry proudů. Tomuto faktu, je potřeba přizpůsobit spínací strategii [44], [47].

1.4.4. Topologie „ultra sparse“

Dalšího snížení počtu spínacích prvků je možné dosáhnout pokud je dostačující pouze jednosměrný tok energie. V takovém případě je možné vyjít z topologie „sparse“ a vynechat tranzistory sloužící pro záporný proud meziobvodu [41]. Tímto získáme schéma zobrazené na obr. 1.8.



Obr. 1.8: Nepřímý maticový měnič „ultra sparse“

Toto zapojení vyžaduje pouze 9 spínacích prvků a 18 diod. I v tomto případě dochází k nárůstu ztrát vedením na polovodičových prvcích vlivem nárůstu počtu diod zařazených do proudové cesty. Zátěž tohoto měniče nemusí být čistě odporová, ale výstupní fázový posun je omezen na $\pm 30^\circ$. Stejně omezení platí i pro fázový posun na vstupu měniče [47].

1.5. Současný stav problematiky

Problematika maticových měničů není novým tématem, je řešena v odborných člancích a na konferencích již od osmdesátých let dvacátého století [23], [24], [60]. Realizace maticových měničů byla umožněna díky vývoji v oblasti výkonové elektroniky a s nárůstem výpočetního výkonu mikropočítačů. Kolem roku 2000 vzniká na téma maticových měničů celá řada publikací, článků a funkčních vzorků [7], [9], [13], [26], [27], [30], [32], [62], [63]. Pro získání přehledu o postupu ve vývoji v této oblasti lze doporučit článek [4]. Přesto, že byla publikována celá řada topologií maticových měničů [41], [44], [47] a regulačních strategií [10], [14], [31], [42], [65], nedošlo k rozšíření těchto měničů. Důvodem je pravděpodobně velký počet výkonových prvků, složitost regulační strategie a nižší napěťový přenos. Výhodou maticových měničů je absence akumulárního prvku, díky níž je možné dosáhnout úspory hmotnosti a rozměrů měniče. Pro většinu regulovaných pohonů nevýhody maticového měniče převažují nad jeho výhodami, což brání jeho rozšíření. Uplatnění maticových měničů lze tedy očekávat v oblastech, kde rozměry resp. hmotnost měniče hrají zásadní roli [48], [66]. V případě nepřímých měničů kmitočtu s napěťovým meziobvodem, je pro měnič limitující životnost kondenzátoru použitého v meziobvodu (především pro případ elektrolytických kondenzátorů). Z tohoto důvodu by dalším místem uplatnění mohly být aplikace, vyžadující nízké servisní nároky resp. dlouhý interval mezi nimi [64], nebo aplikace pracující ve vyšších teplotách, kde teplota výrazně zkracuje životnost kondenzátoru.

K dispozici začínají být bezpotenciálové moduly, realizující větší či menší část maticového měniče. Příkladem může být například modul obousměrného spínače SK 60 GM 123 (SEMIKRON) [6], modul jedné fáze maticového měniče FS150R17KE3_K (EUPEC) [51] nebo obdobný modul realizovaný pomocí technologie RB-IGBT (SEMELAB) [52]. Velcí výrobci polovodičových prvků nám

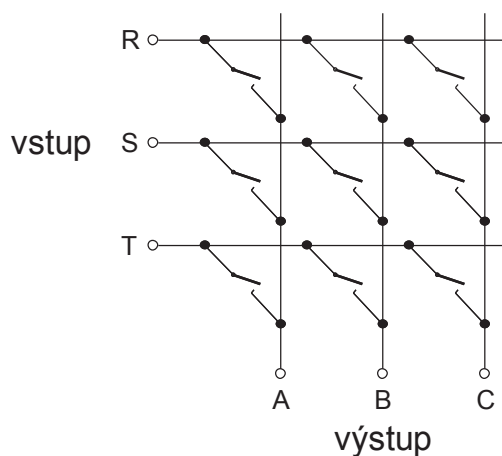
tímto dávají signál, že v oblasti maticových měničů vidí potenciál, a mají zájem o rozvoj v této oblasti.

V současné době společnost Yaskawa nabízí dvě produktové řady přímých měničů kmitočtu. První varianta je určena pro nízké napětí 200 V resp. 400 V a pohony 5,5 kW až 160 kW [53]. V druhé variantě jde o vysokonapěťové měniče 3000 V resp. 6000 V o výkonu 200 kVA až 6 MVA [55].

Vývoj maticových měničů na Katedře elektrických pohonů a trakce ČVUT v Praze započal v rámci disertační práce [1], jež byla obhájena v roce 2006. Výsledkem této práce byl vznik prototypu maticového měniče o výkonu 12 kW. Na tomto maticovém měniči bylo vyvinuto přímé řízení momentu asynchronního motoru [12]. Tato práce byla obhájena v roce 2009. Souběžně probíhaly pod vedením mého školitele a školitele specialisty bakalářské a diplomové práce na nově vyvíjeném prototypu kompaktního maticového měniče [2], [3], [16], [17], [19], [22], [34] - [40]. V současné době v návaznosti na zmíněný kompaktní maticový měnič pokračuje realizace tří disertačních prací.

2. Řešená problematika

Jak již bylo uvedeno, maticový měnič je přímý měnič kmitočtu. Tento měnič sestává obecně z $m \times n$ ideálních spínacích prvků, kde n představuje počet vstupních a m počet výstupních fází (obr. 2.1). Tato konstrukce nám umožňuje připojit na výstup to vstupní napětí, „které se nám nejvíce hodí“. Pokud se rozhodneme, že jako vstupní napětí chceme používat vždy nejvyšší, které je k dispozici, a napětí na zátěži ovlivníme dobou, po kterou se k němu připojíme, dostaneme se do podobné situace jako u nepřímého měniče kmitočtu s napěťovým meziobvodem. Zde pro výběr toho nejvyššího vstupního napětí slouží usměrňovač. Kapacita meziobvodu akumuluje energii a tím zmenšuje zvlnění napětí v meziobvodu. Toto napětí není hladké, což je obzvláště patrné, pokud je měnič napájen pouze z jedné fáze. S takto zvlněným napětím v meziobvodu běžně dokážou pracovat až mega-wattové pohony elektrické trakce, kde ostatně s ohledem na typ napájecího systému ani jiná možnost nezůstává. I v případě maticového měniče by tedy mělo být možné regulovat pohon prostým výběrem vstupního napětí a doby, po kterou se k tomuto napětí připojíme.



Obr. 2.1: Matice (3×3) obousměrných spínačů maticového měniče

Aby bylo možné maticový měnič řídit, je nutné respektovat a dodržet následující body:

- Měnič je napájen z trojfázové soustavy tvořené napěťovým zdrojem, proto nesmí být vstupy zkratovány, tzn. každá výstupní fáze je připojena maximálně k jedné vstupní.

- Předpokládá se zátěž induktivního charakteru. Při rozpojení obvodu by docházelo k přepětí, proto při běžném provozu nesmí být výstupní proud přerušován.

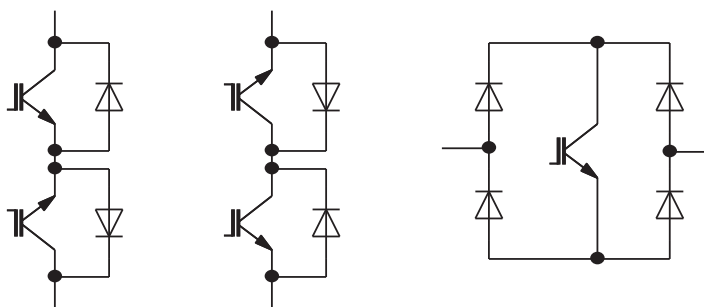
Dvě základní pravidla pro maticový měnič platí i pro nepřímé měniče kmitočtu s napěťovým meziobvodem. Výběr vstupních fází, aniž by došlo k jejich zkratu, je u neřízeného usměrňovače zajištěn změnou polarit napětí na diodách usměrňovače a jejich automatickou komutací. Přerušování proudu zátěže brání zpětné diody napěťového střídače.

Oproti nepřímému měniči kmitočtu s napěťovým meziobvodem jsou zde ale dvě hlavní otázky:

- Jakým způsobem získat pulzy pro spínací prvky, aby bylo generováno požadované napětí na zátěž a zároveň aby měnič odebíral vhodný proud – modulační strategie.
- Jakým způsobem realizovat doposud uvažované ideální spínače, a to jak hardwarově, tak z hlediska přepnutí z jedné fáze na druhou nebo reakce při změně polarit napětí resp. proudu – komutační strategie.

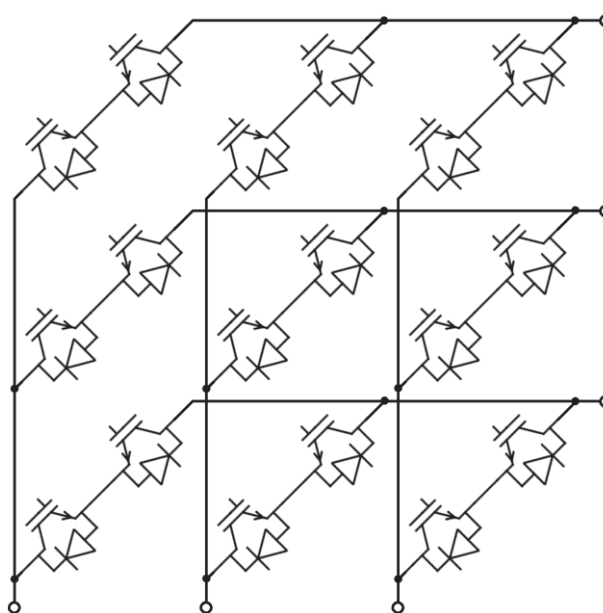
2.1. Reálný obousměrný spínač

Je více způsobů jakým je možné obousměrný spínač realizovat, tři vybrané konfigurace jsou zobrazeny na obr. 2.2.. Na první pohled je zřejmé, že nejsnazší pro řízení by byla třetí konfigurace. Prvek sepneme a nemusíme se starat o polaritu napětí nebo směr proudu. To je zároveň jeho nevýhodou. Komutační strategie maticového měniče řídí sekvenci spínání prvků tak, že dojde k převzetí proudu buď vlivem rozdílu potenciálu nebo důsledkem vypnutí jiného prvku. Třetí konfigurace neumožňuje takovéto spínání a tedy není nejvhodnější. Zároveň větší počet sériově řazených prvků zvyšuje ztráty měniče. První dvě konfigurace jsou z pohledu komutační strategie ekvivalentní, jen je jim třeba zaměnit řídicí pulzy. Jejich hlavním rozdílem je konstrukce driveru. Konfigurace se společným emitorem má společný potenciál řídicích pulzů pro jeden obousměrný spínač (9 pro maticový měnič 3×3), zatímco konfigurace se společným kolektorem má potenciál společný pro každou vstupní a výstupní fázi (6 pro maticový měnič 3×3). Výběr konfigurace je možné nechat na autorovi driverů nebo na výběru bezpotenciálového modulu.



Obr. 2.2: Vybrané realizace obousměrného spínače

V případě vyvíjeného maticového měniče je použit obousměrný spínač se společným emitorem. Výsledné schéma zapojení výkonových prvků je zobrazeno na obr. 2.3.



Obr. 2.3: Matice obousměrných spínačů (3×3) – obousměrný spínač se společným emitorem

2.2. Komutace a modulace

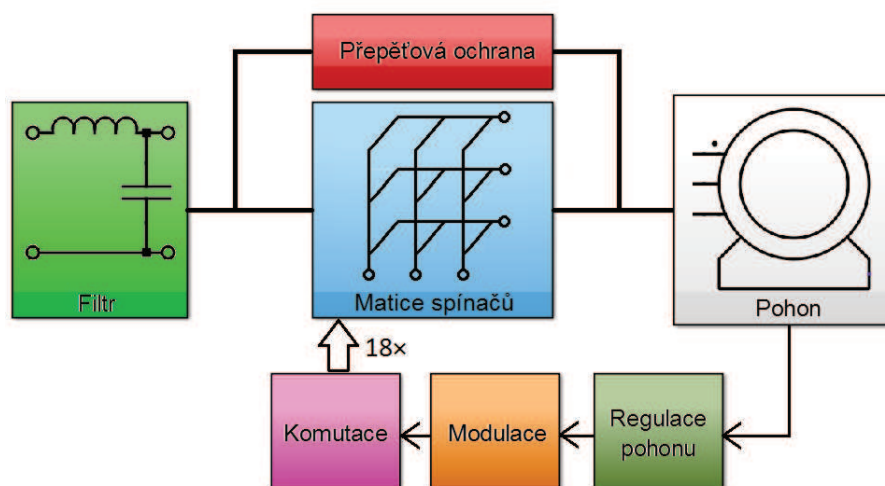
Problematiku komutace nalezneme například u neřízených usměrňovačů. Význam komutace je předání vedení proudu z jednoho prvku na jiný. Obdobně tomu je v případě maticového měniče. Komutací nazýváme přepojení výstupní fáze z jedné fáze vstupní na druhou. Záměrně je zde přepnutí vztaženo k výstupní fázi, protože tento přístup nám umožní z hlediska komutace problematiku definovat pouze vzhledem k jedné výstupní fázi a celý popis tak zjednodušit. Vývoj a odvození komutačních strategií níže již vychází z tohoto předpokladu.

Pokud jde o modulaci, nalezneme ji např. u střídače regulujícího asynchronní pohon. Zde je míněna tímto pojmem strategie, již je realizováno připínání stejnosměrného

napětí na zátěž tak, aby vzniklo například kruhové točivé pole. Obdobně bychom tuto strategii našli i v řízených usměrňovačích, kde je cílem zajistit odběr sinusového proudu. Pro maticový měnič je potřeba modulační strategií zajistit současně jak odběr sinusového proudu tak generování výstupního napětí.

Z výše uvedeného je patrné, že komutace a modulace jsou dvě oddělené funkcionality, které mohou pracovat nezávisle na sobě (obr. 2.4). Na druhé straně mají ale řadu společných rysů. Nabízí se tedy otázka, zda by nebylo možné úpravou jedné funkcionality zlepšit vlastnosti té druhé? Ukazuje se, že to možné je a proto se touto problematikou budeme podrobněji zabývat v dalších kapitolách.

Blokové schéma na obr. 2.4 zobrazuje jak rozdělení řídicí části maticového měniče (regulace pohonu, modulace, komutace), tak zapojení silové části. V silové části maticového měniče, je připojen vstupní filtr [22] a přepětová ochrana [15], [67]. Vstupní filtr tlumí přenos spínací frekvence do napájecí sítě a zajišťuje na vstupu matice obousměrných spínačů velmi nízkou hodnotu indukčnosti. Úlohou přepětové ochrany je pojmout energii z pohonu v případě rozpojení obvodu na výstupu měniče (energie uložená v rozptylových indukčnostech), nebo vzniku přepětí na jeho vstupu.



Obr. 2.4: Blokové schéma maticového měniče

Na závěr této kapitoly bych chtěl ještě uvést několik bodů k praktické realizaci komutačních a modulačních strategií. Cílem by mělo být z hlediska návrhu programových rozhraní (API) co možná nejvíce komutaci a modulaci oddělit. Pro oba bloky mohou být voleny různé strategie a pro maximální flexibilitu použití je třeba stanovit pevný interface mezi komutací a modulací. Komutaci, jak bude uvedeno

dále, je vhodné realizovat stavovým automatem, který pracuje s relativně málo vstupy. Zároveň je třeba úlohy vykonávat v přesný čas a ve velmi rychlém sledu (jednotky mikrosekund nebo méně). Jedná se o velmi rychlé děje a z tohoto důvodu je velmi výhodné realizovat takovéto úlohy pomocí hradlového pole [50]. Modulační strategie vyžaduje znalost vstupních napětí resp. výstupních proudů a realizuje výpočty časů sepnutí. Časová náročnost těchto úloh je srovnatelná s regulační periodou měniče, jejíž časová konstanta je výrazně větší než u bloku komutace a tedy je možné je realizovat v procesoru.

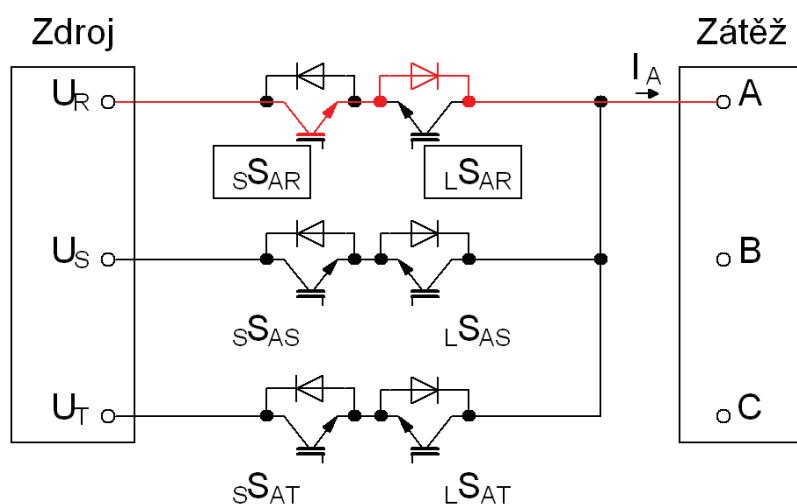
V případě našeho laboratorního modelu, byl zvolen takový HW, který má dostatečný počet logických buněk hradlového pole (Altera Cyclone II EP2C8Q208 [54]). Proto je možné například volbu spínacích kombinací dle modulační strategie realizovat v hradlovém poli. Tím dochází k úspoře výpočetního výkonu procesoru a je tak lépe využít potenciál hradlového pole.

3. Komutační strategie

Pro naše další úvahy budeme pracovat s obousměrným spínačem se společným emitorem. Důvodem je jeho nasazení na vyvíjeném maticovém měniči.

Když již víme, jakým způsobem bude realizován obousměrný spínač, můžeme začít sestavovat komutační strategii. Komutační strategie jsou děleny podle sekvence sepnutí resp. vypnutí, během níž je převeden proud z jednoho obousměrného spínače na spínač jiný. Tato sekvence sestává z "kroků". Jedním krokem je míněno sepnutí nebo vypnutí prvku (prvků). Doba trvání kroku je předem dána (viz kap. 6.5.3.).

Počet kroků potřebný pro komutaci se pohybuje mezi jedním a čtyřmi na základě zvolené strategie. Je zřejmé, že vzhledem ke snaze o dosažení minimálního zvlnění proudu a kvalitní regulace je vhodné snížit počet kroků nutných pro převedení proudu z jednoho spínače na druhý.



Obr. 3.1 Zapojení spínačů pro jednu výstupní fázi – sepnut obousměrný spínač vstupní fáze R

Význam popisu tranzistorů:

xS_{YZ} kde: X značí tranzistor připojený ke zdroji S (source) nebo zátěži L (load)

Y značí výstupní fázi měniče

Z značí vstupní fázi měniče

3.1. Čtyřkrokové komutační strategie

Pro tento způsob spínání je nutné znát buď polaritu vstupních napětí, nebo směr proudu výstupních fází. Výhodou je komutace tranzistorů pouze při požadavku na přepnutí. Nevýhodou je vyšší počet komutačních kroků [1], [2], [7].

3.1.1. Čtyřkrokové spínání řízené podle vstupního napětí

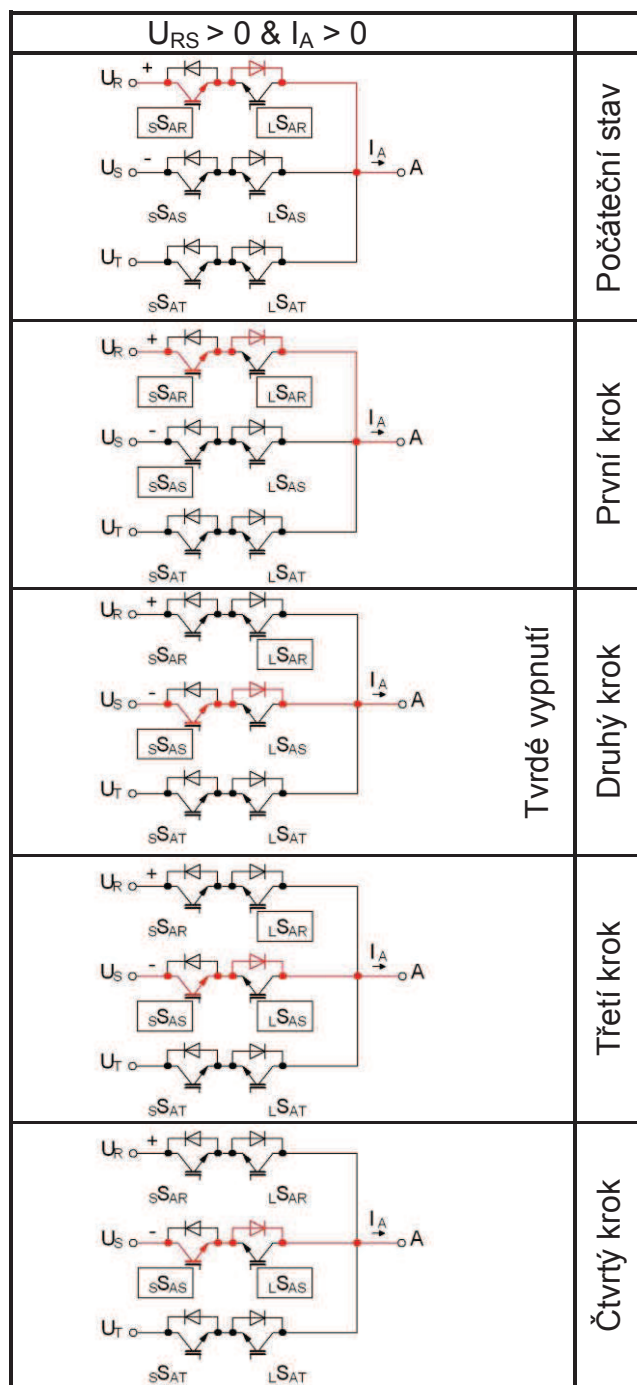
Pro tento způsob řízení komutace je potřebné znát polaritu napětí mezi jednotlivými vstupními fázemi. Budeme uvažovat případ z obr. 3.1, tzn. tranzistory S_{SAR} a L_{SAR} jsou sepnuty a tedy je na výstup A připojena fáze R. V případě, že přijde požadavek k přepnutí na fázi S, odstartuje se sekvence kroků mající za následek sepnutí tranzistorů S_{SAS} a L_{SAS} a vypnutí tranzistorů S_{SAR} a L_{SAR} . Postup komutace je znázorněn v tab. 3.1.

První krok: Nesmí nastat mezifázový zkrat, a proto sepneme ten tranzistor z fáze S, jenž má předřazenou diodu polarizovanou v závěrném směru.

Druhý krok: Nyní můžeme vypnout jeden z tranzistorů fáze R, aniž by došlo k přerušení výstupního proudu. Vypneme stejný tranzistor, který jsme ve fázi S v předchozím kroku sepnuli, (pokud byl sepnut ve fázi S tranzistor na straně zdroje, tak vypneme tranzistor na straně zdroje ve fázi R a opačně). Pokud právě vypnutým tranzistorem protékal výstupní proud, jde o tzv. tvrdé vypnutí. Proud převzal tranzistor sepnutý v prvním kroku (nucená komutace).

Třetí krok: Sepneme druhý tranzistor z fáze S. Pokud by proud protékal směrem ze zátěže do zdroje, přebral by nově sepnutý tranzistor proud fáze R (přirozená komutace), jde o tzv. měkké vypnutí.

Čtvrtý krok: Vypíná druhý tranzistor fáze R. Po uplynutí minimální doby vypnutí T_{OFF} se tento stav stává počátečním pro další komutaci.



Tab. 3.1: Příklad čtyřkrokového spínání řízeného podle vstupního napětí

Úplný přehled pro různé polarizace napětí a proudů je uveden v příloze, viz kap. 13, tab. 13.1 a tab. 13.2.

3.1.2. Čtyřkrokové spínání řízené podle výstupního proudu

Pro tento způsob komutace je nutné znát v každém okamžiku směr výstupního proudu [60]. Pokud budeme uvažovat stejný případ jako pro čtyřkrokové spínání

podle vstupního napětí, můžeme zapsat sekvenci kroků, jež je znázorněna v tab. 3.2. takto:

První krok: Díky znalosti, kterým tranzistorem fáze R neprotéká výstupní proud, můžeme tento tranzistor vypnout, aniž bychom přerušili výstupní proud.

Druhý krok: Sepneme stejný tranzistor fáze S, který vede ve fázi R proud, (pokud je sepnut ve fázi R tranzistor na straně zdroje, pak sepneme tranzistor na straně zdroje ve fázi S a opačně). Pokud je napětí $U_{RS} < 0$, právě sepnutý tranzistor převezme výstupní proud (přirozená komutace), jde o tzv. měkké vypnutí.

Třetí krok: Vypneme i druhý tranzistor z fáze R. Pokud jím protékal proud zátěže, tak po jeho vypnutí začne protékat proud tranzistorem fáze S sepnutým v druhém kroku (nucená komutace), jde o tzv. tvrdé vypnutí.

Čtvrtý krok: Sepneme druhý tranzistor fáze S. Po uplynutí ochranné doby T_{OFF} se tento stav stává počáteční pro další komutaci.

$I_A > 0 \text{ \& \; } U_{RS} > 0$	
	Počáteční stav
	První krok
	Druhý krok
	Tvrdé vypnutí Třetí krok
	Čtvrtý krok

Tab. 3.2: Příklad čtyřkrokového spínání řízeného podle výstupního proudu

Úplný přehled pro různé polaroty napětí a proudů je uveden v příloze, viz kap. 13, tab. 13.3 a tab. 13.4.

3.2. Tříkroková komutační strategie

Pro tento způsob spínání je nutné znát jak polaritu vstupního napětí, tak i směr výstupního proudu. Jde o rozšíření čtyřkrokové komutační strategie řízené podle

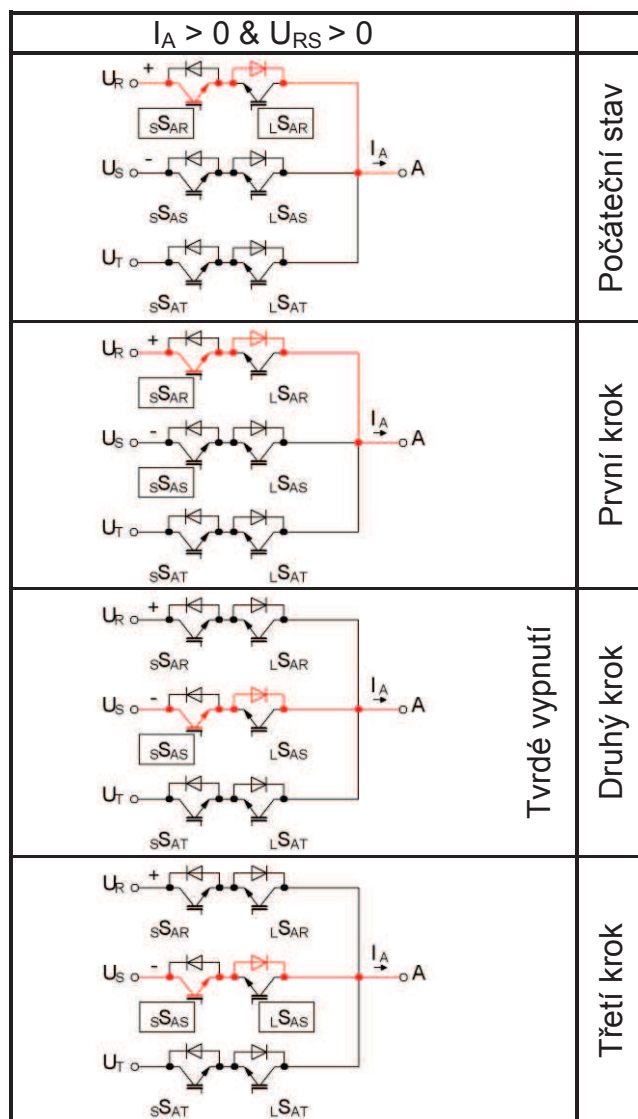
vstupního proudu. Na základě znalosti napětí mezi aktuálně sepnutou a připínanou fází sloučíme jedno vypnutí se sepnutím [7].

Pokud budeme uvažovat stejný případ jako pro čtyřkrokové spínání podle vstupního proudu, můžeme zapsat sekvenci kroků, jež je znázorněna v tab. 3.3 takto:

První krok: Na základě znalosti, kterým tranzistorem fáze R neprotéká výstupní proud, můžeme tento tranzistor vypnout, aniž bychom přerušili výstupní proud. Pokud je napětí kladné, zároveň sepne v nově připínané fázi stejný tranzistor, jímž protéká proud ve fázi vypínané.

Druhý krok: Pokud je napětí $U_{RS} > 0$, vypneme druhý tranzistor z vypínané fáze (nucená komutace), jde tzv. tvrdé vypnutí. V opačném případě sepne v nově připínané fázi stejný tranzistor, jímž protéká proud ve fázi vypínané. Tento sepnutý tranzistor převezme výstupní proud (přirozená komutace), jde o tzv. měkké vypnutí.

Třetí krok: Sepneme i druhý tranzistor z fáze S. Pokud je ještě sepnut tranzistor ve fázi R, tak jej současně vypneme.



Tab. 3.3: Příklad tříkrokového spínání

Podrobně rozkreslené pořadí kroků pro různé polaritu napětí a proudů je uvedeno v příloze, viz kap. 13, tab. 13.15 a tab. 13.16.

3.3. Dvoukrokové komutační strategie

Pro tento způsob spínání je opět nutné znát polaritu vstupních napětí nebo směr proudu výstupních fází. Výhodou je snížení počtu komutačních kroků. Nevýhodou je potřeba spínání nejen při požadavku na přepnutí, ale i při změně polarity napětí popř. směru proudu [1], [2], [7].

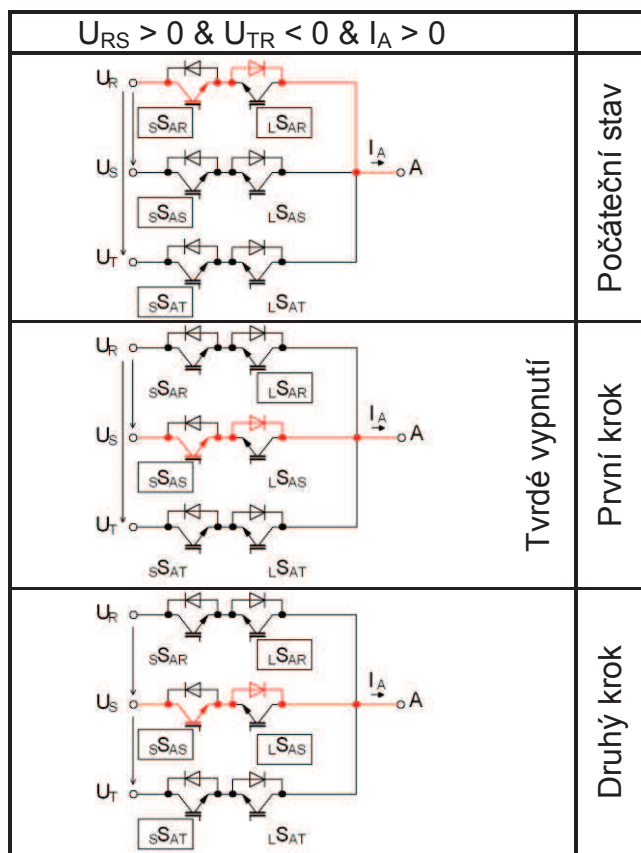
3.3.1. Dvoukrokové spínání řízené podle vstupního sdruženého napětí

Pro další úvahy budeme uvažovat stejný případ jako v předchozích příkladech, ke kterému dále doplníme informaci o tom, že napětí U_{RS} je kladné a U_{TR} záporné.

Při tomto spínání je v inicializačním stavu jedna vstupní fáze připojena k výstupní oběma tranzistory (sS_{AR} a lS_{AR}), jde o fázi, která bude při komutaci vypnuta. Zbylé dvě fáze mají sepnut jeden z tranzistorů tak, aby se přes něj nemohl uzavírat mezifázový zkratový proud (sS_{AS} a sS_{AT}). Jedná se v podstatě o přípravu komutace. Které z tranzistorů budou sepnuty, je určeno polaritou mezi fázemi připojenou na zátěž a ostatními vstupními fázemi. Pokud je polarita kladná, je sepnut tranzistor na straně zdroje. Pokud je polarita záporná, je sepnut tranzistor na straně zátěže. Příprava komutace je třeba neustále kontrolovat a případně měnit sepnutí tranzistorů. Je zřejmé, že jimi neprotéká proud, a proto je můžeme vypínat a spínat velice rychle. Pro příklad budeme uvažovat opět stejnou situaci. Sekvenci kroků znázorněných v tab. 3.4 můžeme popsat takto:

První krok: Ve fázích, jež nemají být připojeny na výstup, vypneme tranzistory na stejné straně (zdroj nebo zátěž), jako je sepnutý tranzistor v připínané fázi. (sS_{AR} a sS_{AT}).

Druhý krok: Sepneme druhý tranzistor v zapínané fázi (sS_{AR}).



Tab. 3.4: Příklad dvoukrokového spínání řízeného podle vstupního napětí

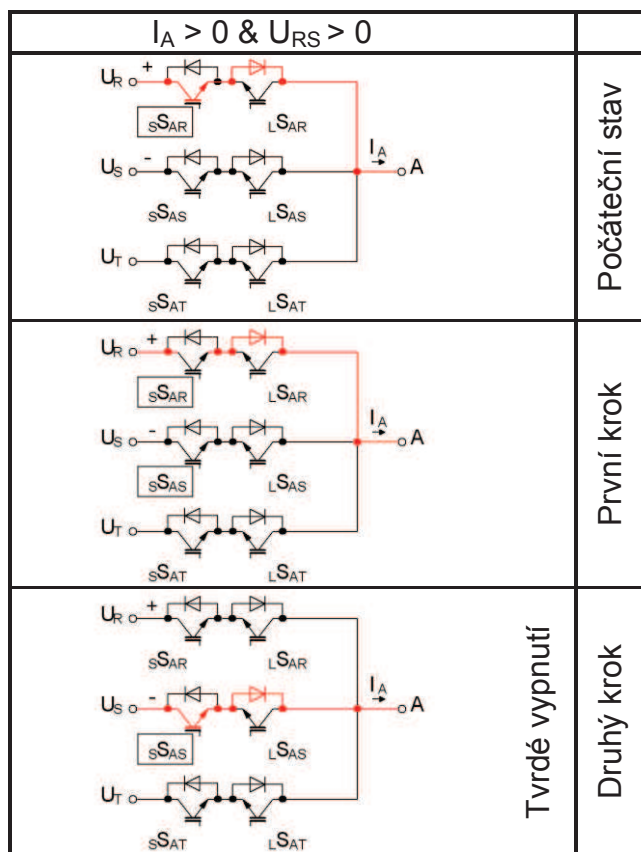
Podrobně rozkreslené pořadí kroků pro různé polaroty napětí a proudů je uvedeno v příloze tab. 13.5, tab. 13.6, tab. 13.7 a tab. 13.8. Pro snadnější orientaci jsem označil polaritu napětí šipkami směřujícími od fáze s vyšším potenciálem k fázi s potenciálem nižším.

3.3.2. Dvukrokové spínání řízené podle výstupního proudu

Při tomto spínání je v inicializačním stavu vstupní fáze připnuta k výstupní jedním tranzistorem tak, aby mohl protékat proud – předpokládejme stejnou situaci jako doposud (sS_{AR}). Tabulku znázorňující jednotlivé kroky tab. 3.5 by bylo možné popsat následujícím způsobem:

První krok: Sepneme ten tranzistor zapínané fáze, který je na stejné straně (zdroj nebo zátěž) u vypínané fáze sepnut (sS_{AS}).

Druhý krok: Vypneme tranzistor vypínané fáze (sS_{AR}).



Tab. 3.5: Příklad dvukrokového spínání řízeného podle výstupního proudu

Podrobně rozkreslené pořadí kroků pro různé polaroty napětí a proudů je uvedeno v příloze, viz kap. 13, tab. 13.9 a tab. 13.10.

3.4. Jednokroková komutační strategie

Tento komutační algoritmus kombinuje oba algoritmy dvoukrokového spínání. Je potřeba znát jak polaritu vstupních napětí, tak i směr výstupního proudu. Jeho výhodou je pouze jeden krok pro přepnutí z jedné vstupní fáze na jinou, a tedy minimální doba komutace. Nevýhodou je poměrně značný počet přepnutí mimo vlastní komutaci [1], [2].

Přepnutí je realizováno v jediném kroku. Aby to bylo možné, je třeba obvod připravit. Ono připravení je závislé na směru výstupního proudu a polaritě vstupních fází. Musí se tedy měnit i při těchto změnách.

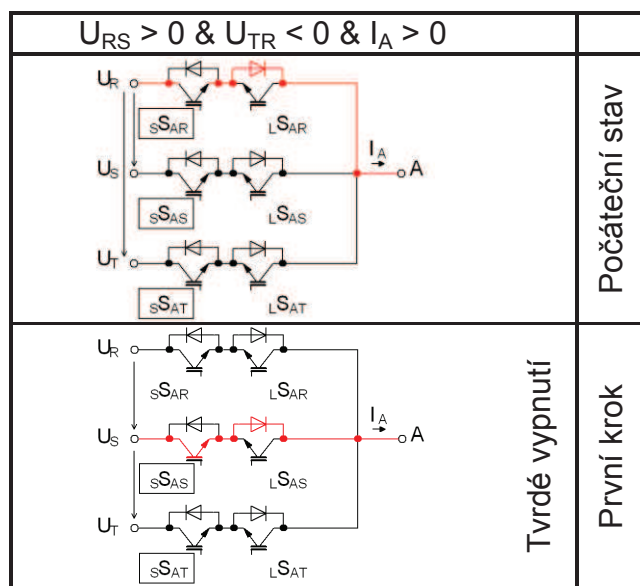
V počátečním stavu je k výstupní fázi připnuta jedna, dvě nebo tři fáze vstupní vždy pouze jedním tranzistorem. Kolik fází bude takto připnuto, určují polarity napětí. O tom, který ze dvou tranzistorů v obousměrném polovodičovém spínači je sepnut, rozhoduje směr proudu. Všechny spínače jsou sepnuty tak, aby byly schopny případně vést proud stávajícího směru.

Pro příklad uvažujme kladný směr proudu dle obr. 3.1. Pokud bude fáze, z které teče do zátěže proud, vzhledem k ostatním na nejvyšším potenciálu, připravíme se pro komutaci sepnutím tranzistorů v obou zbývajících fázích. Budeme-li komutovat na fázi o nejnižším potenciálu, postačí ponechat sepnutý tranzistor této fáze a zbylé dva vypnout. Pokud přepínáme na fázi, jež není na nejnižším potenciálu, vypneme pouze tranzistor z fáze, která doposud vedla. Tento případ je zobrazen v tab. 3.6. V obou případech dojde k nucené komutaci na žádanou fázi.

Pokud bude fáze, z které teče do zátěže proud, vzhledem k ostatním na nejnižším potenciálu, ponecháme sepnut pouze jeden tranzistor. Potom nám pro komutaci z jedné fáze na druhou postačí sepnout tranzistor té fáze, na kterou chceme přepnout. Tak dojde k přirozené komutaci na požadovanou fázi.

Pokud bude fáze, z které teče do zátěže proud, vzhledem k druhé na vyšším a k třetí na nižším potenciálu, připravíme se pro komutaci sepnutím tranzistoru ve fázi na nižším potenciálu. Pro komutaci na nižší potenciál vypneme tranzistor, jímž doposud tekla proud. Dojde tak k nucené komutaci. V případě, že budeme přepínat na fázi o vyšším potenciálu, sepneme tranzistor v této fázi. Tím dojde k přirozené komutaci.

Přípravu na komutaci je potřeba neustále kontrolovat a měnit podle vstupních napětí a výstupních proudů.



Tab. 3.6: Příklad jednokrokového spínání

Podrobně rozkreslené pořadí kroků pro různé polaroty napětí a proudů je uvedeno v příloze, viz kap. 13, tab. 13.11, tab. 13.12, tab. 13.13 a tab. 13.14.

3.5. Porovnání komutačních strategií

Dále v textu bude používán výraz "vícekrokové" komutační metody, čímž jsou myšleny tříkrokové nebo čtyřkrokové metody. Jako "méněkrokové" metody budou označovány metody jednokrokové a dvoukrokové. Toto rozdělení je zavedeno vzhledem k některým společným vlastnostem v dané skupině stejně, jako tomu je například u metod řízených podle proudu nebo napětí, bez ohledu na počet kroků.

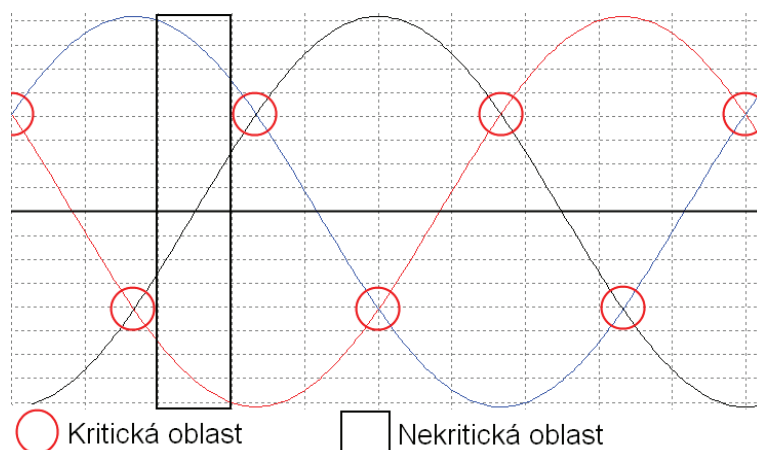
3.5.1. Společné znaky komutačních strategií

Společným znakem všech komutačních strategií je dodržení podmínky "nezkratovat vstup a nerozpojit výstup". Z hlediska regulace chceme využít maximální spínací periody (malý poměr doby komutace vzhledem ke spínací periodě měniče), čímž dosáhneme menšího zvlnění proudů jak na vstupu tak na výstupu, což pozitivně ovlivní přesnost regulace a návrh vstupního filtru (především co se týká jeho velikosti). Robustnost a minimalizace komutačního času jsou poněkud v rozporu. Robustností stran podmínek komutace se vyznačují především vícekrokové metody, které mají plně sepnut obousměrný spínač resp. oba tranzistory, které jej realizují.

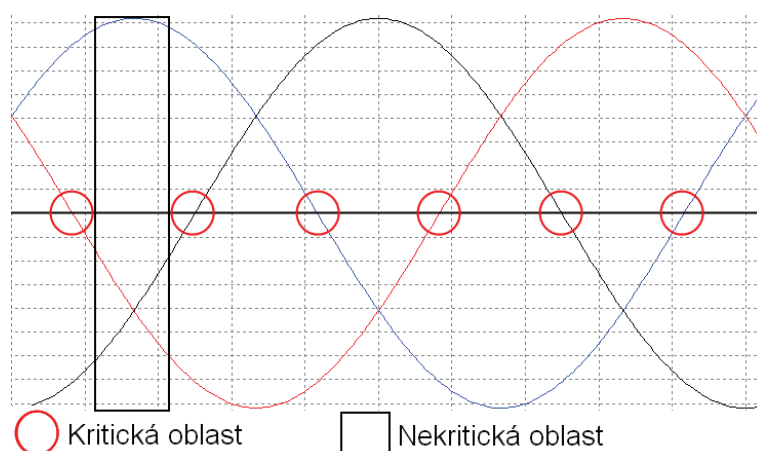
Oproti tomu využití spínací periody obousměrného spínače roste se snižujícím se počtem komutačních kroků. Zde je třeba zvolit kompromis a to především s ohledem na dostupný hardware. Poněkud větší vstupní filtr a intenzivnější chlazení prvků může být někdy přijatelnějším řešením než precizní měření vstupních napětí resp. výstupních proudů, jež je komplikované a drahé.

Víceřádkové metody komutace se vyznačují nejistotou v době „sepnutí resp. vypnutí“ obousměrného spínače. U měničů kmitočtu s napěťovým meziobvodem jsou někdy zpoždění sepnutí kompenzována pro dosažení preciznější regulace (kompenzace mrtvých dob). U víceřádkových komutačních strategií není jisté, v kterém kroku ke komutaci skutečně dojde. Pokud bychom chtěli sestavit model maticového měniče a na základě spínání určit výstupní napětí, narazíme na tentýž problém. Výjimkou ve víceřádkových metodách je třířádková komutační strategie. Pokud je použita tato komutační metoda, dochází ke komutaci vždy ve druhém kroku. To je ovšem vykoupeno relativně větší složitostí, protože je nutné znát jak polaritu vstupního napětí, tak i směr proudu do zátěže. Z tohoto pohledu je bezproblémová jednorádková metoda komutace, u níž ovšem narazíme na extrémní nároky na určení polarit vstupních napětí a výstupních proudů.

Všechny uvedené metody mají společnou nevýhodu, kterou je nejistota měření v okolí průchodu dané veličiny nulou. Nejde o zjištění přesné hodnoty veličiny, ale o rychlé určení polarity. V měření vznikají pásma nejistoty, kde není možné spolehlivě určit polaritu řídicího signálu. Příklad těchto pásem je uveden na obr. 3.2 pro měření fázových napětí, (v publikacích je často uváděno měření fázového vstupního napětí). Na obr. 3.3 je stejná situace pro měření sdruženého napětí. Obdobně lze zobrazit nejistotu určení směru výstupního proudu. Pásma zobrazená na obrázcích obr. 3.2 a obr. 3.3 nemusí respektovat pouze nejistotu měření, ale rovněž zpoždění dané měřicím řetězcem nebo samotnou dobou komutace, při níž by nemělo docházet ke změně polarity resp. směru řídicí veličiny. Chyba v takovémto případě může vést ke vstupnímu zkratu nebo rozpojení výstupního proudu. Víceřádkové metody mají výhodu v plném sepnutí obousměrného spínače. V takovém případě není potřeba měnit spínací kombinaci při změnách polarity vstupního napětí resp. výstupního proudu, ale pouze při požadavku na sepnutí. Méně řádkové komutační metody mají prvky obousměrných spínačů připraveny pro sepnutí. Tato příprava je platná pouze pro aktuální stav řídicí veličiny (veličin) a při změně je třeba přípravu změnit.



Obr. 3.2: Problematické oblasti s hlediska komutace –měření fázového napětí.



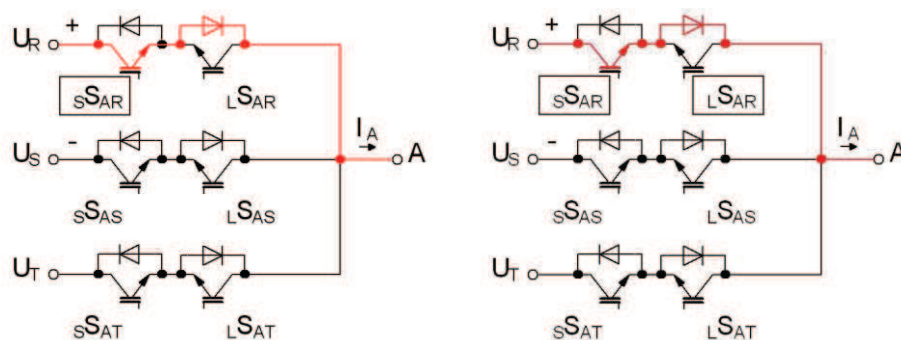
Obr. 3.3: Problematické oblasti z hlediska komutace – měření sdruženého napětí.

Výhodou napěťově řízených metod je ve většině případů konstantní napájecí napětí. Průchody nulou jsou tedy dopředu známy a lze se na ně připravit. Pro proudově orientované metody se kritické oblasti zvětšují pro nízké proudy. A v okamžiku spuštění měniče, kdy ještě žádné proudy neprotékají, nemá komutační metoda řídicí signály vůbec. Pro méněkrokové metody řízené podle výstupního proudu platí, že v případě, že proud klesá k nule, nebo v případě, že nelze bezpečně určit směr proudu, je potřeba sepnout i tranzistor pro vedení proudu opačným směrem. Po nárůstu proudu resp. určení jeho směru je třeba tranzistor, jímž proud neprotéká, vypnout. Pro méně krokové metody řízené podle napětí platí opačná zásada. V případě, že nelze bezpečně určit polaritu napětí, je potřeba vypnout připravené tranzistory tak, aby na vstupu nevznikl mezifázový zkrat. Pokud jsou sepnuty tranzistory resp. vypnuty připravené tranzistory, není možné použít méněkrokové komutace. V takovém případě je řešením zablokovat komutaci, čímž dojde

k narušení regulace pohonu. Další možností je použití komutační strategie využívající jinou řídicí veličinu, čímž vznikne "kombinovaná komutační strategie".

3.5.2. Kombinované komutační strategie

Kombinované strategie mohou používat odlišné komutační strategie či způsoby řízení dle jejich aktuální výhodnosti. Při použití dvoukrokové spínací metody řízené podle výstupního proudu by bylo možné použít pro případy nejistoty určení proudu čtyřkrokovou spínání řízené podle napětí. Na obr. 3.4 vlevo je zobrazeno sepnutí obousměrného spínače pro případ řízení dle výstupního proudu. Pokud by pro tento případ proud poklesl do oblasti, kde by nebylo možné spolehlivě detekovat jeho směr, je možné sepnout tranzistor L_{SAR} . Tím je umožněno proudu protékat i opačným směrem. Oním preventivním sepnutím získáme stav zobrazený na obr. 3.4 vpravo. Dále nelze uvažovat jakoukoliv strategii vycházející z řízení podle proudu. Dvoukroková komutační strategie řízená podle vstupního napětí by vyžadovala sepnutí tranzistorů v ostatních fázích. Za povšimnutí stojí fakt, že preventivním sepnutím tranzistoru jsme přímo získali sepnutí pro čtyřkrokovou komutační strategii řízenou podle vstupního napětí obr. 3.4 vpravo. Obdobně jednoduchý je přechod zpět, kdy po spolehlivé detekci směru proudu dojde pouze k vypnutí tranzistoru, jež právě nevede proud.

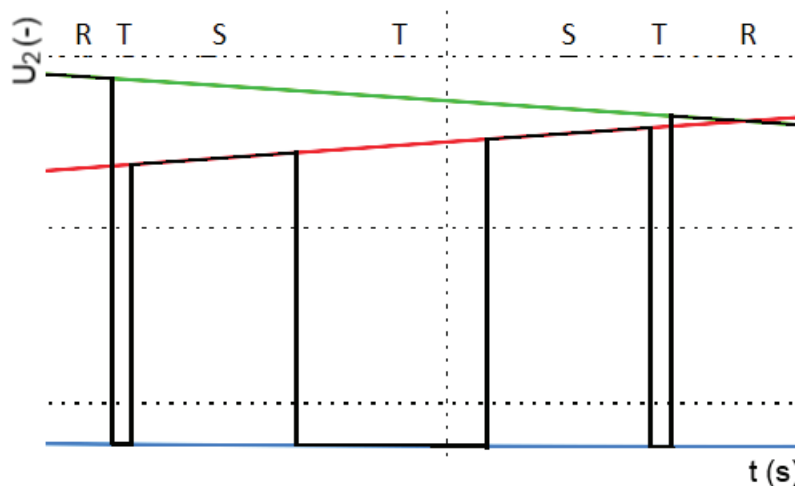


Obr. 3.4: Sepnutí obousměrného spínače pro dvoukrokovou komutační strategii řízenou podle výstupního proudu (vlevo). Sepnutí obousměrného spínače pro čtyřkrokovou komutační strategii řízenou podle vstupního napětí (vpravo).

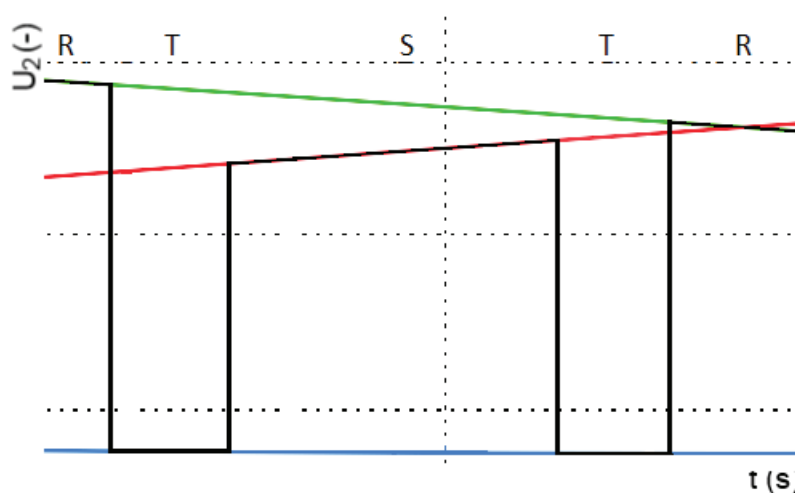
3.5.3. Robustní komutační strategie

Další možností pro řešení problémů komutace při nízkém měřeném signálu napětí je možnost přechodu přes třetí fázi [9], [61] - [63]. Například pokud požadujeme komutaci z fáze R na fázi S a napětí U_{RS} je blízké nule, je možné vložit sekvenci R na

T na S. Pokud vycházíme z předpokladu, že vstupní napětí je symetrické, nenulové a napětí mezi fází R a S je blízké nule, tak napětí mezi S a T resp. T a R bude v absolutní hodnotě blízké $\sqrt{3}/2$ amplitudy. Takovéto vložení je v literatuře často označováno jako "nahrazení". Princip této metody je zobrazen na obr. 3.5. Nevýhodou je vložení jiného vektoru, byť na krátkou dobu. Modulační strategie může sestávat z několika spínacích kombinací. V některých případech by bylo možné zaměnit spínací pořadí tak, abychom se vyhnuli spínání při nejisté polaritě napětí. Takováto záměna pořadí spínacích kombinací je v literatuře často označováno jako "prevence" [8]. Princip této strategie je zobrazen na obr. 3.6, kde je pro názornost použita stejná situace jako na obr. 3.5.



Obr. 3.5 Nahrazení (vložení vektoru)



Obr. 3.6 Prevence (změna pořadí)

Tato problematika se týká modulační strategie a proto se je podrobněji popsána v kapitole 5.

3.6. Výběr komutační strategie

V předchozích kapitolách byla uvedena řada komutačních strategií. Některé tyto strategie již byly zpracovány pro nově vyvíjený maticový měnič ve formě VHDL kódu a následně otestovány pomocí simulace (čtyřkroková komutační strategie řízená podle vstupního napětí [3], dvoukroková komutační strategie řízená podle vstupního napětí [39] a dvoukroková komutační strategie řízená podle výstupního proudu [40]).

Při volbě komutační strategie, jež bude nasazena na měnič jako první, jsem se rozhodl přidržel robustního řešení. Proto jsem vybral čtyřkrokovou komutační strategii řízenou podle vstupního napětí. Hlavní motivací bylo neměnné sepnutí při změně fyzikálních veličin (není realizována příprava pro komutaci), v podstatě konstantní řídicí signály komutační metody a možnost optimalizace modulační strategie vzhledem k robustnosti komutace (bude uvedeno v kapitole 5).

Již při výběru této komutační strategie bylo jasné, že tato komutační metoda bude mít omezující vliv na vlastnosti maticového měniče. Komutační strategie omezuje využití spínací periody a zavádí nepřesnosti a omezení pro modulační strategii. Zvolená modulační strategie má delší dobu komutace a tím jsou nepřesnosti a omezení ještě výraznější (podrobněji uvedeno v kapitole 6.5).

4. Modulační strategie

Modulační strategie zajišťuje generování požadovaného výstupního napětí a zajištění vhodného tvaru a fázového posunu vstupního proudu. Vzhledem k tomu, že maticový měnič nepoužívá akumulární prvek, okamžitá hodnota výkonu na výstupu, musí být rovna okamžité hodnotě výkonu na vstupu (při zanedbání ztrát).

4.1. Metoda „Alesina – Venturini“

Okamžité hodnoty vstupního napětí jsou použity pro získání signálu, jehož základní harmonickou složkou je žádaná sinusoida výstupního napětí. Pokud bychom pro každý prvek měniče S_{ji} definovali čas t_{ji} , který reprezentuje dobu sepnutí daného prvku během spínací periody T_S , tak je možné vyjádřit princip získání výstupního signálu následující rovnicí:

$$\bar{u}_{jN} = \frac{t_{jR} \cdot u_R + t_{jS} \cdot u_S + t_{jT} \cdot u_T}{T_S} \quad (4.1)$$

kde \bar{u}_{jN} je průměrná hodnota výstupního napětí za spínací periodu j -té výstupní fáze.

Platí, že $T_S = t_{jR} + t_{jS} + t_{jT}$, kde $j = A, B, C$. Z uvedeného je možné stanovit poměrné doby sepnutí prvků:

$$m_{jR}(t) = \frac{t_{jR}}{T_S}, \quad m_{jS}(t) = \frac{t_{jS}}{T_S}, \quad m_{jT}(t) = \frac{t_{jT}}{T_S} \quad (4.2)$$

Uplatněním rovnice (4.1) na všechny výstupní fáze měniče a užitím rovnic (4.2) získáme následující rovnici:

$$\bar{u}_{out}(t) = M(t) \cdot u_{in}(t) \quad (4.3)$$

kde $\bar{u}_{out}(t)$ je vektor základní harmonické výstupního napětí, $u_{in}(t)$ je vektor vstupního napětí (okamžitá hodnota) a $M(t)$ je nízkofrekvenční přenosová matice. Její definice je daná následujícím vztahem:

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{AR}(t) & m_{AS}(t) & m_{AT}(t) \\ m_{BR}(t) & m_{BS}(t) & m_{BT}(t) \\ m_{CR}(t) & m_{CS}(t) & m_{CT}(t) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Obdobně lze vypočíst vstupní proud měniče:

$$\bar{i}_{in}(t) = M^T(t) \cdot i_{out}(t) \quad (4.5)$$

kde $\bar{i}_{in}(t)$ je vektor první harmonické vstupního proudu, $i_{out}(t)$ je vektor výstupního proudu (okamžitá hodnota) a $M^T(t)$ je transponovaná matice $M(t)$.

Rovnice (4.3) a (4.5) jsou základem modulační metody „Alesina - Verturini“ [23]. Rovnici, jež realizuje výpočet prvků přenosové matice je možné vyjádřit takto:

$$m_{ji} = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{2 \cdot u_i(t) \cdot \bar{u}_{jN}}{U_i^2} \right) \quad (4.6)$$

kde $u_i(t)$ je okamžitá hodnota vstupního napětí pro $i = R, S$ nebo T . \bar{u}_{jN} je požadovaná základní harmonická výstupního signálu pro $j = A, B$, nebo C a U_i^2 je kvadrát amplitudy vstupního napětí pro $i = R, S$ nebo T .

Pokud budeme předpokládat, že vstupní napětí měniče je dáno:

$$u_{in}(t) = \begin{bmatrix} U_{in} \cdot \cos(\omega_{in} t) \\ U_{in} \cdot \cos\left(\omega_{in} t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{in} \cdot \cos\left(\omega_{in} t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

A dále, že vzhledem k induktivnímu charakteru zátěže, je výstupní proud sinusový a může být vyjádřen jako:

$$i_{out}(t) = \begin{bmatrix} I_{out} \cdot \cos(\omega_{out} t + \phi_{out}) \\ I_{out} \cdot \cos\left(\omega_{out} t - \frac{2\pi}{3} + \phi_{out}\right) \\ I_{out} \cdot \cos\left(\omega_{out} t + \frac{2\pi}{3} + \phi_{out}\right) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Kde $\omega_{in} = 2 \cdot \pi \cdot f_{in}$ a $\omega_{out} = 2 \cdot \pi \cdot f_o$, přičemž f_{in} a f_{out} odpovídají frekvenci zdroje a zátěže. U_{in} odpovídá amplitudě vstupního napětí a I_{out} odpovídá amplitudě výstupního proudu. Dále předpokládáme, že požadovaný vektor vstupního proudu je dán:

$$i_{in}(t) = \begin{bmatrix} I_{in} \cdot \cos(\omega_{in}t + \phi_{in}) \\ I_{in} \cdot \cos\left(\omega_{in}t - \frac{2\pi}{3} + \phi_{in}\right) \\ I_{in} \cdot \cos\left(\omega_{in}t + \frac{2\pi}{3} + \phi_{in}\right) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Kde I_{in} odpovídá amplitudě vstupního proudu. Pokud dále budeme předpokládat, že požadované výstupní napětí je:

$$u_{out}(t) = \begin{bmatrix} q \cdot U_{in} \cdot \cos(\omega_{out}t) \\ q \cdot U_{in} \cdot \cos\left(\omega_{out}t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ q \cdot U_{in} \cdot \cos\left(\omega_{out}t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Dosazením z rovnice (4.7) a (4.10) do rovnice (4.6) lze získat rovnici pro výpočet prvků přenosové matice, kde je jasně patrný vliv činitele přenosu napětí q .

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + 2q \cos\left[\alpha_{out} - (j-1)\frac{2\pi}{3}\right] \cos\left[\beta_{in} - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right] \right\} \quad (4.11)$$

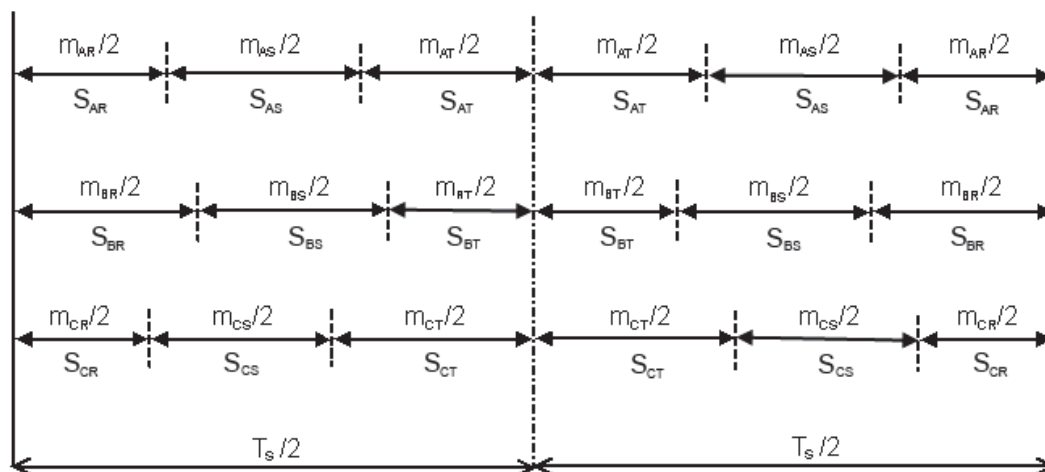
Zde indexy i a j udávají pozici prvku v přenosové matici [26].

Při použití této metody je výstupní napětí získáno vynásobením vstupního napětí a přenosové matice reprezentující měnič. Prvky této přenosové matice určují poměrnou dobu sepnutí jednotlivých ideálních spínačů měniče. Tato metoda umožňuje řízení výstupního napětí a vstupního účinníku. Za předpokladu symetrického vstupního i výstupního napětí je maximální hodnota činitele přenosu napětí q rovna 0,5. Amplituda výstupního napětí tedy může být maximálně polovina vstupního (4.12). Takto nízká hodnota představuje zásadní nevýhodu této metody.

$$q = \frac{U_{outlh}}{U_{inlh}} \quad (4.12)$$

kde q je činitel přenosu napětí, U_{inlh} efektivní hodnota základní složky vstupního napětí a U_{outlh} efektivní hodnota základní složky výstupního napětí.

Další nevýhodou je počet sepnutí během jedné spínací periody. Na obr. 4.1 je zobrazen symetrický spínací vzor modulační metody „Alesina - Venturini“. Během jedné spínací periody dojde ke 12 sepnutím (změna indexu spínače S) [10], [26].



Obr. 4.1 Symetrický spínací vzor metody „Alesina – Venturini“

4.2. Optimalizovaná metoda „Alesina – Venturini“

Tato metoda kompenzuje nevýhodu nízkého činitele napěťového přenosu, jak je uvedeno u předchozí metody [10], [25]. Hodnota činitele přenosu napětí je zde zvětšena na cca $q = 0,866$. Toho je dosaženo injekcí třetí harmonické. Výpočet prvků přenosové matice lze v tomto případě popsat následující rovnicí:

$$m_{ji}(t) = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{2u_i(t) \bar{u}_{jN}}{U_i^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \zeta \right) \quad (4.13)$$

kde $\zeta = \sin(\omega_{in}t + \beta_{in}) \sin(3\omega_{in}t)$ pro $i = R, S, T, j = A, B, C$ a $\beta_{in} = 0, (2\pi/3), (4\pi/3)$.

Pokud bychom chtěli vyjádřit rovnici po dosažení napětí, vypadala by následovně:

$$m_{ji} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + 2q \cos \left[\beta_{in} - \frac{2\pi(i-1)}{3} \right] \cdot \left[\cos \left(\alpha_{out} - \frac{2\pi(j-1)}{3} \right) - \frac{\cos(3\alpha_{out})}{6} + \frac{\cos(3\beta_{in})}{2\sqrt{3}} \right] - \frac{2}{3\sqrt{3}} q \left[\cos \left(4\beta_{in} - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(2\beta_{in} + (i-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right] \right\} \quad (4.14)$$

Tato rovnice je platná opět pro vstupní $\cos \varphi = 1$. Nutno dodat, že kompletní řešení, platné i pro jiný účinník bylo pro tuto metodu také odvozeno, ale je značně složité a vyžaduje znalost výstupního účinníku [10], [26]. Přesto, že bylo dosaženo činitele přenosu napětí cca $q = 0,866$, což je maximum, kterého je maticový měnič schopen

dosáhnout bez přemodulace [5], zůstává stále vysoký počet sepnutí za jednu spínací periodu.

4.3. Skalární metoda „Royova“

Další strategií je skalární metoda, již vyvinul G. Roy [24]. Tato metoda vychází z použití poměru okamžitých hodnot specifických vstupních fázových napětí pro generování aktivních a nulových stavů spínačů měniče. Hodnota napětí pro každou výstupní fázi je dána:

$$\bar{u}_{jN} = \frac{1}{T_s} \cdot (t_{jK} \cdot u_K + t_{jL} \cdot u_L + t_{jM} \cdot u_M) \quad (4.15)$$

$$t_K + t_L + t_M = T_s \quad (4.16)$$

kde t_{ji} opět udává dobu sepnutí prvku během spínací periody T_s , u_i udává napětí vstupní fáze. Index K, L nebo M udává, o kterou ze vstupních fází se jedná podle následujícího klíče: M je přiřazen ke vstupnímu napětí, které má opačnou polaritu než ostatní dvě napětí. L je přiřazeno menšímu napětí ze dvou zbývajících a K je přiřazeno třetímu napětí.

$$m_{jL} = \frac{2 \cdot (u_{jN} - u_M) \cdot u_L}{3 \cdot U_{in}^2}$$

$$m_{jK} = \frac{2 \cdot (u_{jN} - u_M) \cdot u_K}{3 \cdot U_{in}^2} \quad (4.17)$$

$$m_{jM} = 1 - (m_{jL} + m_{jK})$$

pro $j = A, B, C$. Jako v případě metody „Alesina - Verturini“, v základním řešení je činitel napěťového přenosu maximálně 0,5. Injekcí třetí harmonické je možné opět dosáhnout zvýšení činitele napěťového přenosu až na cca 0,866. V takovém případě bude rovnice pro výpočet prvků převodní matice vypadat následujícím způsobem:

$$m_{ji} = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{2 \cdot u_i \cdot u_j}{U_{in}^2} + \frac{2}{3} \zeta \right) \quad (4.18)$$

kde $\zeta = \sin(\omega_{in} t + \beta_{in}) \sin(3\omega_{in} t)$ pro $i = R, S, T$, $j = A, B, C$ a $\beta_{in} = 0, (2\pi/3), (4\pi/3)$.

Pokud srovnáme rovnice (4.13) a (4.18), zjistíme, že jsou velmi podobné. Pokud dosadíme za činitel napěťového přenosu jeho maximální hodnotu $0,866 = \sqrt{3}/2$, tak jsou rovnice shodné. Z toho vyplývá, že ve skalární metodě je tento činitel fixně

zadán, zatímco v metodě „Alesina - Verturini“ je vyjádřen. Dle literatury jsou rozdíly mezi výstupním napětím obou metod zanedbatelné vyjma případů nízkých spínacích frekvencí, kde metoda „Alesina - Verturini“ dává lepší výsledky [10].

4.4. Řízení vstupního fázového posunu pro metodu „Alesina – Venturini“ a metodu „Roy“

Výše byly představeny dvě metody řízení výstupního napětí maticového měniče (metoda „Alesina - Verturini“ a Skalární metoda „Roy“). Při představení obou metod bylo uvedeno jakým způsobem je generováno výstupní napětí a jakým způsobem jsou vypočteny časy sepnutí jednotlivých obousměrných spínačů. Ve všech těchto příkladech byl předpokládán požadovaný účinník na vstupu měniče roven jedné. Pokud bychom chtěli změnit účinník na vstupu měniče, zavedeme si fiktivní fázové napětí s fázovým posunem vzhledem ke vstupu měniče.

$$u'_{in}(t) = \begin{bmatrix} U_{in} \cdot \sin(\omega_{in}t + \varphi) \\ U_{in} \cdot \sin\left(\omega_{in}t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{in} \cdot \sin\left(\omega_{in}t + \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Pro $i = R, S, T$, kde φ je požadovaný fázový posun mezi měřeným vstupním napětím a vstupním proudem měniče.

Pro metodu „Alesina - Verturini“ bude výpočet poměrných dob sepnutí jednotlivých obousměrných spínačů vypadat následujícím způsobem:

$$m'_{ji}(t) = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{2 \cdot u'_{iN}(t) \cdot \bar{u}_{jN}}{U_{in}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \zeta \right) \quad (4.20)$$

pro $i = R, S, T$ a $j = A, B, C$.

Pro metodu „Roy“ je potřeba stanovit pořadí K, L, M a to pro $u'_{in}(t)$. Následně je možné spočítat jednotlivé poměrné doby sepnutí:

$$\begin{aligned}
 m'_{jL} &= \frac{2 \cdot (u_{jN} - u'_M) \cdot u'_L}{3 \cdot U_{in}^2} \\
 m'_{jK} &= \frac{2 \cdot (u_{jN} - u'_M) \cdot u'_K}{3 \cdot U_{in}^2} \\
 m'_{jM} &= 1 - (m'_{jL} + m'_{jK})
 \end{aligned}
 \tag{4.21}$$

pro $j = A, B, C$.

Požadované napětí na výstupu měniče zůstává stejné, jak bylo definováno v metodě „Alesina - Verturini“ respektive „Roy“.

V případě obou metod bude vstupní proud měniče ve fázi s fiktivním napětím. Zároveň však bude posunut vzhledem ke skutečnému vstupnímu napětí měniče o úhel φ . Vstupní účinnost měniče je plně říditelný vhodným nastavením poměrných časů sepnutí jednotlivých obousměrných spínačů bez ohledu na charakter zátěže měniče. V obou případech dochází ke zmenšení činitele napěťového přenosu měniče současně s regulací vstupního účinníku [27].

4.5. Metoda „Carrier-Based“

Tato metoda je založena na principu sinusové PWM. Sinusová PWM je dobře známa v oblasti výkonové elektroniky a samozřejmě i z nepřímých měničů frekvence. Princip modulace je založen na porovnávání nosného pilového signálu (jeho frekvence je řádově vyšší než frekvence výstupní) a sinusového žádaného signálu u_2 . Obdobně jako v metodě „Roy“, je prvním krokem seřazení napětí podle velikosti. Zde budeme přiřazovat do proměnné $u_{1\max}$, $u_{1\text{mid}}$ a $u_{1\min}$ maximální, střední a minimální hodnotu fázového vstupního napětí. Do proměnné $u_{2\max}$, $u_{2\text{mid}}$ a $u_{2\min}$ přiřadíme maximální, střední a minimální výstupní napětí. Na obr. 4.2 je zobrazena spínací perioda T_S . Tato spínací perioda je rozdělena na dvě části T_1 a T_2 . Pro každou z těchto částí je potřeba stanovit offset napětí během dané subperiody. Pro první část spínací periody T_1 použijeme největší sdružené napětí, tedy rozdíl maximální a minimální hodnoty napětí:

$$u_{off1} = \frac{(u_{1max} + u_{1min}) - (u_{2max} + u_{2min})}{2} \quad (4.22)$$

Pro druhou část spínací periody T_2 použijeme druhé největší sdružené napětí. Proto je třeba rozhodnout zda bude použito sdružené napětí mezi maximálním a středním, nebo mezi středním a minimálním fázovým napětím.

$$u_{off2} = \frac{(u_{1max} + u_{1mid}) - (u_{2max} + u_{2min})}{2} \text{ resp. } u_{off2} = \frac{(u_{1mid} + u_{1min}) - (u_{2max} + u_{2min})}{2} \quad (4.23)$$

Referenční napětí pro porovnání s pilovým signálem spočteme pro obě části spínací periody:

$$\begin{aligned} u_{c1R} &= u_{2R} + u_{off1} \\ u_{c1S} &= u_{2S} + u_{off1} \\ u_{c1T} &= u_{2T} + u_{off1} \end{aligned} \quad (4.24)$$

kde u_{2a} , u_{2b} a u_{2c} jsou jednotlivá požadovaná výstupní fázová napětí.

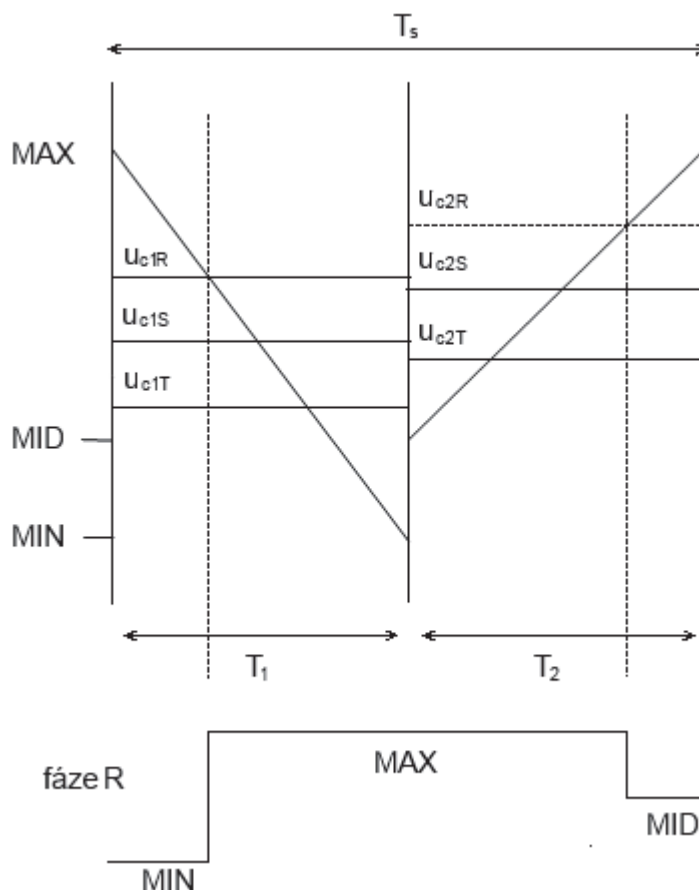
$$\begin{aligned} u_{c2R} &= u_{2R} + u_{off2} \\ u_{c2S} &= u_{2S} + u_{off2} \\ u_{c2T} &= u_{2T} + u_{off2} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Dobu trvání subperiody T_1 resp. T_2 stanovíme na základě úhlu vstupního napětí. Pokud budeme předpokládat požadovaný účinník na vstupu měniče roven 1, budou časy T_1 resp. T_2 dány následujícími rovnicemi:

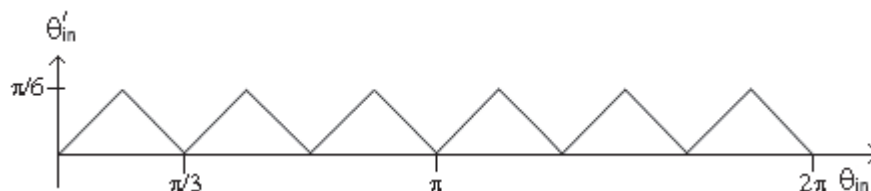
$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\theta'_{in} + \frac{2\pi}{3}\right) \cos(\theta'_{in}) \cdot T_s \\ T_2 &= \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\theta'_{in}) \cos\left(\theta'_{in} - \frac{\pi}{3}\right) \cdot T_s \end{aligned} \quad (4.26)$$

kde θ'_{in} je odvozen od θ_{in} , což je úhel vstupního napětí. Závislost mezi θ'_{in} a θ_{in} je znázorněna na obr. 4.3. Podrobnější informace je možné nalézt v [32], [29] a [28].

Tato metoda umožňuje pro časování jednoduše využívat PWM jednotku, která je častou periferií procesorů určených pro regulaci ve výkonové elektronice.



Obr. 4.2 Příklad spínacích stavů PWM modulační metody

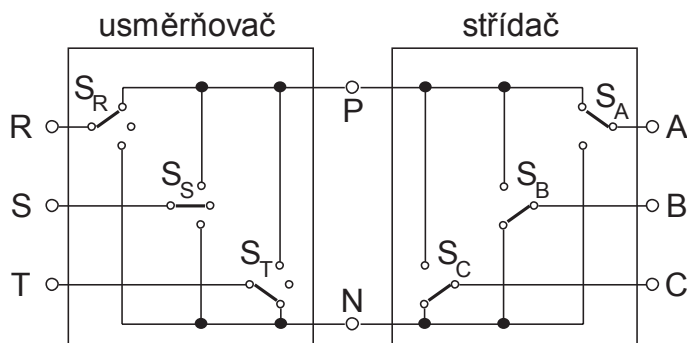


Obr. 4.3 Závislost úhlu vstupního napětí θ_{in} a úhlu pro výpočet subperiody θ'_{in}

4.6. Nepřímá modulace prostorového vektoru

V předchozí modulační metodě „Carrier-Based“ je možné vyzorovat jisté rozdělení modulační strategie na dvě části. První část spočte na základě vstupního a výstupního napětí komparační úrovně. Druhá část určí doby subperiod tak, aby byl splněn požadovaný účinník na vstupu měniče (v uvedeném případě 1). Dochází zde k jistému oddělení řízení vstupu a výstupu. Nepřímá modulace prostorového vektoru posouvá toto oddělení ještě dále. Rozděluje maticový měnič na virtuální usměřňovač a virtuální střídač. Tyto dvě části jsou analogicky k nepřímým měničům kmitočtu propojeny virtuálním meziobvodem. Na obr. 4.4. je uvedena představa virtuálních

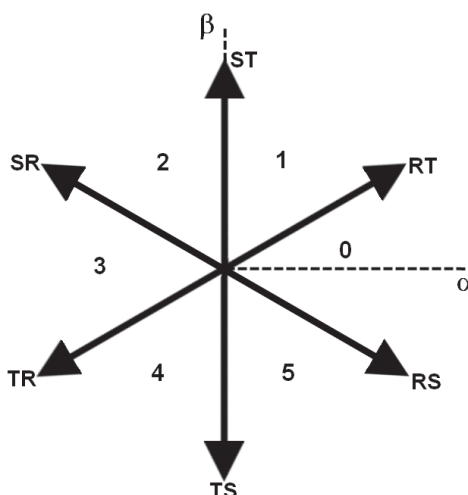
částí měniče. Aby nedošlo ke zkratu na vstupu měniče, nikdy nesmí dojít k sepnutí všech tří přepínačů virtuálního usměrňovače. To je také důvod, proč mají tyto spínače vyznačeny tři stabilní polohy. Oproti tomu žádná z fází předpokládané RL zátěže nesmí být rozpojena, aby nedošlo k přepětí. Ve virtuálním střídači jsou proto vyznačeny pouze dvoupolohové přepínače.



Obr. 4.4: Naznačení virtuálního meziobvodu

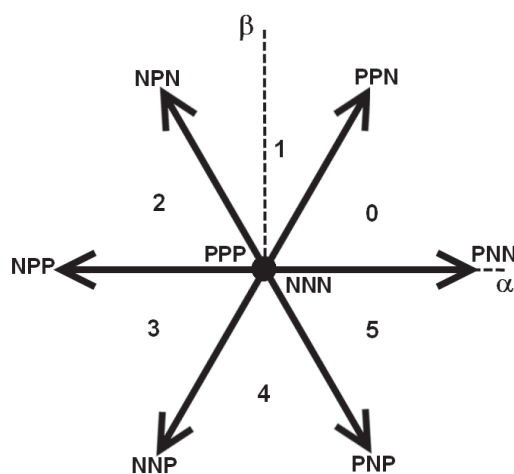
Z výše uvedeného tedy vyplývá, že maticový měnič by mělo být možné řídit jako nepřímý měnič kmitočtu s vyjádřeným napěťovým meziobvodem.

Základem nepřímé modulace prostorového vektoru maticového měniče vychází z rozdělení maticového měniče na již zmíněné virtuální části. Maticový měnič je schopen vytvořit prostorový vektor vstupního proudu v šesti diskretních směrech. Těchto šest směrů definuje proudový spínací šestiúhelník obr. 4.5. Spínací vektory vstupního proudu jsou označeny XY, kde X udává fázi, jíž protéká kladný proud a Y fázi, jíž protéká záporný proud. Tím, že proud teče vždy jednou vstupní fází do měniče a jinou fází z měniče stejný proud vytéká, je proudový spínacího šestiúhelník natočen o 30° . Spínací vektory vstupního proudu vymezují sektory vstupního proudu, které jsou na obr. 4.5 označeny 0 – 5.



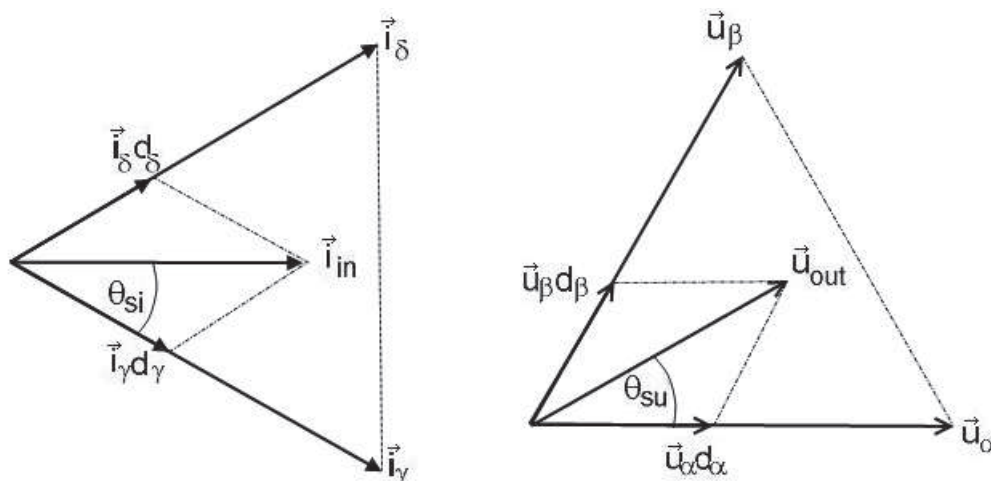
Obr. 4.5: Spínací vektory vstupního proudu

Stejně jako u vstupního proudu, vektory výstupního napětí nabývají šesti diskrétních hodnot (aktivní spínací vektory), navíc je možné na výstupu generovat zkrat a to dvěma způsoby (nulové spínací vektory). Spínací napěťový šestiúhelník je poskládán ze šesti aktivních spínacích vektorů, (jeden výstup připojen ke kladnému potenciálu P, nebo zápornému N a ostatní jsou připojeny k opačnému potenciálu) a dvou nulových vektorů, (všechny výstupy připnuty buď k zápornému potenciálu N nebo kladnému potenciálu P) obr. 4.6. Spínací vektory výstupního napětí jsou označeny ABC, kde pro každou z výstupních fází A, B nebo C je přiřazeno, zda je připojena na kladný potenciál P nebo záporný potenciál N. Spínací vektory výstupního napětí vymezují sektory výstupního napětí, které jsou na obr. 4.6 označeny 0 – 5.



Obr. 4.6: Spínací vektory výstupního napětí

Okamžitý vektor vstupního proudu \vec{i}_{in} je tvořen pomocí dvou přiléhajících vektorů spínacího proudového šestiúhelníku \vec{i}_δ a \vec{i}_γ , kterými je definováno i umístění \vec{i}_{in} v jednom ze šesti 60° sektorů šestiúhelníku, viz obrázek obr. 4.7. Podobně vektor výstupního napětí \vec{u}_{out} je tvořen pomocí dvou přiléhajících vektorů spínacího napěťového šestiúhelníku \vec{u}_α a \vec{u}_β , kterými je definováno i umístění \vec{u}_{out} v jednom ze šesti 60° sektorů šestiúhelníku viz obrázek obr. 4.7.



Obr. 4.7: Sestavení proudu a napětí ze spínacích vektorů

Na obr. 4.7 je naznačen způsob sestavení proudu a napětí ze spínacích vektorů. Úhel θ_{si} resp. θ_{su} určuje směr aktuálního vektoru vstupního proudu resp. výstupního napětí relativně v konkrétním úseku (sektoru) spínacího šestiúhelníku. Hodnoty d_δ , d_γ , d_α a d_β představují poměrné doby sepnutí.

Spínací doby usměrňovače definujeme:

$$d_\gamma = m_c \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{si}\right) \tag{4.27}$$

$$d_\delta = m_c \cdot \sin(\theta_{si}) \tag{4.28}$$

$$d_0 = 1 - (d_\delta + d_\gamma) \tag{4.29}$$

kde d_0 je doba zbývající do konce spínací periody. m_c je proudový modulační index, který je vyjádřen jako poměr vrcholové hodnoty vstupního proudu I_{inMAX} a hodnoty proudu ve virtuálním stejnosměrném meziobvodu I_p :

$$m_c = \frac{I_{inMAX}}{I_P} \quad (4.30)$$

Hodnotu napětí ve virtuálním meziobvodu U_{PN} můžeme vyjádřit pomocí rovnosti výkonů na vstupu měniče P_{in} a ve stejnosměrném meziobvodu P_{DC} :

$$P_{DC} = P_{in}$$

$$U_{PN} \cdot I_P = 3 \cdot |\hat{I}_{in}| \cdot |\hat{U}_{in}| \cdot \cos \varphi_i \quad (4.31)$$

$$U_{PN} \cdot I_P = 3 \cdot \frac{1}{2} \cdot I_{inMAX} \cdot U_{inMAX} \cdot \cos \varphi_i$$

$$U_{PN} = \frac{3}{2} \cdot U_{inMAX} \cdot m_c \cdot \cos \varphi_i \quad (4.32)$$

kde φ_i představuje požadovaný fázový posuv vstupního proudu \hat{I}_{in} vůči vstupnímu fázovému napětí \hat{U}_{in} .

Obdobně můžeme definovat i spínací doby střídače:

$$d_\alpha = m_u \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{su}\right) \quad (4.33)$$

$$d_\gamma = m_u \cdot \sin(\theta_{su}) \quad (4.34)$$

$$d_0 = 1 - (d_\alpha + d_\beta) \quad (4.35)$$

kde m_u je napěťový modulační index, který je vyjádřen jako poměr požadované hodnoty výstupního napětí $|\hat{U}_{out}|$ a hodnoty napětí ve virtuálním stejnosměrném meziobvodu U_{PN} :

$$m_u = \frac{|\hat{U}_{out}|}{U_{PN}} \quad (4.36)$$

Dosazením z rovnice (4.32) do rovnice (4.36):

$$m_u = \frac{|\hat{U}_{out}|}{\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{inMAX} \cdot m_c \cdot \cos \varphi_i} \quad (4.37)$$

pokud předpokládáme maximální možné napětí ve virtuálním meziobvodu tak platí, že $m_c = 1$. V takovém případě výpočet napěťového modulačního indexu bude dán rovnicí:

$$m_u = \frac{|\hat{U}_{out}|}{\frac{\sqrt{3}}{2} U_{inMAX} \cdot \cos \varphi_{in}} \quad (4.38)$$

Z výše uvedeného můžeme napsat vztahy pro spínací doby ve tvaru:

$$d_\gamma = \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{si}\right) \quad (4.39)$$

$$d_\delta = \sin(\theta_{si}) \quad (4.40)$$

$$d_\alpha = \frac{|\hat{U}_{out}| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{su}\right)}{\frac{\sqrt{3}}{2} U_{inMAX} \cdot \cos \varphi_{in}} \quad (4.41)$$

$$d_\beta = \frac{|\hat{U}_{out}| \cdot \sin(\theta_{su})}{\frac{\sqrt{3}}{2} U_{inMAX} \cdot \cos \varphi_{in}} \quad (4.42)$$

Vzájemnou kombinací stavů sepnutí virtuálního usměrňovače a virtuálního střídače získáme čtyři aktivní stavy s poměrnou délkou trvání $d_\delta \cdot d_\alpha = t_{\delta\alpha} / T_S$, $d_\delta \cdot d_\beta = t_{\delta\beta} / T_S$, $d_\gamma \cdot d_\alpha = t_{\gamma\alpha} / T_S$, $d_\gamma \cdot d_\beta = t_{\gamma\beta} / T_S$, kde T_S je spínací perioda. Ve zbývajícím čase spínací periody $t_0 = T_S - t_{\delta\alpha} - t_{\delta\beta} - t_{\gamma\alpha} - t_{\gamma\beta}$ se využije některá z nulových spínacích kombinací sepnutí.

Šest diskretních stavů výstupního napětí a rovněž šest diskretních stavů vstupního proudu tvoří celkem 36 aktivních vektorových pozic. Spínací stavy odpovídající všem 36 aktivním vektorům jsou uvedeny v tabulce tab. 4.1. Řádky definují pozici vstupního proudu a sloupce pozici vektoru výstupního napětí. Spínací stav výstupních fází po dobu $t_{\delta\alpha}$ je označena $\delta\alpha$ atd. Pořadí výstupních fází, ke kterým jsou připojovány vstupní fáze R, S, T je A, B, C.

usměrňovač	střídač	0	I	II	III	IV	V
0	$\gamma\alpha$	R S S	R R S	S R S	S R R	S S R	R S R
	$\gamma\beta$	R R S	S R S	S R R	S S R	R S R	R S S
	$\delta\alpha$	R T T	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R
	$\delta\beta$	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R	R T T
	0	R R R	T T T	R R R	T T T	R R R	T T T
I	$\gamma\alpha$	R T T	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R
	$\gamma\beta$	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R	R T T
	$\delta\alpha$	S T T	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S
	$\delta\beta$	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S	S T T
	0	S S S	T T T	S S S	T T T	S S S	T T T
II	$\gamma\alpha$	S T T	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S
	$\gamma\beta$	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S	S T T
	$\delta\alpha$	S R R	S S R	R S R	R S S	R R S	S R S
	$\delta\beta$	S S R	R S R	R S S	R R S	S R S	S R R
	0	S S S	R R R	S S S	R R R	S S S	R R R
III	$\gamma\alpha$	S R R	S S R	R S R	R S S	R R S	S R S
	$\gamma\beta$	S S R	R S R	R S S	R R S	S R S	S R R
	$\delta\alpha$	T R R	T T R	R T R	R T T	R R T	T R T
	$\delta\beta$	T T R	R T R	R T T	R R T	T R T	T R R
	0	T T T	R R R	T T T	R R R	T T T	R R R
IV	$\gamma\alpha$	T R R	T T R	R T R	R T T	R R T	T R T
	$\gamma\beta$	T T R	R T R	R T T	R R T	T R T	T R R
	$\delta\alpha$	T S S	T T S	S T S	S T T	S S T	T S T
	$\delta\beta$	T T S	S T S	S T T	S S T	T S T	T S S
	0	T T T	S S S	T T T	S S S	T T T	S S S
V	$\gamma\alpha$	T S S	T T S	S T S	S T T	S S T	T S T
	$\gamma\beta$	T T S	S T S	S T T	S S T	T S T	T S S
	$\delta\alpha$	R S S	R R S	S R S	S R R	S S R	R S R
	$\delta\beta$	R R S	S R S	S R R	S S R	R S R	R S S
	0	R R R	S S S	R R R	S S S	R R R	S S S

Tab. 4.1: Tabulka spínacích stavů

Toto znázornění je klíčové pro sestavení spínacích vektorů měniče pro jednotlivé sektory. Obdobná tabulka je obsažena v mnoha publikacích, ale často není zcela jasně uvedeno, jakým způsobem a z jakých hodnot (fázových nebo sdružených) autor tabulku sestavil. Navíc, i když se jedná o uspořádané n-tice, vžilo se pro ně označení kombinace, které bude proto také používáno níže v textu této práce.

V našem případě se na obr. 4.5 a obr. 4.6 vychází z fázových hodnot jak u napětí, tak u proudů. Ve vodorovně poloze se nalézá osa α a kolmo na ni osa β . Index v proudovém obrazci udává, jaké se budou používat vstupní fáze, přičemž první je vždy uvedena ta s kladným potenciálem oproti fázi uvedené v druhém indexu. Pro příklad uveďme spínací kombinaci pro sektor 0 jak napěťového tak proudového

obrazce. Použity budou vstupní fáze v kombinaci RS a RT a výstupní napěťová kombinace PNN a PPN. Vzájemnou kombinací získáme sepnutí $\gamma\alpha = \text{RSS}$, $\gamma\beta = \text{RRS}$, $\delta\alpha = \text{RTT}$ a $\delta\beta = \text{RRT}$ (popis vychází z obr. 4.7). Tyto spínací kombinace lze teoreticky realizovat v libovolném pořadí, jen je potřeba dodržet příslušné doby sepnutí. Dále je třeba doplnit sepnutí nulového vektoru. Ten je možné opět volit libovolně a v tabulce je zvolen takový, aby byl minimalizován počet sepnutí.

Pro účely další práce se spínacími vektory je výhodné si tyto vektory očíslovat. Přehledné seřazení jednotlivých vektorů ze znázorněno v tab. 4.2. Tato tabulka je velmi podobná tabulkám uvedeným v jiných publikacích např. [7]. Liší se především číslováním jednotlivých spínacích kombinací. Tato odlišnost je dána implementací, jelikož rozhraní a samotná logika byla navržena pro neznaménkové hodnoty.

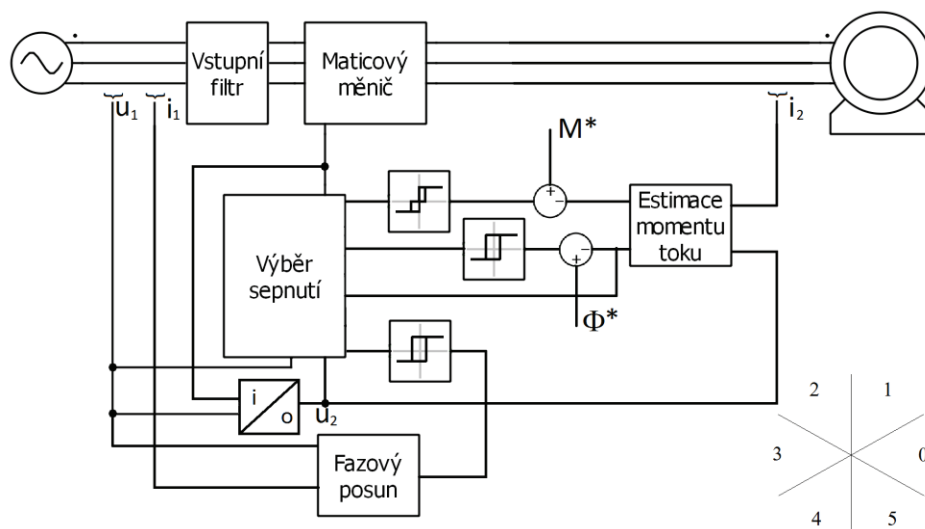
Spínací konfigurace	A	B	C	u_{AB}	u_{BC}	u_{CA}	i_R	i_S	i_T	φ_{in}	φ_{out}	u_{dc}
4	R	S	S	u_{RS}	0	$-u_{RS}$	i_A	$-i_A$	0	$-\pi/6$	0	u_{RS}
5	S	R	R	$-u_{RS}$	0	u_{RS}	$-i_A$	i_A	0	$5\pi/6$	π	$-u_{RS}$
6	S	T	T	u_{ST}	0	$-u_{ST}$	0	i_A	$-i_A$	$\pi/2$	0	u_{ST}
7	T	S	S	$-u_{ST}$	0	u_{ST}	0	$-i_A$	i_A	$-\pi/2$	π	$-u_{ST}$
8	T	R	R	u_{TR}	0	$-u_{TR}$	$-i_A$	0	i_A	$-5\pi/6$	0	u_{TR}
9	R	T	T	$-u_{TR}$	0	u_{TR}	i_A	0	$-i_A$	$\pi/6$	π	$-u_{TR}$
10	S	R	S	$-u_{RS}$	u_{RS}	0	i_B	$-i_B$	0	$-\pi/6$	$2\pi/3$	u_{RS}
11	R	S	R	u_{RS}	$-u_{RS}$	0	$-i_B$	i_B	0	$5\pi/6$	$-\pi/3$	$-u_{RS}$
12	T	S	T	$-u_{ST}$	u_{ST}	0	0	i_B	$-i_B$	$\pi/2$	$2\pi/3$	u_{ST}
13	S	T	S	u_{ST}	$-u_{ST}$	0	0	$-i_B$	i_B	$-\pi/2$	$-\pi/3$	$-u_{ST}$
14	R	T	R	$-u_{TR}$	u_{TR}	0	$-i_B$	0	i_B	$-5\pi/6$	$2\pi/3$	u_{TR}
15	T	R	T	u_{TR}	$-u_{TR}$	0	i_B	0	$-i_B$	$\pi/6$	$-\pi/3$	$-u_{TR}$
16	S	S	R	0	$-u_{RS}$	u_{RS}	i_C	$-i_C$	0	$-\pi/6$	$-2\pi/3$	u_{RS}
17	R	R	S	0	u_{RS}	$-u_{RS}$	$-i_C$	i_C	0	$5\pi/6$	$\pi/3$	$-u_{RS}$
18	T	T	S	0	$-u_{ST}$	u_{ST}	0	i_C	$-i_C$	$\pi/2$	$-2\pi/3$	u_{ST}
19	S	S	T	0	u_{ST}	$-u_{ST}$	0	$-i_C$	i_C	$-\pi/2$	$\pi/3$	$-u_{ST}$
20	R	R	T	0	$-u_{TR}$	u_{TR}	$-i_C$	0	i_C	$-5\pi/6$	$-2\pi/3$	u_{TR}
21	T	T	R	0	u_{TR}	$-u_{TR}$	i_C	0	$-i_C$	$\pi/6$	$\pi/3$	$-u_{TR}$
1	R	R	R	0	0	0	0	0	0	-	-	-
2	S	S	S	0	0	0	0	0	0	-	-	-
3	T	T	T	0	0	0	0	0	0	-	-	-

Tab. 4.2 Značení spínacích vektorů

4.7. Modulace pro přímé řízení momentu

Přímé řízení momentu (Direct Torque Control - DTC) je způsob řízení elektrického pohonu na základě estimace jeho momentu a toku. V nepřímém měniči se stejnosměrným meziobvodem jsou tyto veličiny spočteny a pomocí hysterezních regulátorů je požadované sepnutí [49]. V této podkapitole se spíše než samotnému DTC řízení budeme věnovat vlivu použití tohoto řízení na modulaci maticového měniče. Jak již bylo řečeno, jedná se o hysterezní řízení. Navíc je zde ještě třeba zdůraznit, že výstupem tohoto řízení není požadované napětí na výstupu měniče, ale rovnou jeden z osmi možných výstupních vektorů. Tímto vzniká jiné zadání, než u doposud uvedených modulačních strategií. Ty očekávaly výstupní požadované napětí a následně spočetly spínací kombinace a časy sepnutí. Dále již záleží na HW, na kterém je daný modulační algoritmus realizován. Obecně lze říci, že v případě předpočítání časů sepnutí a spínacích kombinací, je možné tato data zadat do periférie a tu nechat realizovat spínací algoritmus nezávisle na samotném regulačním algoritmu. V případě DTC je výhodné zadávat okamžitě požadované sepnutí, přičemž doba sepnutí není předem známa a je dána hysterezní regulací. V některých případech nemusí být takovéto zadání HW vůbec podporováno. Je sice možné takovéto zadání přepočíst na jiné, které by danému HW vyhovovalo více, ale tím pravděpodobně dojde ke zpoždění mezi požadavkem na změnu výstupu a skutečnou změnou. Toto zpoždění bude rovno až jedné spínací periodě (za předpokladu, že daný HW vyžaduje zadání přepočtených dob sepnutí vždy pro celou spínací periodu) [12].

Na druhou stranu přenesení DTC z nepřímého měniče na maticový měnič je překvapivě prosté. Vzhledem k tomu, že maticový měnič nabízí pro realizaci každého výstupního vektoru více kombinací sepnutí, vybereme takovou, která nám pomůže zajistit i požadovaný účinník na vstupu měniče. Dosáhneme toho opět pomocí hysterezního regulátoru. Na obr. 4.8 je zobrazeno blokové schéma DTC regulace a v tab. 4.3. je vyznačen způsob výběru vektoru výstupního napětí. Pro zvolený vektor výstupního napětí je následně zvoleno sepnutí podle fázového posunu na vstupu měniče a sektoru virtuálního usměrňovače tab. 4.4 [12], [10]. Vzhledem k tomu, že v tomto případě jde o hysterezní řízení, lze očekávat potřebu krátké řídicí periody.



Obr. 4.8 Schéma DTC regulace pro maticový měnič a sektory toku pohonu pro volbu výstupního napětí

Sektor toku		0	1	2	3	4	5
tok nárůst	moment nárůst	PPN	NPN	NPP	NNP	PNP	PNN
	moment stag.	PPP	NNN	PPP	NNN	PPP	NNN
	moment pokles	PNP	PNN	PPN	NPN	NPP	NNP
tok pokles	moment nárůst	NPN	NPP	NNP	PNP	PNN	PPN
	moment stag.	NNN	PPP	NNN	PPP	NNN	PPP
	moment pokles	NNP	PNP	PNN	PPN	NPN	NPP

Tab. 4.3 Tabulka rozhodování DTC modulační – výběr vektoru výstupního napětí

Sektor proudu	0		1		2		3		4		5	
fázový posun	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-
PNN	RTT	RSS	STT	RTT	SRR	STT	TRR	SRR	TSS	TRR	RSS	TSS
PPN	RRT	RRS	SST	RRT	SSR	SST	TTR	SSR	TTS	TTR	RRS	TTS
NPN	TRT	SRS	TST	TRT	RSR	TST	RTR	RSR	STS	RTR	SRS	STS
NPP	TRR	SRR	TSS	TRR	RSS	TSS	RTT	RSS	STT	RTT	SRR	STT
NNP	TTR	SSR	TTS	TTR	RRS	TTS	RRT	RRS	SST	RRT	SSR	SST
PNP	RTR	RSR	STS	RTR	SRS	STS	TRT	SRS	TST	TRT	RSR	TST

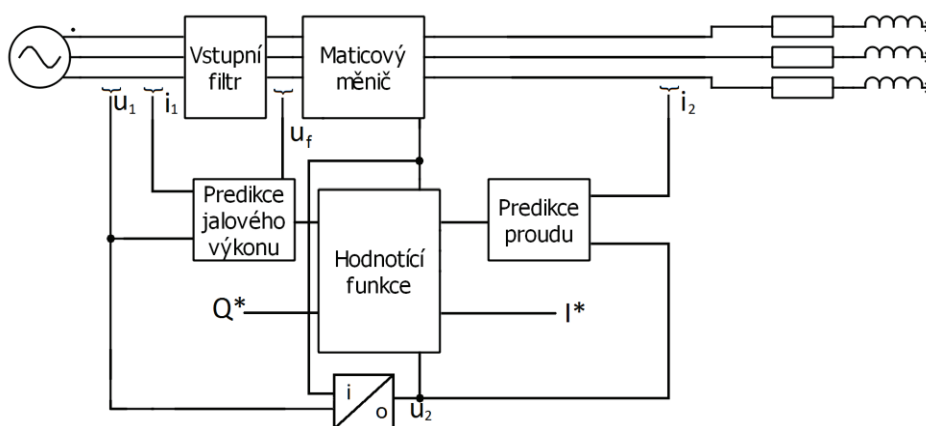
Tab. 4.4 Tabulka rozhodování DTC regulace – výběr spínací kombinace

4.8. Modulace pro prediktivní řízení

Nejdříve stručně shrňme, co je míněno prediktivním řízením. Toto řízení se skládá z modelu vstupní a výstupní strany měniče. Na vstupní straně je modelován jalový výkon měniče a na výstupní straně je modelován buď proud zátěže (PCC), nebo moment a tok motoru (PTC). V každém regulačním kroku je provedena simulace pro všech 27 možných spínacích kombinací maticového měniče a vypočten stav veličin

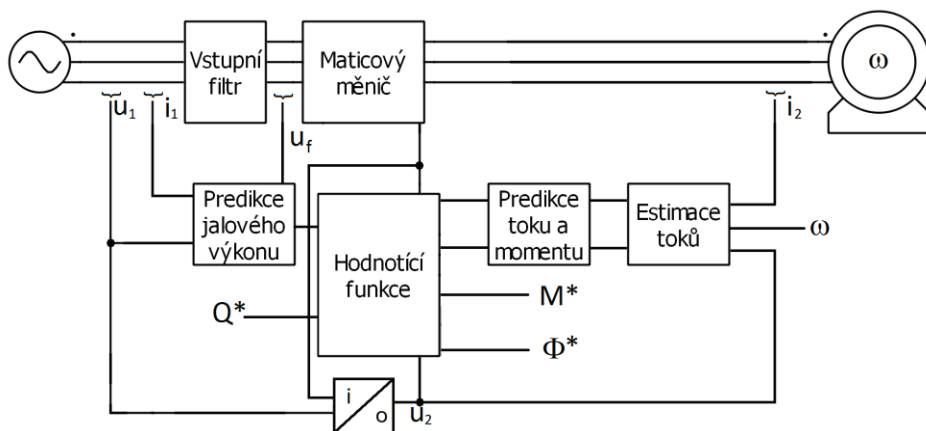
na konci následující spínací periody. Takto získané hodnoty jsou vzájemně porovnány pomocí funkce určující kvalitu sepnutí. Pro další spínací periodu je zvolena spínací kombinace s nejlepším ukazatelem kvality. Tento způsob regulace opět vyžaduje zadávání okamžitého sepnutí. Oproti tomu je počítáno se sepnutím na celou spínací periodu a tedy lze očekávat, že regulace nebude vyžadovat tak rychlé řízení, jak je tomu v případě DTC.

Prediktivní řízení proudu (Predictive Current Control - PCC) jak již bylo naznačeno, predikuje kromě vstupního jalového výkonu i hodnoty výstupního proudu měniče. Blokové schéma této regulace je naznačeno na obr. 4.9. [30].



Obr. 4.9 PCC blokové schéma

Prediktivní řízení momentu (Predictive Torque Control - PTC) na rozdíl od PCC je predikován tok a moment napájeného motoru. Blokové schéma této regulace je naznačeno na obr. 4.10 [31].



Obr. 4.10 PTC blokové schéma

4.9. Porovnání modulačních strategií

Pro porovnání modulačních strategií by bylo možné vybrat celou řadu kritérií, nicméně za zdařilé hodnocení považuji to, jež bylo publikováno v [10]. Toto hodnocení bych si zde dovolil uvést (viz níže), jelikož bylo jedním z faktorů pro další postup mé práce.

Pro porovnání jednotlivých modulačních strategií byla zvolena následující kritéria:

- 1) složitost algoritmu
- 2) kvalita výstupního proudu
- 3) dynamická odezva
- 4) vzorkovací frekvence
- 5) spínací frekvence
- 6) rezonance na vstupním filtru

Tab. 4.5 uvádí porovnání uvedených metod. Ohledně hodnocení složitosti, přestože metoda „carrier-base“ vyžaduje mnoho rovnic v porovnání s ostatními technikami, je velmi snadno implementovatelná pro generování spínacích pulzů pro obousměrné spínače. Prediktivní techniky jsou velmi jednoduché v porovnání s DTC. V DTC je nutno znát vliv mnoha spínacích stavů na chování toku, momentu a vstupního účinníku maticového měniče, což je komplikovaná úloha. Všechny uvedené metody se vyznačují vysoce kvalitním výstupním proudem. Hlavní rozdíl mezi nimi je to, že některé z metod používají pevnou spínací frekvenci a jiné proměnnou. Zároveň je možné vyzorovat, že některé z metod pracují s nižší vzorkovací a spínací frekvencí, zatímco jiné vyžadují vysoké frekvence. Všechny uvedené metody mají dobrou dynamickou odezvu, která je přijatelná pro většinu praktických aplikací.

Rezonance na vstupním filtru je klíčový problém provozu maticového měniče. Velmi důležitý je poznatek, jež doposud nebyl uveden. Způsob řízení resp. modulace má velmi významný vliv na chování vstupního filtru. Metody pracující s konstantní spínací frekvencí omezují rezonance na vstupním filtru. Při použití metody „carrier-based“ bez řízení vstupního proudu, vznikají silné rezonance na vstupním filtru. Toto chování může být výrazně zlepšeno při zohlednění vstupního proudu. DTC má velmi

silné rezonance na vstupním filtru, zatímco prediktivní metody mají smíšené výsledky. Zavedením řízení jalového výkonu na vstupu měniče do kvalitativní funkce přináší významnou redukci rezonancí na vstupním filtru.

	„Alesina - Verturini“	„Roy“	„Carrier - Base“	ISVM	DTC	PCC	PTC
Složitost	nízká	nízká	velmi nízká	velmi vysoká	vysoká	nízká	nízká
Vzorkovací frekvence	velmi nízká	velmi nízká	nízká	nízká	velmi vysoká	vysoká	vysoká
Spínací frekvence	velmi nízká	velmi nízká	nízká	nízká	vysoká	vysoká	vysoká
Dynamická odezva	dobrá	dobrá	dobrá	dobrá	rychlá	velmi rychlá	velmi rychlá
Rezonance	nízké	nízké	střední	nízké	velmi vysoké	mezi velmi vysoké až po nízké	mezi velmi vysoké až po nízké

Tab. 4.5: Porovnání modulačních metod maticového měniče

4.10. Volba modulační strategie

Pro nově vyvíjený maticový měnič bylo potřeba zvolit, jaká modulační strategie bude použita. V předchozích kapitolách bylo uvedeno několik významných modulačních strategií a jejich vzájemné porovnání. Při volbě modulační strategie jsem vycházel z výše uvedeného porovnání. V době výběru modulační strategie nebyla známa všechna fakta, a proto jsem musel některé parametry odhadovat.

- 1) Vzorkovací frekvence, je hned prvním parametrem, jenž je potřeba odhadnout. Vzorkovací frekvenci budu předpokládat rovnou frekvenci výpočtu regulačního algoritmu. Vzhledem k tomu, že jako regulátor bude použito průmyslového PC s real-time operačním systémem (OS FreeDOS [58] uzamčený do real-time režimu [37], [38]), který byl v době výběru modulační strategie teprve připravován, musel jsem učinit odhad periody regulační smyčky. Za lehce optimistický považuji odhad periody regulace 50 μ s. Jako

velice reálnou periodu regulační smyčky bych označil 100 – 200 μ s. Do odhadu jsem již zahrnul jistou rezervu. Tato časová rezerva je zde pro případ nepříznivé kombinace dílčích maximálních dob výpočtu. Tuto rezervu předpokládám 30 – 40 % zvolené periody regulační smyčky. Přestože 10 000 regulačních zásahů za sekundu není špatné, nelze toto považovat za špičkový výkon. Z tohoto důvodu bych volil modulační strategii nevyžadující vysokou vzorkovací frekvenci.

- 2) Spínací frekvence. Předpokládal jsem, že perioda zadání do modulátoru bude rovna periodě regulační smyčky. Spínací frekvence použitých IGBT je až 20 kHz [18]. Vzhledem k uvedenému, spínací frekvence pravděpodobně nebude limitovat výběr modulační strategie.
- 3) Rezonance na vstupním filtru. Na rozdíl od předchozí verze, nově vyvíjený maticový měnič používá vstupní filtr s tlumením. Lze proto očekávat, že jeho odolnost vůči rezonanci bude vyšší, nicméně toto řešení nebylo prakticky odzkoušeno, a proto by bylo vhodnější volit spíše strategii s konstantní spínací frekvencí.
- 4) Dynamická odezva je u všech modulačních strategií hodnocena jako dostatečná, proto jsem ji nebral jako významné hledisko pro výběr modulační strategie.
- 5) Složitost. Jako modulační strategie s nejvyšší složitostí byla označena ISVM. Modulační strategie ISVM nebyla z výběru vyřazena, jelikož již byla implementována na první verzi prototypu maticového měniče. Na pracovišti, kde vzniká kompaktní maticový měnič, je tedy s touto modulační strategií teoretická i praktická zkušenost.

Výše jsem uvedl jednotlivá kritéria pro výběr modulační strategie, včetně krátkého komentáře k jednotlivým bodům. Hledaná modulační strategie by tedy měla především používat konstantní spínací frekvenci a neměla by požadovat vysokou frekvenci měření. Vzhledem k tomu, že nejsme vzhledem k použitému hardware nuceni využívat klasické PWM jednotky, přikláním se k použití ISVM. Tato metoda na rozdíl od ostatních doposud nevyřazených nevyžaduje injektáž třetí harmonické

pro dosažení maximálního činitele napěťového přenosu. Dále se tedy budu zabývat modulační strategií ISVM a jejími možnostmi.

V rámci projektu kompaktního maticového měniče bylo vyvinuto jádro real-time operačního systému Kernel. Tato první verze potvrdila odhad regulační periody. Pro zkoušky byla používána regulační perioda $100 \mu\text{s}$ a modulační perioda $144 \mu\text{s}$. Rozdíl regulační a modulační periody je dán nesynchronním během obou úloh. Na základě zkušeností s první verzí jádra real-time operačního systému, se tým, věnující se této problematice, rozhodl pro tvorbu nového real-time jádra operačního systému, které slibuje jemnější dělení při přidělování procesorového času systémovým úlohám, a tedy i kratší regulační smyčku. Na základě takovéto příslibu jsem připravil modulátor, jež umožňuje prakticky okamžité zadání libovolného spínacího vektoru. Takový modulátor více vyhovuje modulacím použitým v případě DTC nebo prediktivních metod.

5. Optimalizace nepřímé modulace prostorového vektoru

Jak již bylo uvedeno v předchozí kapitole, dále se budeme zabývat nepřímou modulací prostorového vektoru. Tato modulační metoda vychází z určení sektoru vstupního proudu a výstupního napětí. Tyto sektory určují spínací kombinace měniče. Časy jednotlivých spínacích kombinací jsou vypočteny na základě polohy vstupního proudu resp. výstupního napětí v rámci proudového resp. napěťového sektoru. Není ovšem určeno, v jakém pořadí se budou realizovat jednotlivé spínací kombinace. Zde je možné realizovat optimalizaci nepřímé modulace prostorového vektoru.

5.1. Optimalizace počtu sepnutí

Spínání výkonových prvků měniče je zdrojem ztrát, z toho důvodu je výhodné počet sepnutí minimalizovat. Skutečný počet sepnutí není pouze závislý na spínací periodě, ale závisí na modulační strategii. Modulační strategie může realizovat jeden výstupní resp. vstupní vektor pomocí čtyř aktivních sepnutí a jednoho sepnutí nulového. Změna spínacího vektoru vede k sepnutí resp. vypnutí některých z výkonových prvků. Změnou pořadí spínaných vektorů v rámci spínací periody, lze ovlivnit vlastnosti bloku komutace i maticového měniče jako celku.

5.1.1. Optimalizace nulových sepnutí

Jak již bylo uvedeno u představení této modulační strategie, během každé spínací periody jsou realizovány čtyři aktivní sepnutí, která jsou do celé doby spínací periody doplněny sepnutím nulové spínací kombinace. Nulovou spínací kombinaci je možné realizovat třemi způsoby. Z faktu, že při realizaci aktivního vektoru je měnič připnut ke dvěma vstupním fázím, logicky plyne, že dvě výstupní fáze jsou připojeny k jedné fázi vstupní. Právě tato vstupní fáze je vhodná pro realizaci nulové spínací kombinace, protože je potřeba provést pouze jedno přepnutí obousměrného spínače.

Nulovou spínací kombinaci je možné zadat do tabulky sepnutí viz tab. 4.1, nebo ji je možné při vhodném kódování určit pomocí logické operace (5.1).

$$V_0 = (V_A \text{ and } V_B) \text{ or } (V_B \text{ and } V_C) \text{ or } (V_C \text{ and } V_A) \quad (5.1)$$

kde V_0 je nulový spínací vektor a V_A , V_B , V_C jsou aktivní spínací vektory předcházející nulovému spínacímu vektoru.

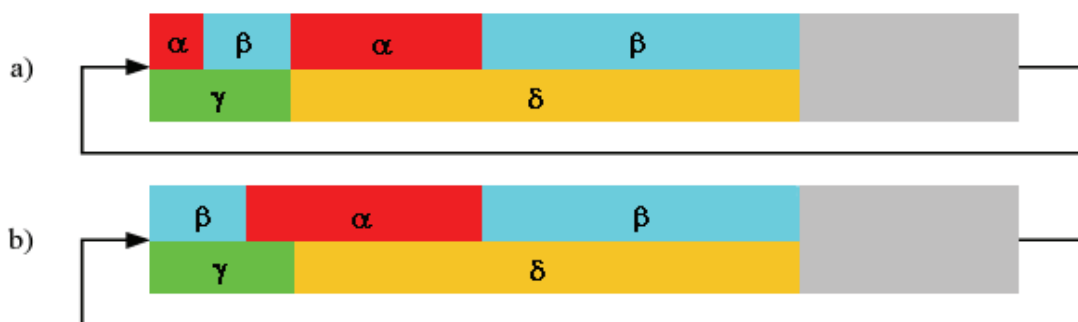
Tento algoritmus byl implementován do hradlového pole nově vyvíjeného maticového měniče. Pokud je aktivován režim automatického generování, není nutné nulové vektory implicitně zadávat.

5.1.2. Optimalizace pořadí spínání

Spínací kombinace pro všechny spínací sektory jsou uvedeny v tab. 4.1. V tab. 5.1 jsou uvedeny spínací stavy pro první tři sektory usměrňovače. Tabulka nám udává, kterých pět spínacích stavů bude vykonáno v daném spínacím sektoru. Pokud se zaměříme např. na sektor usměrňovače 1 a sektor střídače 2, můžeme tento spínací stav zakreslit stejně jako na obr. 5.1 v případě a). Pokud se zaměříme v tomto sektoru na třetí sloupec, který představuje připínání výstupní fáze C (třetí subsloupec) ke vstupním fázím, můžeme vyčíst sekvenci spínání T -> R -> T -> S. Tedy prvotně je připnuta vstupní fáze T, poté je přepnuto na R a následně zpět na T, závěrečné přepnutí na vstupní fázi S již není pro příklad podstatné. Pokud zaměníme první a druhý spínací stav, uspoříme v této spínací periodě jedno přepnutí. Tato situace je zakreslena na obr. 5.1 v případě b).

usměrňovač	střídač	0	I	II	III	IV	V
0	$\gamma\alpha$	R S S	R R S	S R S	S R R	S S R	R S R
	$\gamma\beta$	R R S	S R S	S R R	S S R	R S R	R S S
	$\delta\alpha$	R T T	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R
	$\delta\beta$	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R	R T T
	0	R R R	T T T	R R R	T T T	R R R	T T T
I	$\gamma\alpha$	R T T	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R
	$\gamma\beta$	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R	R T T
	$\delta\alpha$	S T T	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S
	$\delta\beta$	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S	S T T
	0	S S S	T T T	S S S	T T T	S S S	T T T
II	$\gamma\alpha$	S T T	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S
	$\gamma\beta$	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S	S T T
	$\delta\alpha$	S R R	S S R	R S R	R S S	R R S	S R S
	$\delta\beta$	S S R	R S R	R S S	R R S	S R S	S R R
	0	S S S	R R R	S S S	R R R	S S S	R R R

Tab. 5.1: Tabulka spínacích stavů - výběr



Obr. 5.1: Pořadí spínacích stavů a) 8× za periodu, b) 7× za periodu

Zmenšení počtu sepnutí bylo dosaženo záměnou spínací kombinace stavu $\gamma\alpha$ za $\gamma\beta$. Toto zmenšení počtu sepnutí bohužel neplatí pro všechny sektory. Pokud se podíváme na tabulku spínacích kombinací, zjistíme, že tato optimalizace je výhodná pouze v polovině případů. V druhé polovině případů je výhodnější použít záměnu $\delta\alpha$ za $\delta\beta$. Výsledek takovéto optimalizace je uveden v tab. 5.2.

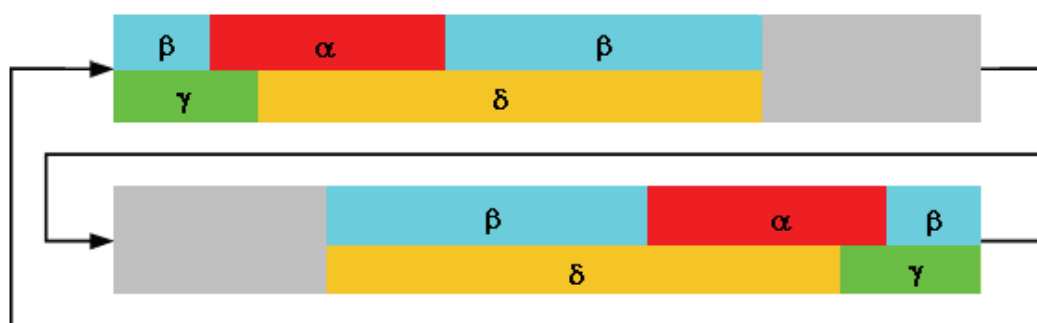
usměřovač	střídač 0		střídač I		střídač II		střídač III		střídač IV		střídač V	
0	$\gamma\alpha$	R S S	$\gamma\beta$	S R S	$\gamma\alpha$	S R S	$\gamma\beta$	S S R	$\gamma\alpha$	S S R	$\gamma\beta$	R S S
	$\gamma\beta$	R R S	$\gamma\alpha$	R R S	$\gamma\beta$	S R R	$\gamma\alpha$	S R R	$\gamma\beta$	R S R	$\gamma\alpha$	R S R
	$\delta\beta$	R R T	$\delta\alpha$	R R T	$\delta\beta$	T R R	$\delta\alpha$	T R R	$\delta\beta$	R T R	$\delta\alpha$	R T R
	$\delta\alpha$	R T T	$\delta\beta$	T R T	$\delta\alpha$	T R T	$\delta\beta$	T T R	$\delta\alpha$	T T R	$\delta\beta$	R T T
	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T
I	$\gamma\beta$	R R T	$\gamma\alpha$	R R T	$\gamma\beta$	T R R	$\gamma\alpha$	T R R	$\gamma\beta$	R T R	$\gamma\alpha$	R T R
	$\gamma\alpha$	R T T	$\gamma\beta$	T R T	$\gamma\alpha$	T R T	$\gamma\beta$	T T R	$\gamma\alpha$	T T R	$\gamma\beta$	R T T
	$\delta\alpha$	S T T	$\delta\beta$	T S T	$\delta\alpha$	T S T	$\delta\beta$	T T S	$\delta\alpha$	T T S	$\delta\beta$	S T T
	$\delta\beta$	S S T	$\delta\alpha$	S S T	$\delta\beta$	T S S	$\delta\alpha$	T S S	$\delta\beta$	S T S	$\delta\alpha$	S T S
	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S
II	$\gamma\alpha$	S T T	$\gamma\beta$	T S T	$\gamma\alpha$	T S T	$\gamma\beta$	T T S	$\gamma\alpha$	T T S	$\gamma\beta$	S T T
	$\gamma\beta$	S S T	$\gamma\alpha$	S S T	$\gamma\beta$	T S S	$\gamma\alpha$	T S S	$\gamma\beta$	S T S	$\gamma\alpha$	S T S
	$\delta\beta$	S S R	$\delta\alpha$	S S R	$\delta\beta$	R S S	$\delta\alpha$	R S S	$\delta\beta$	S R S	$\delta\alpha$	S R S
	$\delta\alpha$	S R R	$\delta\beta$	R S R	$\delta\alpha$	R S R	$\delta\beta$	R R S	$\delta\alpha$	R R S	$\delta\beta$	S R R
	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R
III	$\gamma\beta$	S S R	$\gamma\alpha$	S S R	$\gamma\beta$	R S S	$\gamma\alpha$	R S S	$\gamma\beta$	S R S	$\gamma\alpha$	S R S
	$\gamma\alpha$	S R R	$\gamma\beta$	R S R	$\gamma\alpha$	R S R	$\gamma\beta$	R R S	$\gamma\alpha$	R R S	$\gamma\beta$	S R R
	$\delta\alpha$	T R R	$\delta\beta$	R T R	$\delta\alpha$	R T R	$\delta\beta$	R R T	$\delta\alpha$	R R T	$\delta\beta$	T R R
	$\delta\beta$	T T R	$\delta\alpha$	T T R	$\delta\beta$	R T T	$\delta\alpha$	R T T	$\delta\beta$	T R T	$\delta\alpha$	T R T
	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T
IV	$\gamma\alpha$	T R R	$\gamma\beta$	R T R	$\gamma\alpha$	R T R	$\gamma\beta$	R R T	$\gamma\alpha$	R R T	$\gamma\beta$	T R R
	$\gamma\beta$	T T R	$\gamma\alpha$	T T R	$\gamma\beta$	R T T	$\gamma\alpha$	R T T	$\gamma\beta$	T R T	$\gamma\alpha$	T R T
	$\delta\beta$	T T S	$\delta\alpha$	T T S	$\delta\beta$	S T T	$\delta\alpha$	S T T	$\delta\beta$	T S T	$\delta\alpha$	T S T
	$\delta\alpha$	T S S	$\delta\beta$	S T S	$\delta\alpha$	S T S	$\delta\beta$	S S T	$\delta\alpha$	S S T	$\delta\beta$	T S S
	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S
V	$\gamma\beta$	T T S	$\gamma\alpha$	T T S	$\gamma\beta$	S T T	$\gamma\alpha$	S T T	$\gamma\beta$	T S T	$\gamma\alpha$	T S T
	$\gamma\alpha$	T S S	$\gamma\beta$	S T S	$\gamma\alpha$	S T S	$\gamma\beta$	S S T	$\gamma\alpha$	S S T	$\gamma\beta$	T S S
	$\delta\alpha$	R S S	$\delta\beta$	S R S	$\delta\alpha$	S R S	$\delta\beta$	S S R	$\delta\alpha$	S S R	$\delta\beta$	R S S
	$\delta\beta$	R R S	$\delta\alpha$	R R S	$\delta\beta$	S R R	$\delta\alpha$	S R R	$\delta\beta$	R S R	$\delta\alpha$	R S R
	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R

Tab. 5.2: Tabulka spínacích stavů – optimalizace sepnutí v sektoru

V tabulce tab. 5.2 je kromě spínacích kombinací uveden i popis vektoru, který je daným sepnutím realizován. Je zcela zřejmé, že pokud dojde k záměně pořadí sepnutí, je třeba zaměnit i zadání časů sepnutí pro jednotlivé vektory. Na kompaktním maticovém měniči s již uvedenou architekturou je třeba zajistit spolupráci modulátoru, který obsahuje spínací tabulku a regulátoru, jež určuje časy sepnutí. Modulátor umožňuje režim přímého zadání spínacích kombinací [3], [16]. Díky tomu je možné zajistit synchronizaci spínacích kombinací a spínacích stavů kompletně v regulátoru.

5.1.3. Optimalizace dvou spínacích period

Pro snížení počtu sepnutí by bylo ideální, kdyby jedna spínací perioda končila stejnou spínací kombinací, jakou začíná spínací perioda následující. Tohoto lze dosáhnout prostým otočením spínacích kombinací ve dvou po sobě jdoucích periodách. Princip je naznačen na obr. 5.2. Z obrázku je patrné, že spínací kombinace v jednotlivých spínacích periodách na sebe navazují, aniž by bylo třeba měnit spínací kombinace. Pokud spínání probíhá v rámci jednoho sektoru jak usměrňovače, tak střídače, postačí měnit pouze časy sepnutí jednotlivých spínacích kombinací. Pokud dojde ke změně některého ze sektorů, dojde rovněž je změně spínacích kombinací, to s velkou pravděpodobností povede k jednorázovému zvětšení počtu sepnutí. Počet sepnutí při přechodu mezi sektory závisí na tom, jak na sebe jednotlivé sektory navazují, zda dojde k navázání aktivních stavů nebo mezer a zda je vybráno nulové sepnutí z tabulky, nebo je automaticky generováno například hradlovým polem.



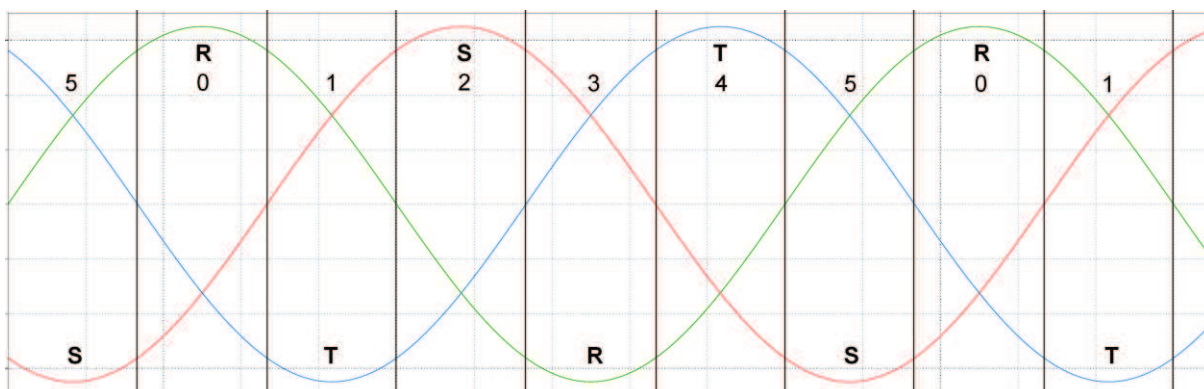
Obr. 5.2: Pořadí spínacích stavů, optimalizace dvou po sobě jdoucích spínacích period

Vzhledem k uvedenému je zřejmé, že vzniká velký počet možných kombinací sepnutí a statickou optimalizací tabulky nelze vždy dosáhnout maximálního možného snížení počtu sepnutí. Výhodnější by bylo pořadí sepnutí měnit za běhu modulátoru. V takovém případě by se jednalo o náročnější dynamickou optimalizaci sepnutí.

5.2. Optimalizace pořadí sepnutí s ohledem na robustnost komutace

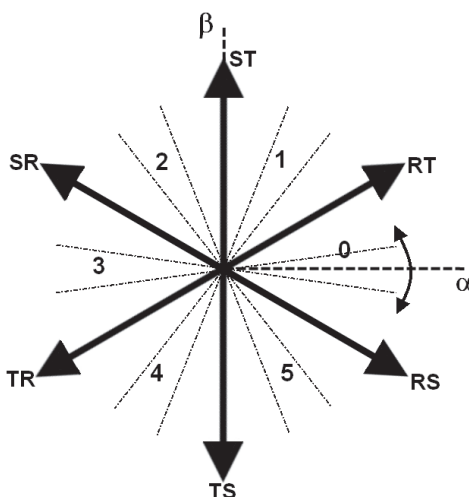
V kapitole 3.5.3 bylo řečeno, že problematickým okamžikům komutace IGBT je možné se vyvarovat změnou spínací sekvence tranzistorů. Obzvláště výhodná je tato úprava pro případ napětově řízených komutačních strategií, kde amplitudu a

frekvenci řídicího signálu lze považovat prakticky za konstantní a nezávislou na zatížení. Z tohoto důvodu uvedu popis právě pro tuto situaci. Podíváme-li se na průběh fázových napětí na vstupu měniče, zjistíme, že v každém vstupním sektoru je jedna fáze v dostatečném odstupu od ostatních obr. 5.3 (tuto fázi budeme označovat za bezpečnou). Pokud se podíváme na spínací kombinace v rámci jednotlivých sektorů uvedené v tab. 4.1, zjistíme, že všechny aktivní kombinace obsahují bezpečnou fázi. Dva aktivní spínací vektory obsahují sepnutí mezi jednou fází a bezpečnou a druhé dva mezi druhou a bezpečnou. Mezi prvním a druhým resp. třetím a čtvrtým sepnutím tedy nehrozí mezifázový zkrat a je třeba ošetřit pouze přepnutí mezi druhým a třetím spínacím stavem. Pokud budeme generovat nulové sepnutí pomocí bezpečné fáze, je možné vložit část nulového sepnutí mezi druhé a třetí sepnutí. Bohužel není možné vložit do středu spínací periody celé nulové sepnutí, protože by došlo k přesunutí rizika mezifázového zkratu na konec resp. začátek spínací periody.



Obr. 5.3: Výběr bezpečné fáze pro vstupní sektory napětí

V tomto režimu není nutné pracovat stále, ale postačí jej aktivovat v okamžiku, kdy řídicí veličina spadá do pásma nejistoty měření polaroty. Tyto nejistoty se nalézají ve středech sektorů, a tak tuto situaci lze znázornit jako vytvoření sub-sektorů v sektorech vstupního napětí (obr. 5.4). Velikost sub-sektoru je závislá na velikosti nejistoty určení polaroty napětí a periodě, se kterou je polarita zadávána do komutace.



Obr. 5.4: Vytvoření mezisektorů pro bezpečnou komutaci

Zavedením této optimalizace vzniká požadavek na sepnutí nulového vektoru dvakrát během jedné spínací periody. Prakticky jde tedy o sepnutí nulového vektoru po dobu nejméně dvou minimálních dob sepnutí, což vede ke snížení činitele napěťového přenosu maticového měniče. Podrobněji se této problematice věnuji v kapitole 6.5.

5.3. Optimalizace vzhledem ke spínací frekvenci

Modulační strategie je jedním z prvků ovlivňujících maximální dosažitelnou modulační frekvenci maticového měniče. Pokud se ve spínací tabulce ISVM opakuje pro některou výstupní fázi připínání k jedné ze vstupních fází, je třeba snížit modulační frekvenci maticového měniče. Naopak pokud ve všech spínacích sektorech, pro každou výstupní fázi dochází k připnutí pouze jedenkrát k některé ze vstupních fází, je možné použít modulační frekvenci rovnu spínací frekvenci prvku. V případě, že je prvek sepnut po celou dobu spínací periody, musíme brát v úvahu přepnutí, k němuž může dojít po přechodu z předchozího sektoru. Předchozím sektorem může být buď sektor sám (v takovém případě k přepnutí nedochází), nebo některý z 8 sousedních sektorů spínací tabulky. Teoreticky regulátor nemusí požadovat ve dvou po sobě jdoucích regulačních periodách sepnout na výstup napětí ze dvou po sobě následujících sektorů a v takovou chvíli je počet kombinací ještě větší.

Optimalizace se dosahuje přeskládáním spínací sekvence tak, aby se v rámci spínacího sektoru neopakovalo sepnutí téže vstupní fáze na kteroukoliv z fází

výstupních. V tab. 5.3 je vyznačeno opakované spínání pro případ neoptimalizované tabulky ISVM.

usměrňovač	střídač	0	I	II	III	IV	V
0	$\gamma\alpha$	R S S	R R S	S R S	S R R	S S R	R S R
	$\gamma\beta$	R R S	S R S	S R R	S S R	R S R	R S S
	$\delta\alpha$	R T T	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R
	$\delta\beta$	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R	R T T
	0	R R R	T T T	R R R	T T T	R R R	T T T
I	$\gamma\alpha$	R T T	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R
	$\gamma\beta$	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R	R T T
	$\delta\alpha$	S T T	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S
	$\delta\beta$	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S	S T T
	0	S S S	T T T	S S S	T T T	S S S	T T T

Tab. 5.3: Počet sepnutí prvku za jednu spínací periodu – bez optimalizace

Pokud se zaměříme na to, jakým způsobem upravit pořadí spínání tak, aby nedocházelo k opakovanému spínání vstupní fáze, zjistíme, že řešením je stejná změna uspořádání jako při optimalizaci sepnutí v sektoru (kapitola 5.1.2). Navíc oproti uvedené optimalizaci je třeba volit nulový spínací vektor tak, aby nedošlo k dvojitému připnutí jedné vstupní fáze.

usměrňovač	střídač 0		střídač I		střídač II		střídač III		střídač IV		střídač V	
0	$\gamma\alpha$	R S S	$\gamma\beta$	S R S	$\gamma\alpha$	S R S	$\gamma\beta$	S S R	$\gamma\alpha$	S S R	$\gamma\beta$	R S S
	$\gamma\beta$	R R S	$\gamma\alpha$	R R S	$\gamma\beta$	S R R	$\gamma\alpha$	S R R	$\gamma\beta$	R S R	$\gamma\alpha$	R S R
	$\delta\beta$	R R T	$\delta\alpha$	R R T	$\delta\beta$	T R R	$\delta\alpha$	T R R	$\delta\beta$	R T R	$\delta\alpha$	R T R
	$\delta\alpha$	R T T	$\delta\beta$	T R T	$\delta\alpha$	T R T	$\delta\beta$	T T R	$\delta\alpha$	T T R	$\delta\beta$	R T T
	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T
I	$\gamma\beta$	R R T	$\gamma\alpha$	R R T	$\gamma\beta$	T R R	$\gamma\alpha$	T R R	$\gamma\beta$	R T R	$\gamma\alpha$	R T R
	$\gamma\alpha$	R T T	$\gamma\beta$	T R T	$\gamma\alpha$	T R T	$\gamma\beta$	T T R	$\gamma\alpha$	T T R	$\gamma\beta$	R T T
	$\delta\alpha$	S T T	$\delta\beta$	T S T	$\delta\alpha$	T S T	$\delta\beta$	T T S	$\delta\alpha$	T T S	$\delta\beta$	S T T
	$\delta\beta$	S S T	$\delta\alpha$	S S T	$\delta\beta$	T S S	$\delta\alpha$	T S S	$\delta\beta$	S T S	$\delta\alpha$	S T S
	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S

Tab. 5.4: Počet sepnutí prvku za jednu spínací periodu – optimalizace

V tabulce tab. 5.4 je uveden příklad optimalizace sepnutí. Nulové vektory do spínací tabulky byly vybrány podle kritéria pro minimální počet sepnutí. Pokud se zaměříme na tyto vektory, zjistíme, že vyhovují i kritériu pro minimalizaci spínací frekvence. Tyto nulové vektory však nevyhovují výběru podle kritéria robustní komutace viz 5.2.

5.4. Optimalizace sousedících sektorů

Z pohledu virtuálního střídače, můžeme se spínací tabulkou pohybovat oběma směry (sloupce tabulky), protože předpokládáme možnost reverzace pohonu. V takovém případě není možné snížit počet sepnutí výkonových prvků pouhou změnou pořadí spínacích kombinací ve spínací tabulce (pořadí je různé pro odlišné směry rotace generovaného prostorového vektoru výstupního napětí). Pro virtuální usměrňovač je situace jiná. Pokud uvažujeme připojení na síť, jež nemění sled fází, lze omezit pohyb spínací tabulkou co se řádků týče pouze jedním směrem. Pro sled fází R – S – T, platí že se mezi řádky tabulky pohybujeme shora dolů. V takovém případě lze změnou pořadí prvního a druhého aktivního spínacího vektoru dosáhnout toho, že při změně sektoru virtuálního usměrňovače klesne počet sepnutí. V tab. 5.5 je uvedena spínací tabulka pro robustní komutaci, kde jsou vyznačeny přechody mezi sektory usměrňovače. Zeleně jsou označeny přechody mezi sektory, kde dojde pouze k jednomu sepnutí a červeně, kde dojde ke dvěma sepnutím. Záměnou prvního a druhého aktivního vektoru v případech, kdy dochází ke dvěma sepnutím, počet sepnutí klesne. Tato optimalizace je platná i při současné změně sektoru virtuálního střídače.

usměrňovač	střídač	0	I	II	III	IV	V
0	$\gamma\alpha$	S S R	S R R	S R S	R R S	R S S	R S R
	$\gamma\beta$	S R R	S R S	R R S	R S S	R S R	S S R
	0	R R R	R R R	R R R	R R R	R R R	R R R
	$\delta\alpha$	T T R	T R R	T R T	R R T	R T T	R T R
	$\delta\beta$	T R R	T R T	R R T	R T T	R T R	T T R
	0	R R R	R R R	R R R	R R R	R R R	R R R
	I	$\gamma\alpha$	T T R	T R R	T R T	R R T	R T T
$\gamma\beta$		T R R	T R T	R R T	R T T	R T R	T T R
0		T T T	T T T	T T T	T T T	T T T	T T T
$\delta\alpha$		T T S	T S S	T S T	S S T	S T T	S T S
$\delta\beta$		T S S	T S T	S S T	S T T	S T S	T T S
0		T T T	T T T	T T T	T T T	T T T	T T T
II		$\gamma\alpha$	T T S	T S S	T S T	S S T	S T T
	$\gamma\beta$	T S S	T S T	S S T	S T T	S T S	T T S
	0	S S S	S S S	S S S	S S S	S S S	S S S
	$\delta\alpha$	R R S	R S S	R S R	S S R	S R R	S R S
	$\delta\beta$	R S S	R S R	S S R	S R R	S R S	R R S
	0	S S S	S S S	S S S	S S S	S S S	S S S

Tab. 5.5: Tabulka sepnutí – robustní komutace bez změny pořadí

Provedením této optimalizace získáme spínací tabulku tab. 5.6. Pro tuto spínací tabulku byla provedena simulace, jež umožnila určit počet změny stavů spínacích prvků. Simulace potvrdila, že počet sepnutí klesne. Vzhledem k poměrně vysoké spínací frekvenci maticového měniče, přináší tato optimalizace jen poměrně malou úsporu počtu sepnutí. Počet sepnutí pro jednu výstupní fázi se snížil o cca 0,34 %. Tato optimalizace by přinesla větší efekt pro menší poměr mezi spínací a napájecí frekvencí.

usměrňovač	střídač 0		střídač 1		střídač 2		střídač 3		střídač 4		střídač 5	
0	$\gamma\alpha$	R S S	$\gamma\beta$	S R S	$\gamma\alpha$	S R S	$\gamma\beta$	S S R	$\gamma\alpha$	S S R	$\gamma\beta$	R S S
	$\gamma\beta$	R R S	$\gamma\alpha$	R R S	$\gamma\beta$	S R R	$\gamma\alpha$	S R R	$\gamma\beta$	R S R	$\gamma\alpha$	R S R
	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R
	$\delta\alpha$	R T T	$\delta\alpha$	R R T	$\delta\alpha$	T R T	$\delta\alpha$	T R R	$\delta\alpha$	T T R	$\delta\alpha$	R T R
	$\delta\beta$	R R T	$\delta\beta$	T R T	$\delta\beta$	T R R	$\delta\beta$	T T R	$\delta\beta$	R T R	$\delta\beta$	R T T
	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R
I	$\gamma\beta$	R R T	$\gamma\alpha$	R R T	$\gamma\beta$	T R R	$\gamma\alpha$	T R R	$\gamma\beta$	R T R	$\gamma\alpha$	R T R
	$\gamma\alpha$	R T T	$\gamma\beta$	T R T	$\gamma\alpha$	T R T	$\gamma\beta$	T T R	$\gamma\alpha$	T T R	$\gamma\beta$	R T T
	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T
	$\delta\beta$	S S T	$\delta\beta$	T S T	$\delta\beta$	T S S	$\delta\beta$	T T S	$\delta\beta$	S T S	$\delta\beta$	S T T
	$\delta\alpha$	S T T	$\delta\alpha$	S S T	$\delta\alpha$	T S T	$\delta\alpha$	T S S	$\delta\alpha$	T T S	$\delta\alpha$	S T S
	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T
II	$\gamma\alpha$	S T T	$\gamma\beta$	T S T	$\gamma\alpha$	T S T	$\gamma\beta$	T T S	$\gamma\alpha$	T T S	$\gamma\beta$	S T T
	$\gamma\beta$	S S T	$\gamma\alpha$	S S T	$\gamma\beta$	T S S	$\gamma\alpha$	T S S	$\gamma\beta$	S T S	$\gamma\alpha$	S T S
	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S
	$\delta\alpha$	S R R	$\delta\alpha$	S S R	$\delta\alpha$	R S R	$\delta\alpha$	R S S	$\delta\alpha$	R R S	$\delta\alpha$	S R S
	$\delta\beta$	S S R	$\delta\beta$	R S R	$\delta\beta$	R S S	$\delta\beta$	R R S	$\delta\beta$	S R S	$\delta\beta$	S R R
	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S
III	$\gamma\beta$	S S R	$\gamma\alpha$	S S R	$\gamma\beta$	R S S	$\gamma\alpha$	R S S	$\gamma\beta$	S R S	$\gamma\alpha$	S R S
	$\gamma\alpha$	S R R	$\gamma\beta$	R S R	$\gamma\alpha$	R S R	$\gamma\beta$	R R S	$\gamma\alpha$	R R S	$\gamma\beta$	S R R
	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R
	$\delta\beta$	T T R	$\delta\beta$	R T R	$\delta\beta$	R T T	$\delta\beta$	R R T	$\delta\beta$	T R T	$\delta\beta$	T R R
	$\delta\alpha$	T R R	$\delta\alpha$	T T R	$\delta\alpha$	R T R	$\delta\alpha$	R T T	$\delta\alpha$	R R T	$\delta\alpha$	T R T
	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R
IV	$\gamma\alpha$	T R R	$\gamma\beta$	R T R	$\gamma\alpha$	R T R	$\gamma\beta$	R R T	$\gamma\alpha$	R R T	$\gamma\beta$	T R R
	$\gamma\beta$	T T R	$\gamma\alpha$	T T R	$\gamma\beta$	R T T	$\gamma\alpha$	R T T	$\gamma\beta$	T R T	$\gamma\alpha$	T R T
	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T
	$\delta\alpha$	T S S	$\delta\alpha$	T T S	$\delta\alpha$	S T S	$\delta\alpha$	S T T	$\delta\alpha$	S S T	$\delta\alpha$	T S T
	$\delta\beta$	T T S	$\delta\beta$	S T S	$\delta\beta$	S T T	$\delta\beta$	S S T	$\delta\beta$	T S T	$\delta\beta$	T S S
	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T
V	$\gamma\beta$	T T S	$\gamma\alpha$	T T S	$\gamma\beta$	S T T	$\gamma\alpha$	S T T	$\gamma\beta$	T S T	$\gamma\alpha$	T S T
	$\gamma\alpha$	T S S	$\gamma\beta$	S T S	$\gamma\alpha$	S T S	$\gamma\beta$	S S T	$\gamma\alpha$	S S T	$\gamma\beta$	T S S
	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S
	$\delta\beta$	R R S	$\delta\beta$	S R S	$\delta\beta$	S R R	$\delta\beta$	S S R	$\delta\beta$	R S R	$\delta\beta$	R S S
	$\delta\alpha$	R S S	$\delta\alpha$	R R S	$\delta\alpha$	S R S	$\delta\alpha$	S R R	$\delta\alpha$	S S R	$\delta\alpha$	R S R
	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S

Tab. 5.6: Tabulka sepnutí – optimalizace přechodů mezi sektory virtuálního usměrňovače

5.5. Zvolená optimalizace ISVM

Pro volbu nepřímé modulace prostorového vektoru je potřeba si stanovit kritéria optimalizace. Každá z optimalizací přináší nesporné pozitivní vlastnosti, na druhou stranu přináší jistá omezení, která je potřeba zvážit. Rovněž není možné použít

všechny optimalizace zároveň, neboť některé úpravy se navzájem vylučují (robustní nulové sepnutí oproti nulovému sepnutí podle posledního spínacího vektoru).

Následující kritéria byla hodnocena při výběru způsobu optimalizace:

- 1) Spolehlivost komutace je zásadním kritériem pro výběr modulační strategie. Vzhledem k tomu, že za základní komutační metodu byla zvolena čtyřkroková komutační strategie řízená podle vstupního napětí, je poměrně obtížné stanovit přesné okamžiky změny polaritý řídicí veličiny. To bylo hlavní motivací pro použití optimalizace zajišťující robustní komutaci kompaktního maticového měniče 5.2.
- 2) Spínací frekvence maticového měniče by měla řádově odpovídat regulační periodě regulátoru, která se očekává 100 – 200 μ s. Maximální spínací frekvence použitých IGBT je 20 kHz [18]. Pokud modulace bude vyžadovat maximálně dvě sepnutí jednoho spínacího prvku během modulační periody, získáme maximální spínací frekvenci maticového měniče 10 kHz, což odpovídá minimální modulační periodě 100 μ s. Takováto modulační perioda bude pro odhadovanou regulační periodu dostačující.
- 3) Spínací ztráty měniče jsou vzhledem k použitým výkonovým prvkům méně důležitým kritériem, jelikož chlazení spínacích prvků je nadimenzováno s odpovídající rezervou. Ztráty budou bohužel snižovat celkovou účinnost, ale to považuji za přijatelné pro případ zvýšení robustnosti modulační strategie.
- 4) Spolehlivost a přehlednost modulační metody považuji rovněž za důležitý faktor při výběru optimalizace modulační strategie. Vzhledem k tomu, že jde o první regulační a modulační strategie nasazené na kompaktním maticovém měniči, budou preferovány metody, jež vykazují menší potenciální chybovost, byť za cenu dosažení horší účinnosti nebo nižší spínací frekvence.

Na základě výše uvedeného rozboru požadavků na optimalizaci ISVM jsem se rozhodl pro optimalizaci s ohledem na robustnost modulační strategie. Tato optimalizace již neumožňuje použít pro určení nulového vektoru rovnici (5.1). Dále při této optimalizaci nemá význam zaměnit sepnutí odpovídající $\delta\alpha$ a $\delta\beta$ (viz tab. 5.7). Tyto dva vektory jsou situovány mezi dvěma sepnutími nulového vektoru, který je pro daný sektor dán a jeho výběr nelze dále ovlivnit. Optimalizace sousedních vektorů

popsaná pro virtuální usměrňovač v kapitole 5.4 je použitelná i v tomto případě. Přestože je přínos této optimalizace malý, modulátor podporuje její použití. Výsledné pořadí spínacích vektorů je uvedeno v tab. 5.7.

usměrňovač	střídač 0		střídač 1		střídač 2		střídač 3		střídač 4		střídač 5	
0	$\gamma\alpha$	R S S	$\gamma\alpha$	R R S	$\gamma\alpha$	S R S	$\gamma\alpha$	S R R	$\gamma\alpha$	S S R	$\gamma\alpha$	R S R
	$\gamma\beta$	R R S	$\gamma\beta$	S R S	$\gamma\beta$	S R R	$\gamma\beta$	S S R	$\gamma\beta$	R S R	$\gamma\beta$	R S S
	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R
	$\delta\alpha$	R T T	$\delta\alpha$	R R T	$\delta\alpha$	T R T	$\delta\alpha$	T R R	$\delta\alpha$	T T R	$\delta\alpha$	R T R
	$\delta\beta$	R R T	$\delta\beta$	T R T	$\delta\beta$	T R R	$\delta\beta$	T T R	$\delta\beta$	R T R	$\delta\beta$	R T T
	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R
I	$\gamma\alpha$	R T T	$\gamma\alpha$	R R T	$\gamma\alpha$	T R T	$\gamma\alpha$	T R R	$\gamma\alpha$	T T R	$\gamma\alpha$	R T R
	$\gamma\beta$	R R T	$\gamma\beta$	T R T	$\gamma\beta$	T R R	$\gamma\beta$	T T R	$\gamma\beta$	R T R	$\gamma\beta$	R T T
	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T
	$\delta\beta$	S S T	$\delta\beta$	T S T	$\delta\beta$	T S S	$\delta\beta$	T T S	$\delta\beta$	S T S	$\delta\beta$	S T T
	$\delta\alpha$	S T T	$\delta\alpha$	S S T	$\delta\alpha$	T S T	$\delta\alpha$	T S S	$\delta\alpha$	T T S	$\delta\alpha$	S T S
	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T
II	$\gamma\alpha$	S T T	$\gamma\alpha$	S S T	$\gamma\alpha$	T S T	$\gamma\alpha$	T S S	$\gamma\alpha$	T T S	$\gamma\alpha$	S T S
	$\gamma\beta$	S S T	$\gamma\beta$	T S T	$\gamma\beta$	T S S	$\gamma\beta$	T T S	$\gamma\beta$	S T S	$\gamma\beta$	S T T
	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S
	$\delta\alpha$	S R R	$\delta\alpha$	S S R	$\delta\alpha$	R S R	$\delta\alpha$	R S S	$\delta\alpha$	R R S	$\delta\alpha$	S R S
	$\delta\beta$	S S R	$\delta\beta$	R S R	$\delta\beta$	R S S	$\delta\beta$	R R S	$\delta\beta$	S R S	$\delta\beta$	S R R
	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S
III	$\gamma\alpha$	S R R	$\gamma\alpha$	S S R	$\gamma\alpha$	R S R	$\gamma\alpha$	R S S	$\gamma\alpha$	R R S	$\gamma\alpha$	S R S
	$\gamma\beta$	S S R	$\gamma\beta$	R S R	$\gamma\beta$	R S S	$\gamma\beta$	R R S	$\gamma\beta$	S R S	$\gamma\beta$	S R R
	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R
	$\delta\beta$	T T R	$\delta\beta$	R T R	$\delta\beta$	R T T	$\delta\beta$	R R T	$\delta\beta$	T R T	$\delta\beta$	T R R
	$\delta\alpha$	T R R	$\delta\alpha$	T T R	$\delta\alpha$	R T R	$\delta\alpha$	R T T	$\delta\alpha$	R R T	$\delta\alpha$	T R T
	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R	0	R R R
IV	$\gamma\alpha$	T R R	$\gamma\alpha$	T T R	$\gamma\alpha$	R T R	$\gamma\alpha$	R T T	$\gamma\alpha$	R R T	$\gamma\alpha$	T R T
	$\gamma\beta$	T T R	$\gamma\beta$	R T R	$\gamma\beta$	R T T	$\gamma\beta$	R R T	$\gamma\beta$	T R T	$\gamma\beta$	T R R
	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T
	$\delta\alpha$	T S S	$\delta\alpha$	T T S	$\delta\alpha$	S T S	$\delta\alpha$	S T T	$\delta\alpha$	S S T	$\delta\alpha$	T S T
	$\delta\beta$	T T S	$\delta\beta$	S T S	$\delta\beta$	S T T	$\delta\beta$	S S T	$\delta\beta$	T S T	$\delta\beta$	T S S
	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T	0	T T T
V	$\gamma\alpha$	T S S	$\gamma\alpha$	T T S	$\gamma\alpha$	S T S	$\gamma\alpha$	S T T	$\gamma\alpha$	S S T	$\gamma\alpha$	T S T
	$\gamma\beta$	T T S	$\gamma\beta$	S T S	$\gamma\beta$	S T T	$\gamma\beta$	S S T	$\gamma\beta$	T S T	$\gamma\beta$	T S S
	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S
	$\delta\beta$	R R S	$\delta\beta$	S R S	$\delta\beta$	S R R	$\delta\beta$	S S R	$\delta\beta$	R S R	$\delta\beta$	R S S
	$\delta\alpha$	R S S	$\delta\alpha$	R R S	$\delta\alpha$	S R S	$\delta\alpha$	S R R	$\delta\alpha$	S S R	$\delta\alpha$	R S R
	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S	0	S S S

Tab. 5.7: Tabulka sepnutí – výsledná optimalizace použitá na kompaktním maticovém měniči

6. Měření a vyhodnocení vstupních a výstupních veličin maticového měniče, vliv reálných spínacích prvků

Maticový měnič potřebuje čidla elektrických veličin obdobně jako nepřímý měnič kmitočtu. Na úvod porovnejme potřebu čidel obou měničů.

Řízený usměrňovač vyžaduje čidla pro měření vstupního napětí pro synchronizaci se sítí. Dále je potřeba měřit vstupní proud, aby bylo možné usměrňovač chránit a regulovat fázový posun mezi vstupním napětím a proudem měniče. Samozřejmostí je měření napětí v meziobvodu, které je regulováno. Pro střídač je potřeba měřit výstupní proudy, které jsou použity jako ochrany měniče a často i pro samotnou regulaci pohonu. Pro regulaci pohonu je rovněž měřeno napětí stejnosměrného meziobvodu. Pro toto měření může být využito stejné čidlo jako pro řízený usměrňovač.

V případě maticového měniče je potřeba měřit pouze vstupní napětí a výstupní proud. Okamžitou hodnotu vstupního proudu je možné spočítat na základě měření výstupního proudu. Toto je možné vzhledem k absenci akumulárního prvku v měniči. Okamžité hodnoty pro jednotlivá sepnutí jsou uvedena v tab. 4.2. Obdobně je možné určit i napětí ve virtuálním meziobvodu. Vzhledem k absenci vyjádřeného meziobvodu čidlo tohoto napětí samozřejmě není ani možné použít. Pokud nebudeme požadovat kompenzaci fázového posunu vznikajícího na vstupním filtru, není potřeba regulovat fázový posun na vstupu maticového měniče. Ten je zajištěn přímo spínáním prvků měniče, odvozeným od vstupního napětí a požadovaného fázového posunu.

Z výše uvedeného je patrné, že pokud se jedná o čidla, je maticový měnič méně náročný než uspořádání řízeného usměrňovače a střídače. Pro tři vstupní fáze je úspora rovna dvěma až třem vstupním proudovým čidlům a minimálně jednomu čidlu napětí meziobvodu. Pokud by bylo namítnuto, že topologie nepřímého měniče kmitočtu je na vstupu chráněna lépe vzhledem k měření vstupního proudu, není tato námitka oprávněná. Jak již bylo uvedeno výše, vstupní proud je možné stanovit z proudu výstupního a není možná akumulace energie. Pokud tedy nedojde k přetížení na výstupu měniče, nedojde ani k přetížení na vstupu měniče (vstupní a výstupní prvky jsou identické). Pro ochranu vzhledem k přetížení tedy postačí pouze

měření na výstupu měniče. Pokud se jedná o ochranu proti fázovému zkratu, je zde situace podobná jako v nepřímém měniči, kde může dojít k větrovému zkratu. Větrové zkraty jsou napájeny i z kapacity meziobvodu a tedy v uvažované konfiguraci nepřímého měniče nejsou měřeny obdobně jako fázové zkraty v maticovém měniči bez proudových čidel na vstupu. Tyto proudy mají velmi strmý nárůst proudu, a proto často nejsou detekovány a ošetřeny pomocí čidel a zásahu regulátoru, ale přímo pomocí logiky umístěné na driveru prvku. Při použití ochran na driverech je tedy i maticový měnič dostatečně chráněn.

6.1. Měření vstupních veličin

Jak již bylo uvedeno, řízené usměrňovače i maticové měniče pro svoji funkci potřebují informaci o poloze a velikosti prostorového vektoru vstupního napětí. Pokud budeme předpokládat symetrickou napájecí síť, je pro třífázový měnič možné použít pouze dvě čidla vstupního napětí. Otázkou zůstává, zda měřit fázová nebo sdružená napětí.

Měření fázového napětí je v souvislosti s maticovým měničem poměrně často publikováno. Pokud odhlédneme od zvyku měřit a počítat spíše pomocí fázových hodnot, je toto měření, dovoluji si říct, přehlednější. Ona přehlednost spočívá v měření fázového napětí i proudu (bude uvedeno dále). Porovnání průběhů je velmi jednoduše čitelné a fázový posun napětí a proudu je takřka okem viditelný. Zároveň při použití třech čidel napětí je možné plně proměřit vstupní napětí i pro případ nesymetrického napájení. Nevýhodou tohoto uspořádání je jistá komplikace v případě použití komutace spínacích prvků řízené na základě polarity vstupního napětí. Tyto komutační strategie jsou citlivé v oblasti průchodu sdruženého napětí nulou. Pokud toto napětí není k dispozici, je potřeba porovnávat jednotlivá fázová napětí. Stran hardwarového řešení je výhodou potřeba menšího měřicího rozsahu čidla, resp. možnost získat vyšší rozlišení měření. Všechna napěťová čidla mají společný bod na nulovém potenciálu, a tedy vstupy nemusí být diferenciální.

Měření sdruženého napětí nám umožňuje přímou detekci okamžiku změny polarity napětí, především při použití třech napěťových čidel. Pokud by byl měnič připojen na transformátor bez vyvedeného uzlu, tak není dostupný nulový potenciál a výhodou měření sdružených napětí je, že není potřeba vytvářet umělý nulový potenciál. Pokud vstupní napětí nebude symetrické, tak jsme schopni pouze pomocí dvou čidel

stanovit třetí sdružené napětí, které je kritické pro komutaci maticového měniče. Naopak i v případě použití třech čidel napětí, nejsme schopni stanovit polohu středu napájecí soustavy pro případ nesymetrického napájení.

Výstupní proudy měniče jsou samozřejmě měřeny jako fázové hodnoty. Je opět možné použít dvě nebo tři čidla proudu. V tomto případě jsou si maticový měnič a střídač rovnocenné. Pokud je použita komutační strategie řízená podle výstupního proudu, je nutné detekovat polaritu proudu ve všech výstupních fázích. Detekce polarity resp. směru výstupního proudu není nutně potřeba realizovat na základě měření tohoto proudu, ale například komparací napětí na polovodičových prvcích měniče. V takovém případě jsou zcela dostatečná dvě čidla výstupního proudu.

6.2. Možnosti měření

Nově vyvíjený maticový měnič je vybaven dvěma způsoby zpracování analogových vstupů. Prvním z nich je konverze pomocí analogově-digitálních převodníků osazených přímo na desce s hradlovým polem. Tato deska vznikla v rámci diplomové práce Ing. M. Bednáře, Ph.D. [19]. Obsluha těchto převodníků je realizována pomocí hradlového pole. Výsledek převodu je následně dostupný přes sběrnici PC104. Data nejsou v hradlovém poli upravena, a proto je třeba po jejich vyčtení ze sběrnice ještě data zpracovat do požadovaného formátu.

Druhou možností je zpracovávat signály na desce analogových vstupů SDM8540, zakoupené od společnosti RTD [20]. Konfigurace této desky analogových vstupů, nastavení časování a samotné vyčtení dat z převodníků zpracoval ve své bakalářské a diplomové práci Ing. L. Klik [21], [36]. Výstupem jeho práce je v podstatě driver na daný hardware. V takovém případě jsou již změřená data přenesena do paměti regulátoru a upravena na předem definovaný rozsah.

6.3. Vyhodnocení vstupních veličin

Na vyvíjeném kompaktním maticovém měniči je použito měření vstupních sdružených napětí. Samotná deska s hradlovým polem je osazena AD převodníky U/f [57] a Sigma-Delta [56]. Tyto převodníky umožňují volbou délky zpracovávaných dat získat měřená data s různou přesností a filtrací a nutně i s různým zpožděním. Výhodou je, že pomocí jednoho AD převodníku a jedné zpracovávané dat je možné získat několik hodnot s různou přesností a zpožděním.

Oba typy uvedených převodníků zasílají bit-stream. Hodnota změřená AD převodníkem odpovídá počtu jedniček v tomto bit-streamu za určitou dobu [16], [17]. Právě změnou délky oné doby měření resp. změnou délky bufferu, do kterého je bit-stream ukládán, je možné měnit přesnost měření a dobu zpoždění. Zároveň je možné realizovat z onoho bufferu „odbočky“ a poté použít logiku zpracování několikrát nad různě dlouhou částí bufferu.

Výše popsaným způsobem je možné tedy získat signál o polaritě vstupního napětí a to přímo v hradlovém poli. Výhodou tohoto řešení je možnost realizovat komutaci bez zásahu regulátoru. Tím je uvolněn výpočetní výkon v regulátoru. Nevýhodou tohoto řešení je získání relativně značně zpožděných měření do regulátoru. Doba zpoždění je předem známa, a je ji tedy možné kompenzovat, nicméně tím klesá dynamika zpětné vazby (myšleno především pro výstupní proudy). Pro příklad 12-bitového převodníku je zpoždění použitého Sigma-Delta ADC 204,8 μs a pro ADC napětí-frekvence je vzhledem k nižší frekvenci hodin ADC ještě vyšší [16], [17]. Toto zpoždění představuje více jak dvojnásobek předpokládané regulační periody. Zároveň je třeba podotknout, že hodnoty jsou výrazně filtrovány. Tuto filtraci již není možné v regulátoru odstranit, a proto toto měření není vhodné pro měření výstupních proudů pro použití v regulaci ani realizaci ochran. Pokud předpokládáme harmonické vstupní napětí, nepředstavuje filtrace problémem. Pokud začneme uvažovat, že vstupní napětí může kolísat nebo dokonce že na něm je superponován další signál, bude situace jiná. Měnič by měl zareagovat snížením resp. zvýšením otevření modulátoru, aby bylo dodrženo požadované výstupní napětí. Stejně je to s realizací vstupní přepětové ochrany, která by reagovala se zpožděním.

Na základě zvážení možných rizik a komplikací jsem se rozhodl ustoupit od použití převodníků realizovaných přímo na desce hradlového pole a použít desku analogových vstupů SDM8540.

6.4. Vyhodnocení vstupního úhlu

Pro řízení vstupního virtuálního usměrňovače je třeba identifikovat sektor vstupního proudu a úhel v rámci tohoto sektoru. Nejpřímochařejší postup spočívá pravděpodobně v určení polohy vektoru vstupního napětí. Z něj lze dále vypočítat požadovaný úhel vstupního proudu (pro $\cos(\varphi) = 1$ je roven úhlu vstupního napětí) a následně určit sektor vstupního proudu a úhel v rámci tohoto sektoru.

Vzhledem k tomu, že předpokládáme třífázový měnič, je možné použít transformaci souřadnic dle Edith Clarkové [59]. Tato transformace převede třífázový systém do Alfa – Beta souřadnic. Ty poté stačí převést do polárních souřadnic a získáme požadovaný úhel vstupního napětí a jeho modul. Transformace Clarkové je známá z regulačních schémat elektrických pohonů. Přesto bych si ji dovolil na tomto místě připomenout především pro souvislost s dále uváděným.

Budeme předpokládat třífázový symetrický napájecí systém, jež je možné popsat pomocí následujících rovnic:

$$\begin{aligned}x_A &= X_m \cdot \cos(\omega t) \\x_B &= X_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\x_C &= X_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\end{aligned}\tag{6.1}$$

kde x_A , x_B a x_C představují okamžité hodnoty veličiny X (napětí nebo proud) a X_m představuje amplitudu veličiny X . Tento napájecí systém je možné zaklestit do souřadnicového systému Alfa – Beta, jak je zobrazeno na obr. 6.1. Třífázový napájecí systém je poté možné vyjádřit ve složkách Alfa – Beta pomocí goniometrických funkcí, jak je uvedeno v rovnicích (6.2) resp. (6.3). Při takto zvolené transformaci je zřejmé, že osa Alfa je ztotožněna z hlediska fáze signálu s x_A .

$$\begin{aligned}x_\alpha &= x_A + x_B \cdot \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + x_C \cdot \cos\left(-\frac{4\pi}{3}\right) \\x_\beta &= x_B \cdot \cos\left(-\frac{\pi}{6}\right) + x_C \cdot \cos\left(-\frac{5\pi}{6}\right)\end{aligned}\tag{6.2}$$

$$\begin{aligned}x_\alpha &= x_A - \frac{1}{2}x_B - \frac{1}{2}x_C \\x_\beta &= \frac{\sqrt{3}}{2}x_B - \frac{\sqrt{3}}{2}x_C\end{aligned}\tag{6.3}$$

Za předpokladu symetrické napájecí sítě, kde platí:

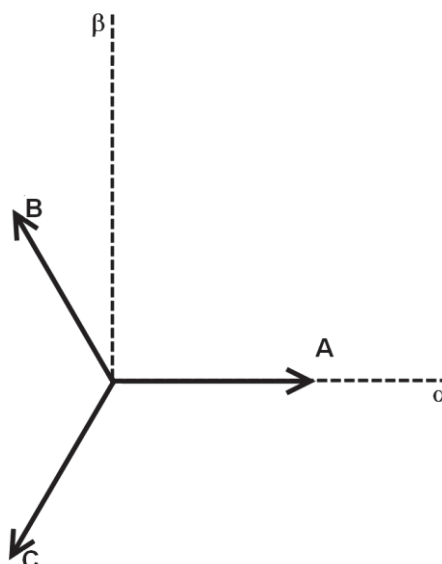
$$0 = x_A + x_B + x_C \quad (6.4)$$

je možné rovnice (6.3) upravit následovně:

$$\begin{aligned} x_\alpha &= K \frac{3}{2} x_A \\ x_\beta &= K \frac{\sqrt{3}}{2} (x_A + 2x_B) \end{aligned} \quad (6.5)$$

kde souběžně s dosazením zavádíme koeficient K . Pokud $K=1$, velikost transformovaného prostorového vektoru odpovídá průmětu do os nového souřadného systému. Abychom dodrželi invariantnost výkonů, je třeba zvolit $K = \sqrt{2/3}$. Pokud zvolíme koeficient $K = 2/3$, neplatí sice invariantnost výkonů, ale je si rovna amplituda veličiny x_A (tj. přímo měřitelná hodnota) a x_α . Toto je výhodné v případě použití výpočtu v poměrných jednotkách a tento koeficient byl rovněž použit při realizaci modulátoru kompaktního maticového měniče. V takovém případě mají rovnice následující tvar (6.6).

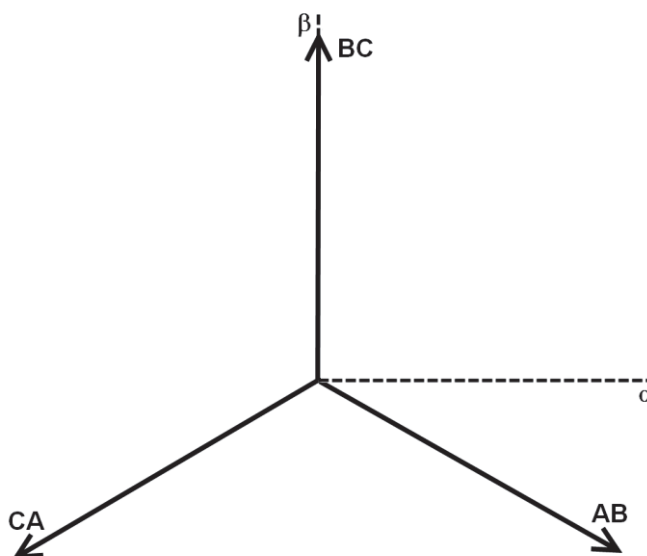
$$\begin{aligned} x_\alpha &= x_A \\ x_\beta &= \frac{\sqrt{3}}{3} (x_A + 2x_B) \end{aligned} \quad (6.6)$$



Obr. 6.1: Třífázový symetrický napájecí systém – fázové hodnoty

Pokud použijeme transformaci Clarkové na sdružená napětí, jež jsou měřena na kompaktním maticovém měniči, získáme hodnoty v systému Alfa – Beta, který je pootočen o 30° oproti systému, který bychom získali při transformaci fázových napětí.

V rámci týmu pracujícím na kompaktním maticovém měniči, byla dohodnuta konvence používat pro výpočty fázové průběhy. Z tohoto důvodu by bylo nutné přepočítávat výsledky z Clarkové transformace do souřadnic odpovídajících fázovým hodnotám, (například v polárních souřadnicích posunem úhlu a přepočtem modulu). Tento převod by zbytečně konzumoval výpočetní výkon regulátoru, a proto jsem se rozhodl na základě Clarkové transformace odvodit transformaci, jejímž vstupem by byly sdružené hodnoty a výstupem složky Alfa – Beta, jejichž natočení a velikost odpovídají fázovému systému. Třífázový systém tvořený sdruženými hodnotami je zobrazen na obr. 6.2. Zde jsou rovněž znázorněny osy Alfa a Beta tak, jak odpovídají fázovým průběhům.



Obr. 6.2: Třífázový symetrický napájecí systém – sdružené hodnoty

Pokud budeme uvažovat obdobnou definici napájecího systému jako v předchozím případě (6.7), můžeme vyjádřit složky Alfa – Beta pomocí rovnic (6.8) resp. (6.9).

$$\begin{aligned}x_{AB} &= X_m \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \\x_{BC} &= X_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \\x_{CA} &= X_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)\end{aligned}\tag{6.7}$$

$$\begin{aligned}x_\alpha &= x_{AB} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + x_{CA} \cdot \cos\left(-\frac{7\pi}{6}\right) \\x_\beta &= x_{AB} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + x_{BC} + x_{CA} \cdot \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}\tag{6.8}$$

$$\begin{aligned}x_\alpha &= \frac{\sqrt{3}}{2} x_{AB} - \frac{\sqrt{3}}{2} x_{CA} \\x_\beta &= -\frac{1}{2} x_{AB} + x_{BC} - \frac{1}{2} x_{CA}\end{aligned}\tag{6.9}$$

Za předpokladu symetrické napájecí sítě, kde platí:

$$0 = x_{AB} + x_{BC} + x_{CA}\tag{6.10}$$

je možné rovnice (6.9) upravit následovně:

$$\begin{aligned}x_\alpha &= K_S \frac{\sqrt{3}}{2} (2x_{AB} + x_{BC}) \\x_\beta &= K_S \frac{3}{2} x_{BC}\end{aligned}\tag{6.11}$$

Kde souběžně s dosazením zavádíme koeficient K_S , za nějž můžeme dosadit obdobně jako v předchozím případě. Pro dosažení shody s výstupem z rovnice (6.6) je nejzajímavější hodnota $K_S = 2/(3 \cdot \sqrt{3})$. I zde pro tuto volbu konstanty K_S neplatí invariančnost výkonů, zato je si rovna amplituda fázové veličiny X_A a X_α .

$$\begin{aligned}x_\alpha &= \frac{1}{3} (2x_{AB} + x_{BC}) \\x_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}} x_{BC}\end{aligned}\tag{6.12}$$

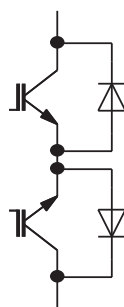
Rovnice (6.12) byly použity při realizaci modulátoru kompaktního maticového měniče pro transformaci vstupního napětí.

6.5. Vliv reálného IGBT

Protože není dostupný obousměrný spínač, je potřeba jej sestavit z dostupných součástek viz kap. 2.1. Dále budu uvažovat zapojení se společným emitorem, které je použito na kompaktním maticovém měniči obr. 6.3. Toto zapojení není zdaleka ideální a stejně jako v případě nepřímého měniče s DC meziobvodem je důležité dodržet při generování spínacích pulzů několik požadavků:

- 1) Maximální spínací frekvence
- 2) Minimální doby sepnutí
- 3) Dané ochranné doby tranzistorů

Všechny tyto termíny jsou známy u nepřímého měniče frekvence. Uspořádání součástek ideálního spínače je ovšem odlišné, a proto i realizace těchto požadavků není zcela identická.

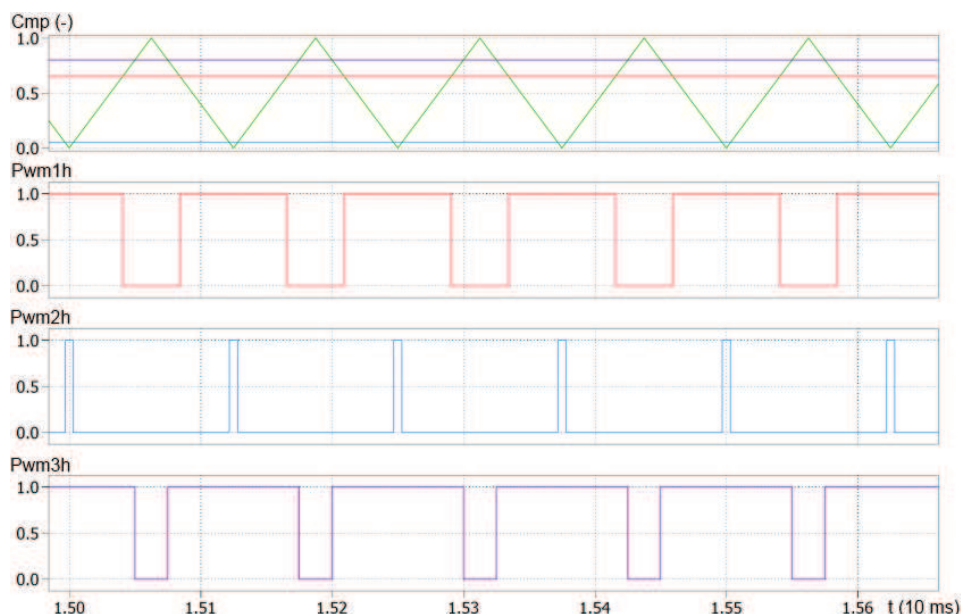


Obr. 6.3: Obousměrný spínač – zapojení se společným emitorem

6.5.1. Maximální spínací frekvence

Maximální spínací frekvence je udávána pro daný výkonový prvek výrobcem. Tento parametr součástky, jež je uveden v katalogu, není ovšem číslem, které platí bez omezení. Maximální spínací frekvence je limitována především množstvím tepla, které dokáže výkonový prvek předat chlazení, aniž by teplota polovodičového přechodu stoupla nad kritickou mez. Hlavním zdrojem tepelných ztrát na výkonovém prvku jsou spínací a vypínací ztráty, tedy stavy, kdy prvek mění svoji impedanci. Součty tepelných ztrát zapnutí, vypnutí a ztrát vlivem vedení za spínací periodu by měly být menší nebo maximálně rovny množství tepla, které je schopen prvek předat chladiči za tuto spínací periodu (vždy musí být počítáno s rezervou).

V nepřímém měniči kmitočtu, je často maximální spínací frekvence dána periodou čítače PWM jednotky. Například pro asynchronní symetrickou PWM modulaci dojde v každé spínací periodě právě jednou k sepnutí a vypnutí každého prvku obr. 6.4.



Obr. 6.4: Příklad asynchronní symetrické PWM modulace – nahoře čítač modulátoru a komparační úrovně (Cmp), níže řídicí pulzy pro horní prvek každé výstupní větve měniče.

V případě maticového měniče s nepřímou modulací prostorového vektoru, je za spínací periodu označována doba, během níž je vygenerována kompletní sekvence ISVM. Během jedné spínací periody maticového měniče je třeba vygenerovat řadu sepnutí IGBT.

Pokud se nyní zaměříme na blok realizující komutaci, můžeme konstatovat, že na maximální dosažitelnou spínací frekvenci zde nemá volba konkrétní metody žádný vliv. Během jednoho komutačního cyklu dochází maximálně k jednomu sepnutí nebo vypnutí kteréhokoliv z výkonových prvků. Není tedy měněn počet sepnutí jednoho prvku během jedné spínací periody.

Jak bylo uvedeno v kapitole 5, modulační strategie může ovlivnit počet sepnutí a tím ovlivnit využití maximální spínací frekvence prvku vzhledem ke spínací frekvenci obousměrného spínače. Pokud se podíváme podrobněji na příklad tabulky sepnutí v tab. 6.1, tak zjistíme, že se v každém ze sektorů opakuje dvakrát sepnutí jedné výstupní fáze k fázi vstupní (vyznačeno zeleně). Při použití této spínací tabulky je tedy třeba snížit spínací frekvenci obousměrného spínače maticového měniče minimálně na polovinu maximální spínací frekvence výkonových prvků.

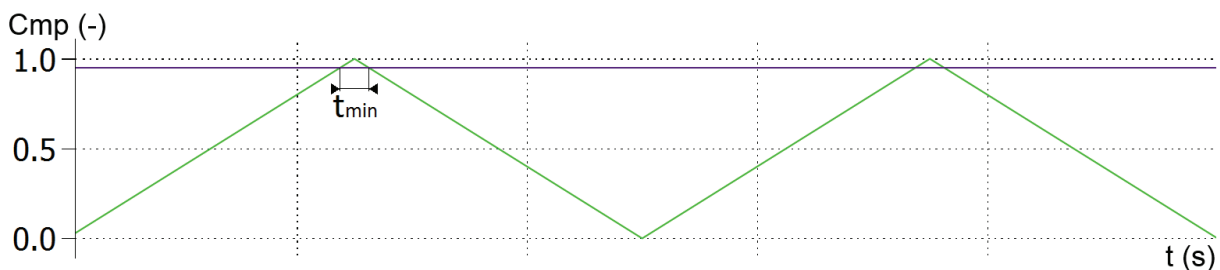
usměrňovač	Střídač	0	I	II	III	IV	V
0	$\gamma\alpha$	R S S	R R S	S R S	S R R	S S R	R S R
	$\gamma\beta$	R R S	S R S	S R R	S S R	R S R	R S S
	$\delta\alpha$	R T T	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R
	$\delta\beta$	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R	R T T
	0	R R R	T T T	R R R	T T T	R R R	T T T
I	$\gamma\alpha$	R T T	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R
	$\gamma\beta$	R R T	T R T	T R R	T T R	R T R	R T T
	$\delta\alpha$	S T T	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S
	$\delta\beta$	S S T	T S T	T S S	T T S	S T S	S T T
	0	S S S	T T T	S S S	T T T	S S S	T T T

Tab. 6.1: Počet sepnutí prvku za jednu spínací periodu – bez optimalizace

6.5.2. Minimální doby sepnutí

Výkonový prvek nezmění svoji impedanci okamžitě. Při zapínání musí nejdříve dojít k nabití vstupní kapacity a následně k rozšíření oblasti vodivosti po ploše polovodičového čipu. Až po rozšíření oblasti vodivosti po celé ploše přechodu je prvek plně sepnut. Aby bylo možné prvek korektně vypínat (bude splněn čas vypnutí a dodrženy vypínací ztráty), musí dojít k výše popsanému plnému sepnutí. Obdobně při vypínání musí dojít k odvedení volných nosičů náboje. Tyto časy se označují jako minimální doba sepnutí a vypnutí.

Minimální doby sepnutí resp. vypnutí limitují zadání modulátoru. Například pro případ asynchronní symetrické PWM modulace je možné respektovat minimální doby sepnutí a vypnutí omezením zadání komparační úrovně (C_{mp}) do PWM jednotky. Tato situace je zobrazena na obr. 6.5. Tímto omezením dojde k drobnému zmenšení maximálního možného napětového využití měniče.



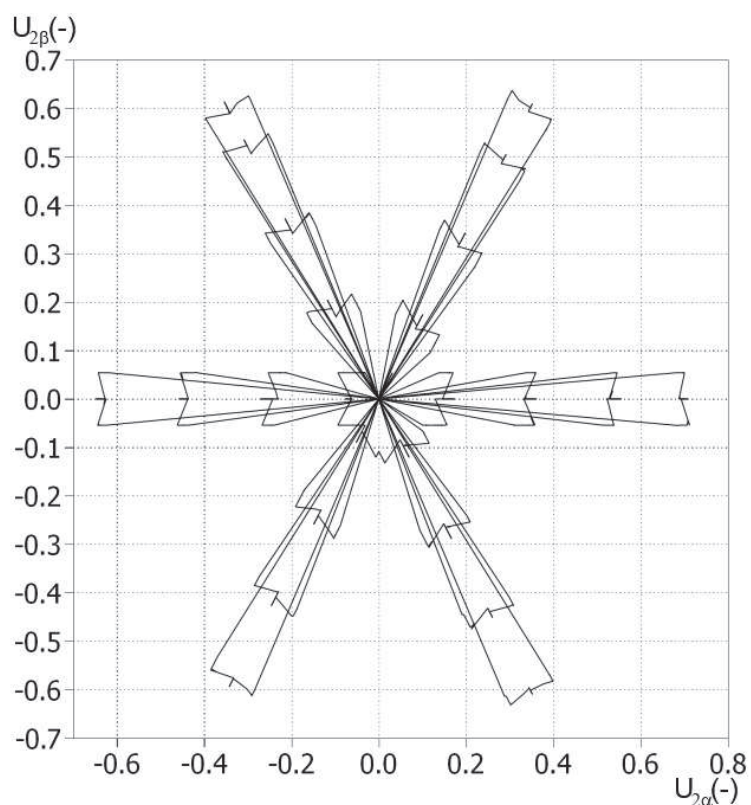
Obr. 6.5: Respektování minimálních dob sepnutí a vypnutí pro asynchronní symetrickou PWM modulaci – omezení komparační úrovně

V případě nepřímé modulace prostorového vektoru je situace poněkud jiná. Zde nejde nikdy o sepnutí jen jednoho prvku, ale musí proběhnout kompletní komutace.

Pro obousměrný spínač zjednodušeně platí, že minimální doba sepnutí konkrétní spínací kombinace je doba, za niž proběhnou všechny kroky komutační strategie. Pro případ čtyřkrokové komutační strategie řízené podle napětí, je minimálně rovna třem ochranným dobám (viz dále) a jedné minimální době vypnutí, nebo dvěma ochranným dobám a jedné minimální době sepnutí, podle toho, který ze součtů je větší.

Spínáním aktivních a nulových kombinací jsou vytvořeny dva prostorové vektory, proudový na vstupu a napěťový na výstupu. Každý z těchto dvou vektorů je sestavován ze dvou základních sepnutí pomocí změny poměru času sepnutí. Minimální doby sepnutí a vypnutí způsobují to, že nemůžeme v celém rozsahu hodnot plynule měnit požadovanou polohu a modul vstupního resp. výstupního vektoru.

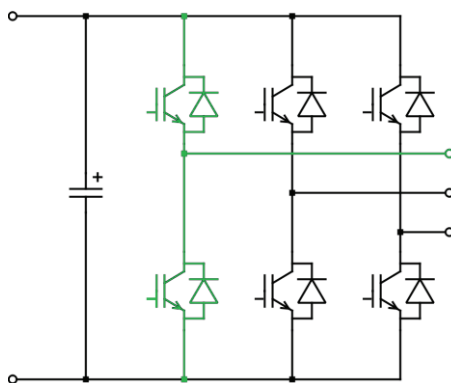
Aby bylo možné dodržet minimální doby sepnutí, je možné použít řešení z nepřímého měniče kmitočtu s napěťovým meziobvodem. V případě, že jsou požadována sepnutí kratší než minimální doba sepnutí, dojde k prodloužení pulzu. Toto ošetření je možné ještě zjemnit, a to tak, že k prodloužení dojde pouze v případě, že doba sepnutí je větší než polovina minimální doby sepnutí. V opačném případě pak není sepnutí realizováno. V obou případech ošetření minimální doby sepnutí dochází k nepřesnosti zadání, které se projevuje na hranici sektorů a pro malé otevření měniče. Na obr. 6.6 je demonstrováno, kdy dochází ke korekci spínacích časů pro virtuální střídač maticového měniče. Do polárního grafu je vykresleno vypočtené výstupní napětí maticového měniče pouze v případě, že dojde ke korekci některého ze spínacích časů. V ostatních případech je vykreslen nulový bod. Zároveň je měněno požadované otevření virtuálního střídače při napájení ze zdroje s nulovou frekvencí a polohou vstupního vektoru napětí uprostřed sektoru virtuálního usměrňovače. Frekvence výstupního napětí je 20 Hz.



Obr. 6.6: Korekce spínací doby pro virtuální střídač maticového měniče.

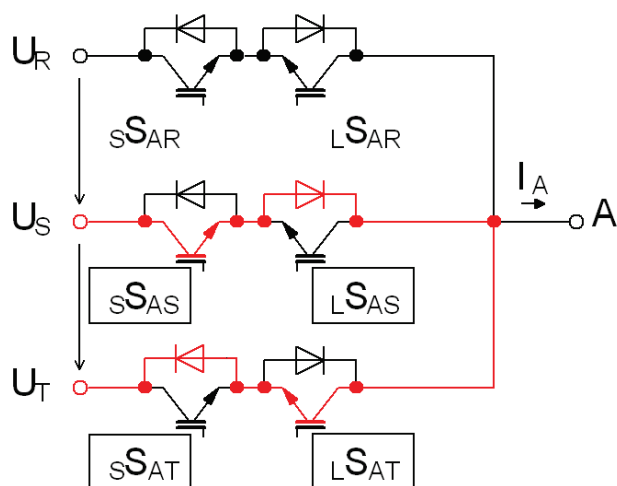
6.5.3. Ochranné doby

V nepřímém měniči kmitočtu se ochranné doby výkonových prvků týkají jedné větve měniče. Tato doba nám určuje potřebné časové zpoždění mezi vypnutím jednoho prvku větve měniče a zapnutím prvku druhého tak, aby nedošlo ke zkratu stejnosměrného meziobvodu vlivem časové prodlevy při změně impedance prvku, viz obr. 6.7. Tomuto zkratu se říká větrový zkrat měniče. Vyznačuje se vysokou strmostí nárůstu proudu výkonovým prvkem. Nejefektivnějším řešením ochrany je tzv. di/dt ochrana přímo na driveru výkonového prvku.

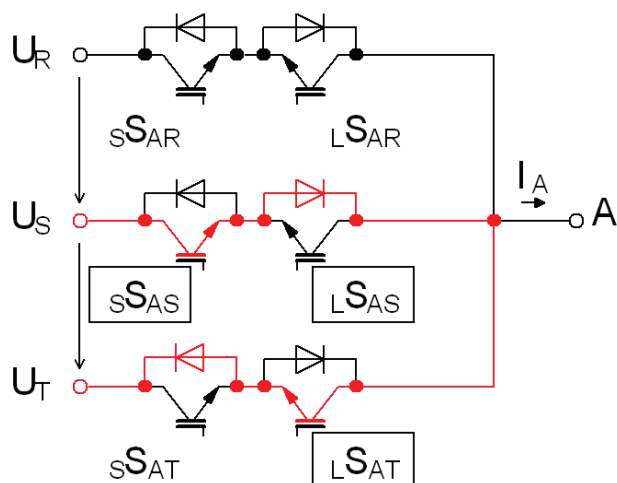


Obr. 6.7: Zapojení výkonových prvků nepřímého měniče kmitočtu – označena větev výkonových prvků

V maticovém měniči nemůže nastat zkrat stejnosměrného meziobvodu, ale mohl by vzniknout zkrat na vstupu maticového měniče. Vstupní filtr obsahuje kapacitu na svém výstupu a tedy na straně výkonových prvků. Strmost nárůstu proudu v případě mezifázového zkratu je opět značná. Analogicky k nepřímému měniči kmitočtu je třeba realizovat ochranné doby. V případě maticového měniče se ovšem netýkají jedné větve výkonových prvků, ale všech prvků jedné výstupní fáze. Mezifázový zkrat nastane při připnutí jedné výstupní fáze ke dvěma vstupním fázím současně. Na rozdíl od modulátoru nepřímého měniče kmitočtu, který musí zajistit odstup řídicích pulzů pro horní a spodní tranzistor jedné výstupní větve, modulátoru maticového měniče postačí zajistit, aby nedošlo k zadání současného sepnutí dvou vstupních fází pro jednu fázi výstupní. Příklad takového mezifázového zkratu je na obr. 6.8. Tento typ mezifázového zkratu bych označil jako "plný mezifázový zkrat". Tento typ zkratu by vznikl v případě chyby modulační strategie. Takovouto chybu zadání je možné ošetřit v komutační strategii. Další možností je vznik částečného mezifázového zkratu viz obr. 6.9. Tento typ mezifázového zkratu vznikne při nevhodné volbě komutačních kroků například vlivem nepřesného měření vstupního napětí, nebo v případě nedodržení ochranné doby prvku. Sekvence spínání tranzistorů je dána komutační strategií. Nejrobustnější způsob, jak zajistit ochranné doby prvků, je nastavit dobu komutačního kroku vyšší než je ochranná doba prvku. V takovém případě dojde k odstupu mezi vypnutím a sepnutím, který je vždy větší než je ochranná doba prvku. Zároveň je doba mezi sepnutím a vypnutím dostatečná pro převzetí proudu z vypínané fáze.



Obr. 6.8: Příklad sepnutí plného mezifázového zkratu



Obr. 6.9: Příklad sepnutí částečného mezifázového zkratu

6.5.4. Minimální doba sepnutí pro maticový měnič

V předchozí podkapitolách byla uvedena omezení reálného obousměrného spínače. Tato omezení mají vliv na generování požadovaného vektoru, jak na vstupu, tak i na výstupu měniče. Vliv maximální spínací frekvence je stejný jako v případě nepřímého měniče kmitočtu s napěťovým meziobvodem. Výstupní napětí je s klesající spínací frekvencí generováno s menší plynulostí. Zároveň klesá počet regulačních zásahů za periodu.

Minimální doby sepnutí resp. vypnutí a ochranné doby výkonových prvků, mají vliv na minimální dobu sepnutí obousměrného spínače (kap. 6.5.2.). V případě realizovaného kompaktního maticového měniče jsou, vzhledem k použité komutační strategii a spínacímu prvku včetně jeho driveru, dominantní ochranné doby

výkonových prvků. Jak již bylo uvedeno, minimální doby sepnutí mají vliv na přesnost požadovaných vektorů v oblasti malého sepnutí na kraji sektorů. Kromě toho je třeba generovat minimální sepnutí i pro nulové vektory. Prakticky toto opatření tedy vede k minimální době sepnutí nulového vektoru. Z této podmínky tedy plyne omezení při generování požadovaného výstupního napětí. Pokud dodržíme minimální dobu sepnutí nulového vektoru, dojde ke snížení činitele napěťového přenosu maticového měniče. Maximální výstupní napětí bude dáno rovnicí (6.13).

$$U'_{2\max} = U_{2\max} \left(1 - \frac{t_{\min}}{T_s} \right) \quad (6.13)$$

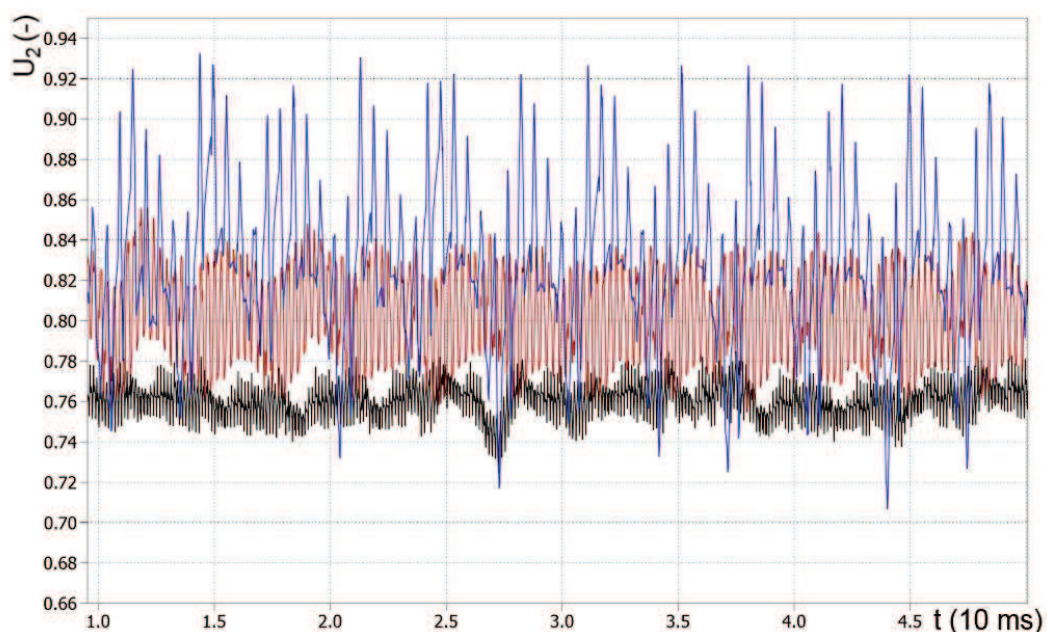
kde t_{\min} je minimální doba sepnutí maticového měniče, T_s je spínací perioda modulátoru, $U_{2\max}$ je maximální dosažitelné napětí na výstupu měniče bez realizace minimální doby nulového vektoru a $U'_{2\max}$ je maximální dosažitelné napětí na výstupu měniče pro minimální dobu nulového vektoru.

Pro realizovaný kompaktní maticový měnič jsem zvolil modulační strategii, jež podporuje robustnost komutace. Tato modulační strategie požaduje vložení dvou nulových vektorů (uprostřed a na konci spínací periody). Tím nevyhnutelně dojde ke snížení maximálního činitele napěťového přenosu maticového měniče (6.14).

$$U'_{2\max} = U_{2\max} \left(1 - \frac{2 \cdot t_{\min}}{T_s} \right) \quad (6.14)$$

Pro kompaktní maticový měnič došlo touto úpravou ke snížení činitele napěťového přenosu z cca 0,866 na cca 0,77. Pro tento případ jsem provedl simulaci a odchylka od teoretického výpočtu byla cca 0,7 % (viz obr. 6.10 – perioda 144 μ s).

Omezení činitele napěťového přenosu vlivem minimální doby nulového vektoru je závislé na poměru minimální doby sepnutí nulového vektoru ke spínací periodě. Pokud bychom tedy chtěli dosáhnout většího činitele napěťového přenosu, je možné snížením spínací frekvence zvýšit činitel napěťového přenosu maticového měniče. Pro tento případ jsem provedl simulaci, jejíž výsledky jsou zaznamenány na obr. 6.10. Na tomto obrázku je porovnáván modul výstupního napětí pro spínací periodu 144 μ s, 288 μ s a 576 μ s. Zadání do modulátoru je pro všechny případy frekvence = 50 Hz a modul = 1. Výstupní napětí bylo filtrováno klouzavým průměrem o délce 1 ms a dále zpracováno pomocí transformací.



Obr. 6.10: Porovnání maximálního výstupního napětí při změně spínací periody 144 μs (černá), 288 μs (červená) a 576 μs (modrá) – simulace (výstupní napětí filtrováno klouzavým filtrem 1 ms)

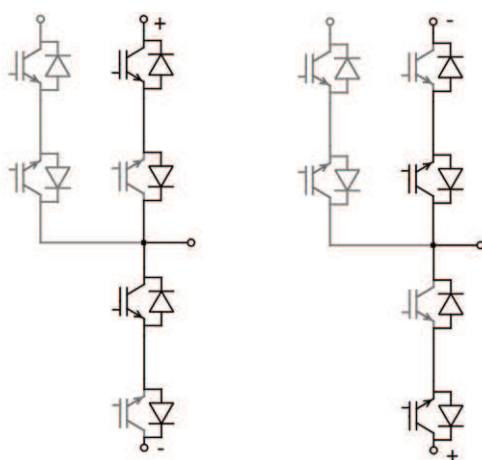
Z porovnání je patrné, že při snížení spínací periody dojde ke zvýšení maximálního dosažitelného napětí. Zároveň je z průběhů patrné i zvýšení chyby v generovaném napětí. Pro vyloučení vlivu změny poměru spínací periody k délce filtru jsem provedl výpočet první harmonické a její odchylku od vypočteného teoretického maxima. Takto získáme jasnější údaj pro porovnání vlivu změny spínací periody. Výsledky jsou zobrazeny v tab. 6.2. Z odečtených hodnot je možné usuzovat, že výpočet teoretického maxima odpovídá hodnotám získaným pomocí simulace. Odchylku simulace a teorie si vysvětlují použitím komutační sekvence (nastavena na minimální možný čas), kterou výpočet nezohledňuje (viz kap. 7.4). Dalším možným zdrojem chyby je změna vstupního napětí měniče během spínací periody. Vliv této chyby roste s rostoucí spínací periodou.

Spínací perioda (μs)	Spočtené maximum (-)	Simulace (-)	Odchylka (%)
144	0,770	0,763	0,7
288	0,818	0,811	0,7
576	0,842	0,821	2,1

Tab. 6.2: Porovnání spočteného a simulovaného maxima výstupního napětí

6.5.5. Komutace maticového měniče

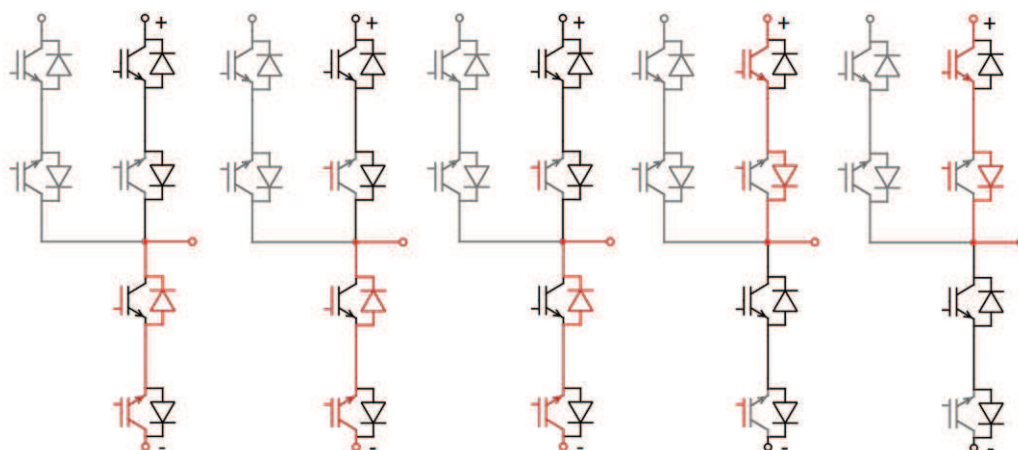
Kromě toho, že doba komutace obousměrného spínače ovlivňuje minimální doby sepnutí maticového měniče a maximální činitel napěťového přenosu (viz 6.5.4), způsobuje i zpoždění sepnutí obousměrného spínače a změnu délky sepnutí. Pokud se zaměříme na komutaci z pohledu výstupního napětí, můžeme si zjednodušit zapojení jedné výstupní fáze na zapojení podobné nepřímému měniči kmitočtu s napěťovým meziobvodem [43]. Toto zjednodušení vychází z faktu, že maticový měnič používající ISVM je během jednoho sepnutí připnut maximálně ke dvěma vstupním fázím. Okamžitá hodnota sdruženého napětí mezi těmito fázemi, je rovna okamžité hodnotě napětí ve virtuálním meziobvodu. Polarita tohoto napětí určuje, které z prvků budou použity pro realizaci výstupního napětí. Na obr. 6.11 je zobrazeno toto zjednodušení. Tranzistory, jež se v dané spínací kombinaci nemohou uplatnit pro generování výstupního napětí, ale pouze pro uzavření proudu, jsou šedé. Spínače byly záměrně přesunuty tak, aby připomínaly jednu větev nepřímého měniče kmitočtu s napěťovým meziobvodem. Z obrázku obr. 6.11 je patrné, že tato virtuální větev střídače je realizována pro obě polaritu napětí identicky.



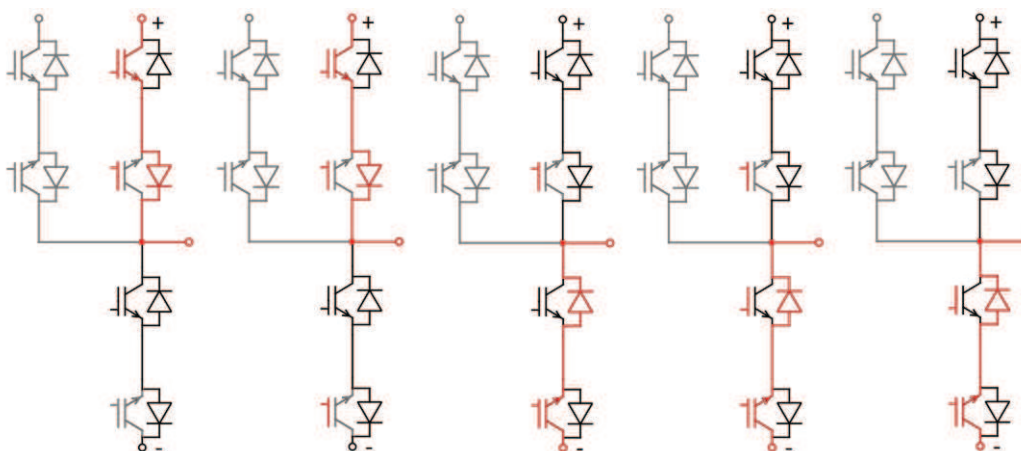
Obr. 6.11: Zjednodušení výstupní fáze pro jednu spínací kombinaci – obě polaritu napětí

Nepřímé měniče kmitočtu s PWM modulací realizují ochranné doby spínacích prvků tak, že vypnutí provádí prakticky okamžitě, zatímco sepnutí druhého prvku z větve zpozdí o ochranu dobu. Takovéto zkrácení pulzů v závislosti na směru proudu mění výslednou plochu napětí realizovaného měničem a zavádí drobný fázový posun. Tuto chybu je možné kompenzovat prodloužením pulzu. Pro kladné polaritu proudu je prodloužen pulz horního tranzistoru a pro záporný je prodloužen pulz spodního tranzistoru.

V případě maticového měniče je situace poněkud jiná. Vlivem použití víceokrové komutační metody nedojde k sepnutí ani vypnutí prvku ihned. Délka reálného sepnutí tedy závisí i na rozdílu zpoždění zapnutí a vypnutí. Pokud je použita modulace podporující robustní komutaci, můžeme říct, že měnič komutuje vždy mezi kladným a záporným pólem virtuálního usměrňovače. V takovémto případě platí podobnost s nepřímým měničem kmitočtu. Pokud provedeme analýzu sepnutí pro různé polarity napětí a směry proudu, zjistíme, že stejně jako v případě nepřímého měniče dojde ke zkrácení vedení o jednu ochrannou dobu. V příkladu na obr. 6.12 jsou vyznačena červeně místa, kudy protéká proud. Červená část značky tranzistoru, odpovídající elektrodě gate, značí sepnutý prvek. Z tohoto obrázku je možné vypočítat, že k sepnutí horního tranzistoru pro kladný proud dojde ve třetím kroku, zatímco k vypnutí o jeden krok dříve, viz obr. 6.13. Pro záporný proud je situace obdobná.



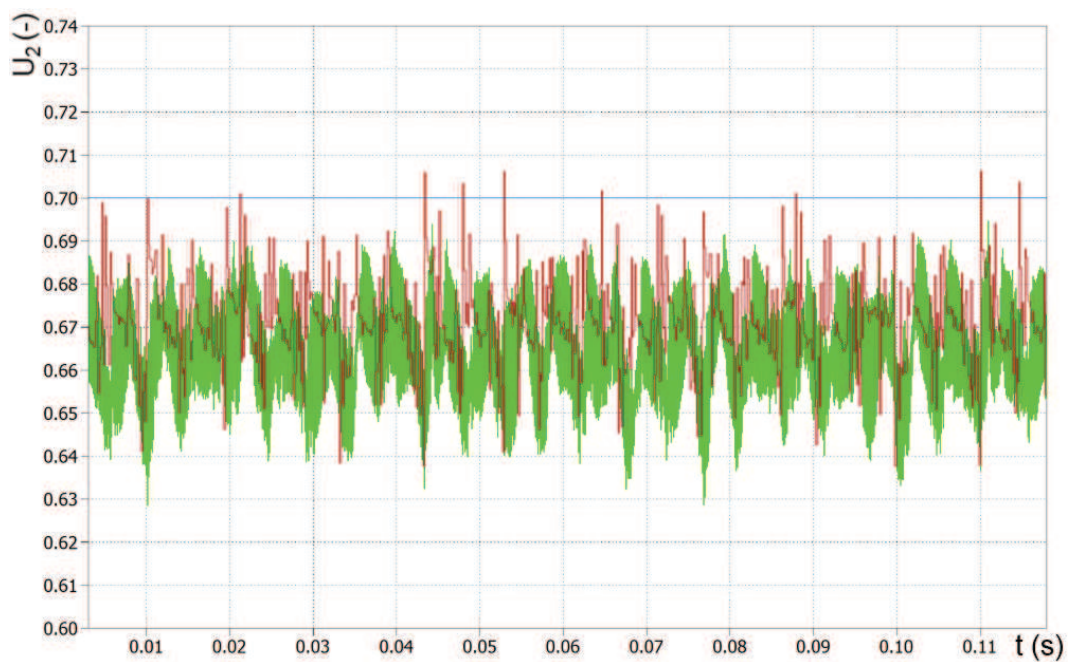
Obr. 6.12: Sepnutí jedné výstupní fáze – kladné napětí i proud



Obr. 6.13: Vypnutí jedné výstupní fáze – kladné napětí i proud

Na rozdíl od PWM modulace, kde jsou spočteny komparační úrovně pro jednotlivé větve, ISVM udává čas pro jednotlivá aktivní sepnutí. Pro kompenzaci zpoždění sepnutí vlivem komutace je třeba prodloužit časy aktivních vektorů. Modulátor kompaktního maticového měniče využívá optimalizaci s ohledem na robustnost komutace. V tomto případě platí, že zpoždění sepnutí prvního aktivního vektoru je kompenzováno zpožděním druhého aktivního vektoru. Druhý aktivní vektor je zkrácen vlivem menšího časového zpoždění pro vypnutí. Ze stejného důvodu dojde k prodloužení následujícího nulového vektoru. Pro další dva aktivní vektory se situace opakuje. Doba sepnutí každého z nulových vektorů naroste o jednu ochrannou dobu výkonového prvku. O tuto dobu je zkrácen aktivní vektor předcházející této nulové době. U reálných polovodičových prvků je třeba počítat s odchylkou doby sepnutí a vypnutí vlivem výkonového prvku a nastavení jeho driveru.

Za účelem ověření této teorie jsem tento algoritmus implementoval do estimace výstupního napětí střídače viz kap. 7.3. Provedl jsem simulaci a porovnání střední hodnoty estimovaného modulu s modulem získaným ze simulace filtrací klouzavým průměrem o délce 1 ms a transformací. Odchylka byla menší než 0,5 %. Průběhy jsou zaznamenány na obr. 6.14. V případě srovnání s modulem první harmonické výstupního napětí získaného pomocí Fourierovy transformace je odchylka cca 0,27 %. Pro kontrolu jsem dále provedl výpočet vlivu ochranných dob dle rovnice (6.14). Namísto minimální doby sepnutí byla dosazena ochranná doba prvku a za maximální teoreticky dosažitelné napětí bylo dosazeno požadované výstupní napětí. Jak simulované, tak estimované napětí odpovídá teoretickému výpočtu s odchylkou menší než 1,5 %. Tento teoretický výpočet ovšem nerespektuje vliv minimálních dob sepnutí obousměrného spínače a zaokrouhlení při výpočtu časů aktivních vektorů. Vzhledem k malým odchylkám mezi teorií a simulací považuji objasnění vlivu ochranných dob za platné.



Obr. 6.14: Porovnání zadaného (modrá), měřeného (zelená) a estimovaného (červená) modulu výstupního napětí - simulace

7. Návrh a implementace

V této kapitole se zaměřím na praktickou část mé práce, implementaci odvozených algoritmů komutace a modulace, tj. realizaci jednotky modulátoru maticového měniče. Princip nepřímé modulace prostorového vektoru byl uveden již dříve v kapitole 4.6. V této kapitole bude uveden popis algoritmů realizovaných kompenzací včetně porovnání výsledků simulací a měření. Zároveň uvádím rozhraní, které jsem si stanovil před započítím vývoje a které by mělo sloužit jako podklad pro implementaci.

7.1. Rozhraní modulátoru

Rozhraní modulátoru jsem se snažil navrhnout co nejvíce obecné a tak, aby odpovídalo modulátoru používanému pro nepřímé měniče kmitočtu. Zadání do modulátoru je tedy možné realizovat čtyřmi způsoby:

- 1) okamžitá hodnota třífázového výstupního napětí (ABC),
- 2) výstupní napětí ve složkách Alfa – Beta,
- 3) výstupní napětí ve složkách Alfa – Beta vyjádřené v polárních souřadnicích,
- 4) modul výstupního napětí a výstupní frekvence.

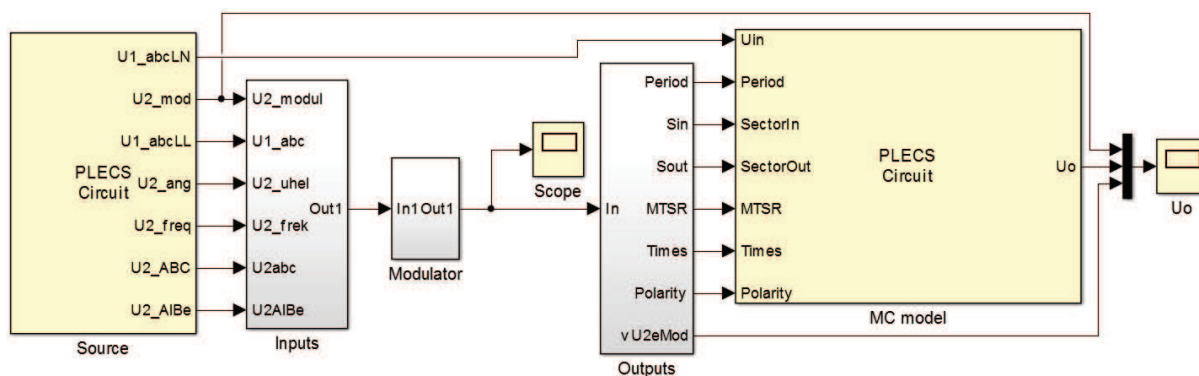
Modulátor maticového měniče je realizován v jazyce C. Modulátor byl odvozen a testován za použití poměrných jednotek i přesto, že celá realizace používá plovoucí řádovou čárku. Číslo 1 odpovídá zvolené báze hodnotě, za níž je možné dosadit například jmenovitou hodnotu fyzikální veličiny, rozsah čidla atd. (osobně preferuji jmenovité hodnoty).

Kromě požadovaného výstupního napětí je vstupem do modulátoru řídicí slovo, které umožňuje přepínat mezi čtyřmi způsoby zadání a povolovat korekce či kompenzace, (zpoždění spínání vzhledem ke vstupnímu napětí, vliv minimálních dob sepnutí apod.).

Souběžně s tvorbou modulátoru vznikla řada podpůrných funkcí, jako transformace souřadnic, interface sběrnice hradlového pole, zpracování analogových vstupů nebo ukládání grafů. Všechny tyto funkce jsou zahrnuty do jednoho archivu spravovaného ve verzovacím systému Mercurial.

7.2. Testování algoritmů

V rámci testování modulátoru maticového měniče, vznikl model v programech MATLAB, Simulink a Plecs. Pro realizace modulátoru v simulaci byl použit blok MATLAB Function, do něhož se vkládá přímo zkompileovaný zdrojový kód. Blok MATLAB Function umožňuje zadávat časování. Časování tohoto bloku bylo nastaveno na 10 kHz, což odpovídá reálnému časování vyvíjeného maticového měniče. Program je sestaven přímo ze zdrojových kódů určených pro cílový HW a podpůrných funkcí umožňujících simulaci. Výhodou tohoto řešení je možnost odladit algoritmus v simulaci bez rizika poškození cílového HW. Simulace nám umožňuje snadné sledování dat a jejich grafické zobrazení. Zároveň tato simulace umožňuje použít ideální prvky a tedy ověřit, zda se měnič blíží např. teoretickému maximu výstupního napětí, kterého reálně nelze dosáhnout. Blokové schéma simulace je uvedeno na obr. 7.1.



Obr. 7.1: Blokové schéma simulace maticového měniče

Blok *Source* simuluje vstupní napětí a napětí požadované na výstupu měniče. Požadované výstupní napětí je simulováno pro všechny možnosti jeho zadávání, viz kap. 7.1. Blok *MC model* obsahuje model maticového měniče včetně funkcí realizovaných v hradlovém poli. Tento blok byl vytvořen za pomoci knihovných prvků Plecs a funkcí v C-Script. Bloky *Inputs* a *Outputs* slouží pro simulaci interface modulátoru a blok *Modulator* obsahuje program modulátoru včetně zadání časování. V uvedeném příkladu je porovnáván zadaný modul výstupního napětí s napětím měřeným v modelu a estimovaným v modulátoru (U_o). Pro příklad je ještě připojen *Scope*, který umožňuje zobrazit nejen průběh všech veličin interface, ale rovněž zpřístupněné interní proměnné modulátoru.

Platnost modelu byla ověřena srovnáním s měřením na skutečném měniči. Tato porovnání budou uvedena dále v textu. Na tomto místě jen připomeňme již zmíněnou simulaci teoretického maximálního výstupního napětí měniče, která posloužila jako jedno z prvních kritérií pro ověření platnosti simulace. Na obr. 7.2 je zobrazeno spektrum výstupního napětí (výpočet z okna o délce dvou period). Přesným odečtením první harmonické získáme činitel napěťového přenosu 0,852, což je pouze o 1,4 % méně, než teoretické maximum dosažitelné maticovým měničem. Tuto odchylku považuji za přijatelnou vzhledem k použití reálné spínací periody a komutací prvků (použit minimální krok v C-Script 1e-7 s).



Obr. 7.2: Simulace teoretického maxima výstupního napětí maticového měniče pro 25 Hz

7.3. Estimace výstupního napětí

Součástí realizace nepřímé modulace prostorového vektoru je funkce umožňující vypočítat výstupní napětí maticového měniče. Tato funkce realizuje model maticového měniče a jejím výstupem je estimovaná hodnota výstupního napětí ve složkách Alfa – Beta (průměrná hodnota za zadanou regulační periodu). Tímto výpočtem získáme přesnější hodnotu výstupního napětí než v případě předpokladu, že výstupní napětí je rovno požadovanému. Zpřesněním hodnoty výstupního napětí je myšleno především uvažování vlivu minimálních dob sepnutí a vlivu komutací. Zároveň tento výpočet umožňuje používat modulační periodu, jež není celočíselným násobkem periody regulační. Pokud vznikne situace, kdy část regulační periody spadá pro starou kombinaci sepnutí a část pod aktuálně zadanou spínací kombinaci,

je navracena střední hodnota těchto napětí v závislosti na podílu staré a aktuální spínací kombinace.

Algoritmus výpočtu výstupního napětí je založen na znalosti dob sepnutí a spínacích kombinací, které určují po jak dlouhou dobu a ke kterému vstupnímu napětí bude výstup měniče připojen. Výpočet estimované hodnoty výstupního napětí v rámci sektoru virtuálního střídače lze zapsat pomocí rovnice (7.1).

$$u_{2e\alpha} = \frac{u_{\gamma\alpha} \cdot t_{\gamma\alpha} + u_{\delta\alpha} \cdot t_{\delta\alpha}}{T_S} + \frac{u_{\gamma\beta} \cdot t_{\gamma\beta} + u_{\delta\beta} \cdot t_{\delta\beta}}{T_S} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

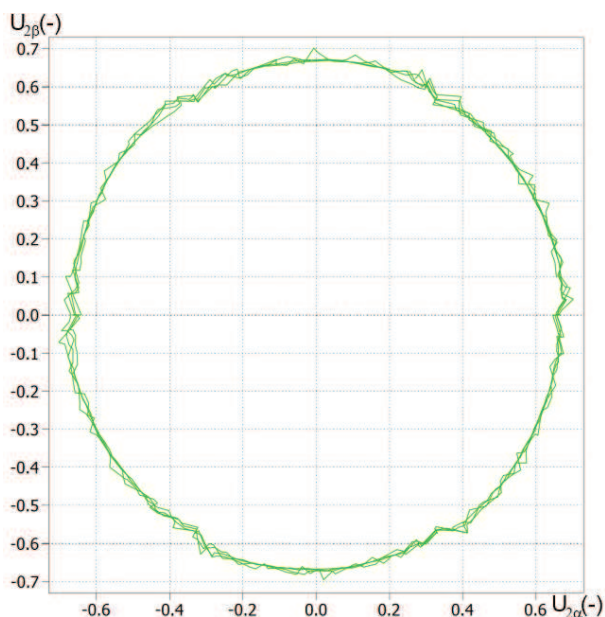
$$u_{2e\beta} = \frac{u_{\gamma\beta} \cdot t_{\gamma\beta} + u_{\delta\beta} \cdot t_{\delta\beta}}{T_S} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)$$
(7.1)

kde $u_{2e\alpha}$ a $u_{2e\beta}$ jsou Alfa – Beta složky estimovaného výstupního napětí daného sektoru, $t_{\delta\alpha}$, $t_{\delta\beta}$, $t_{\gamma\alpha}$, $t_{\gamma\beta}$ jsou časy sepnutí daného spínacího vektoru, T_S je spínací perioda modulátoru a $u_{\delta\alpha}$, $u_{\delta\beta}$, $u_{\gamma\alpha}$, $u_{\gamma\beta}$ jsou okamžité hodnoty virtuálního napětí meziobvodu pro dané spínací kombinace.

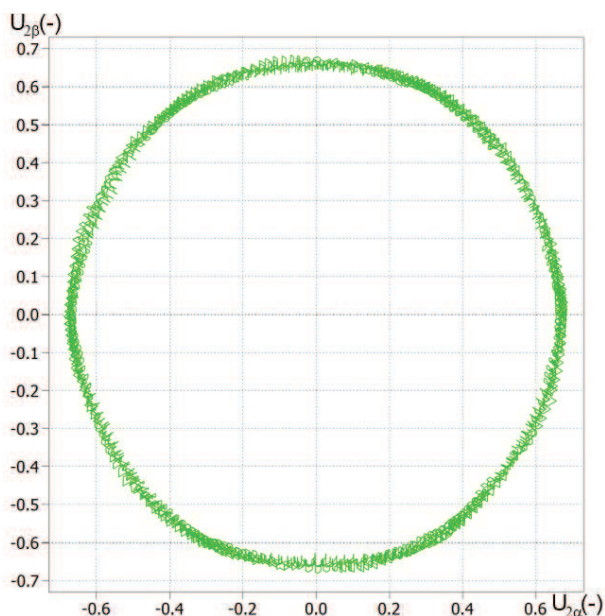
Pro zpřesnění výpočtu je nutné doby sepnutí korigovat o dobu komutace. Zde je možné použít buď statickou a nebo dynamickou korekci. Statická korekce spočívá v odečtení zkrácení aktivního vektoru vlivem komutace. Dynamická korekce je určena na základě měření výstupního proudu měniče (platí pro použití napěťově řízené komutační metody). Na základě znalosti polarity napětí a směru proudu je poté možné určit okamžik komutace podle tabulek uvedených v kapitole 3.

Estimovaná hodnota výstupního napětí ve složkách Alfa – Beta je zobrazena v polárním grafu na obr. 7.3. Na obrázku obr. 7.4 je zobrazen tentýž průběh získaný ze simulace. Z průběhu je možné vyzorovat, že estimace a simulace výstupního napětí si přibližně odpovídají. Na výstupu měniče je generováno třífázové symetrické napětí přibližně o požadované velikosti a stejné napětí je estimováno na základě rovnic (7.1). Pro možnost podrobnějšího časového srovnání je na obr. 7.5 porovnán modul výstupního napětí pro zadanou, estimovanou a simulovanou hodnotu. Simulovaná hodnota výstupního napětí byla získána filtrací 1 ms. Při vyhodnocení je třeba počítat se zpožděním oproti skutečné hodnotě o polovinu doby filtrace. Pro detailní srovnání velikosti simulovaného napětí a napětí estimovaného byla vypočtena střední hodnota modulu výstupního napětí. Bylo zjištěno, že si estimovaný

a simulovaný průběh odpovídají. Oba tyto průběhy jsou ve své střední hodnotě menší než modul požadovaného výstupního napětí cca o 3,3 %. Z vyhodnocení základní harmonické složky pomocí Fourierovy transformace (obr. 7.6) získáváme velmi podobnou odchylku cca 3,4 %. Toto odpovídá teorii, protože simulace maticového měniče v tomto modu nekompensuje žádným způsobem dobu komutace.



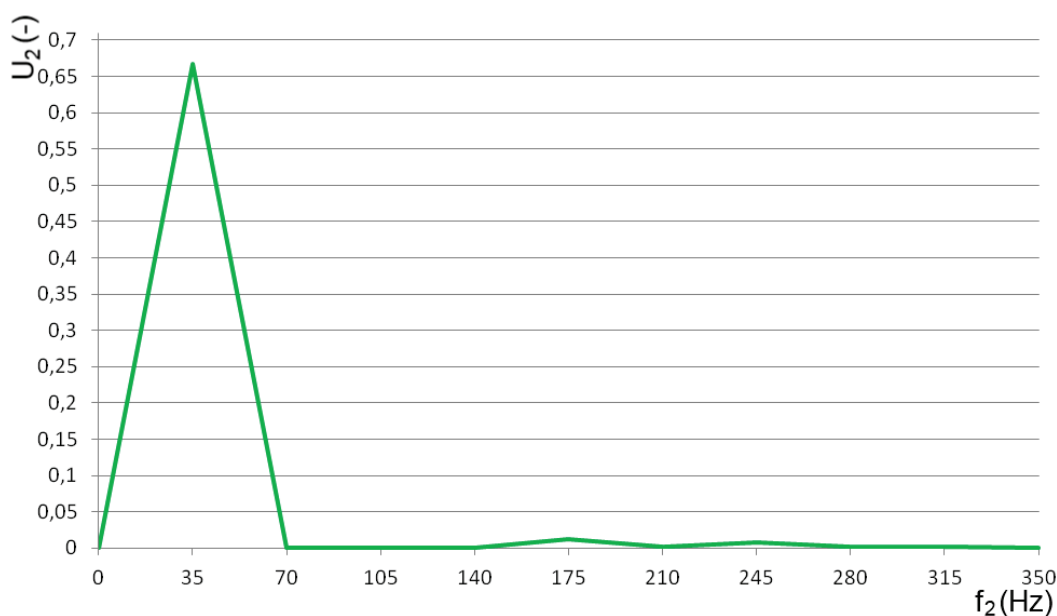
Obr. 7.3: Estimované výstupní napětí bez kompenzace komutace – polární graf modul = 0,7



Obr. 7.4: Simulované výstupní napětí bez kompenzace komutace – polární graf modul = 0,7, filtrace 1 ms



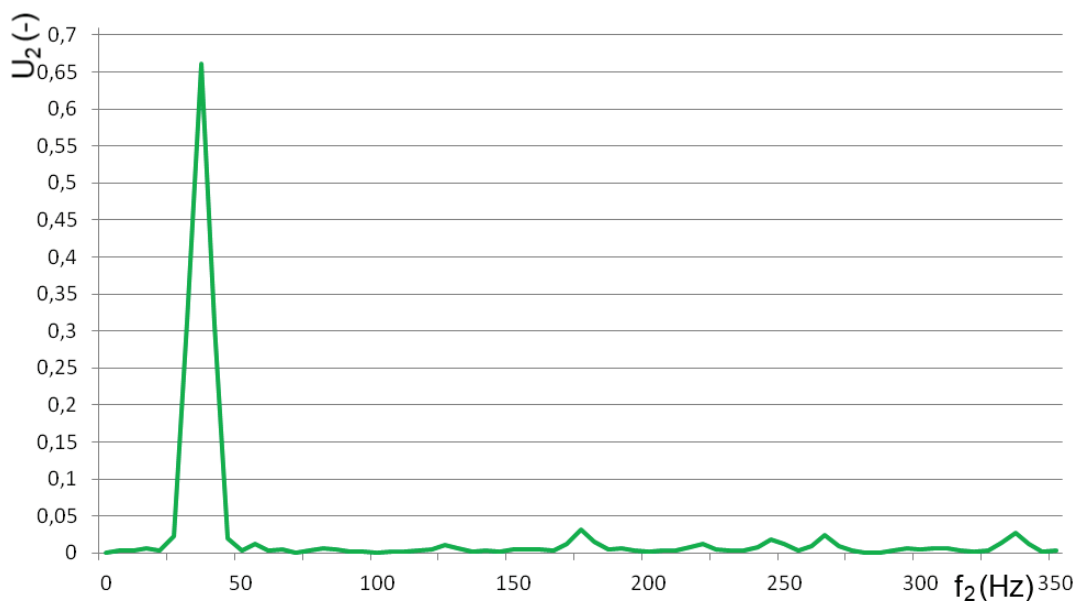
Obr. 7.5: Porovnání zadaného (modrá), měřeného (zelená) a estimovaného (červená) výstupního napětí bez kompenzace komutace - simulace



Obr. 7.6: Spektrum výstupního napětí maticového měniče bez kompenzace komutačních dob - simulace

Pro tento případ bylo provedeno měření na reálném měniči. Ze spektra výstupního napětí byla následně odečtena frekvence a efektivní hodnota základní harmonické. Na obr. 7.7 je zobrazeno spektrum výstupního napětí pro nízké harmonické složky. Vyhodnocení výstupního napětí ukazuje, že jeho hodnota je o 3,8 % menší než

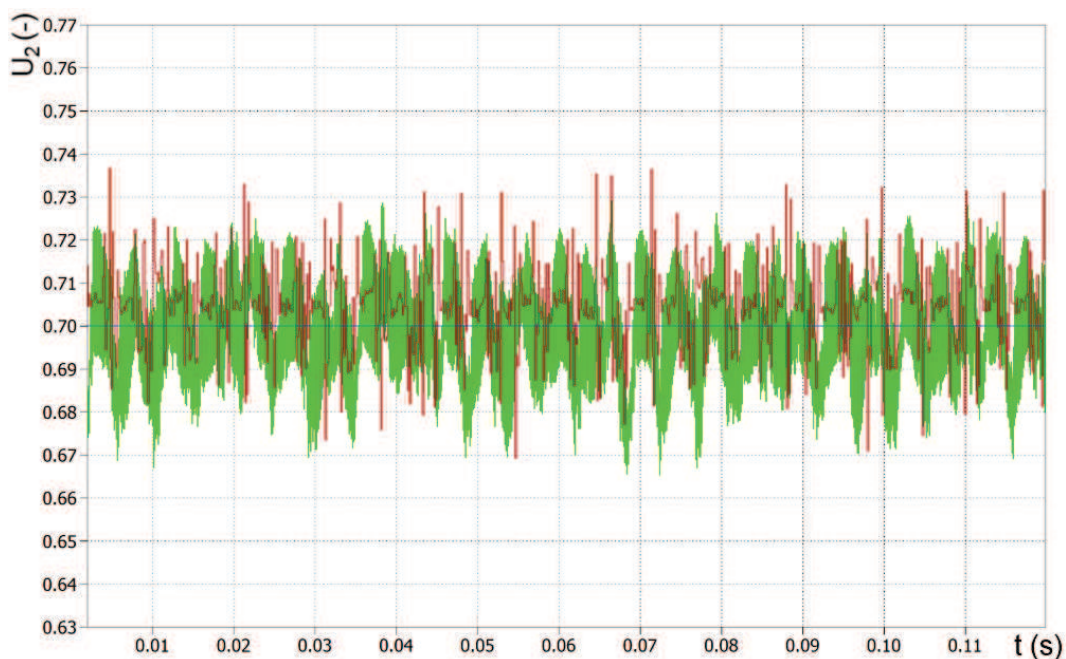
požadovaná hodnota. Tato odchylka odpovídá simulaci, která nezahrnuje úbytek napětí na polovodičových prvcích.



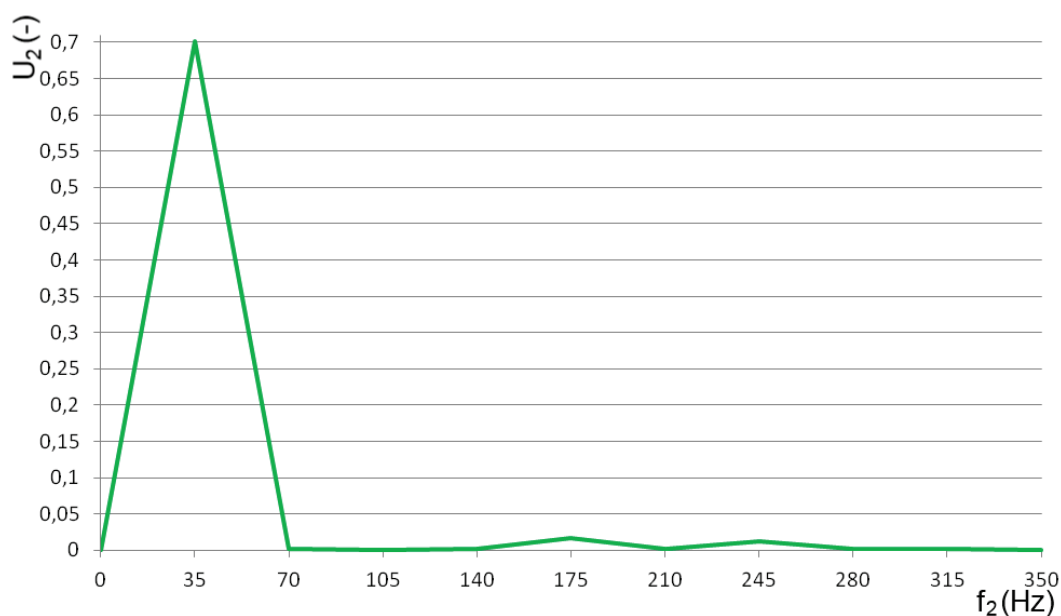
Obr. 7.7: Spektrum výstupního napětí bez použití korekcí - měření

7.4. Korekce výstupního napětí s ohledem na komutaci

V předchozí kapitole jsme zmínili respektování minimálních dob sepnutí a korekci výpočtu výstupního napětí o dobu komutace. Nutně vyvstává otázka, zda by nebylo možné provést korekci tak, abychom dosáhli na výstupu napětí rovné jeho zadání. Na základě kompenzace doby komutace ve výpočtu estimovaného výstupního napětí, byl implementován obdobný algoritmus pro úpravu časů sepnutí. Pro tento případ byla provedena simulace a její výsledek je zobrazen na obr. 7.8 a obr. 7.9. Z těchto průběhů je patrné, že střední hodnota modulu simulovaného a estimovaného výstupního napětí lépe odpovídá požadovanému modulu, než tomu bylo v případě zobrazeném na obr. 7.5.

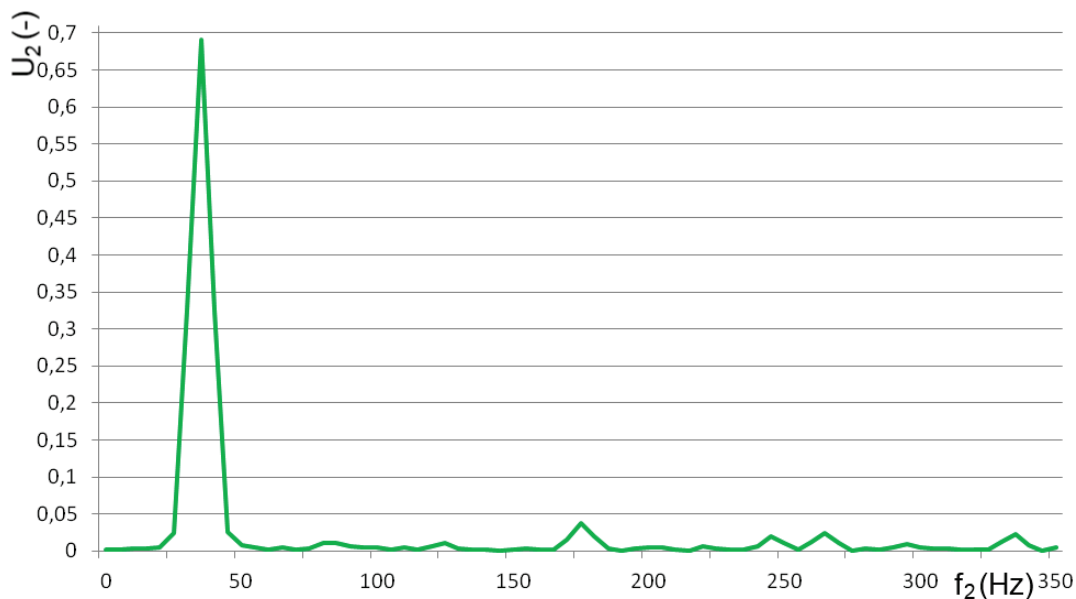


Obr. 7.8: Porovnání zadaného (modrá), měřeného (zelená) a estimovaného (červená) výstupního napětí s kompenzací komutace - simulace



Obr. 7.9: Spektrum výstupního napětí maticového měniče s kompenzací komutačních dob - simulace

Pro ověření výsledků simulace bylo provedeno měření na vyvíjeném maticovém měniči a výstupní napětí bylo opět vyhodnoceno pomocí Fourierovy transformace. Průběh je zobrazen na obr. 7.10. Ze spektra je patrné, že velikost první harmonické dobře odpovídá zadání (odchylka je menší než 0,6 %). Tuto odchylku si lze vysvětlit úbytkem napětí na polovodičových prvcích, který není kompenzován.



Obr. 7.10: Spektrum výstupního napětí s kompenzací doby komutace - měření

7.5. Korekce výstupního napětí s ohledem na minimální doby sepnutí

V případě korekce minimálních dob sepnutí není možné realizovat přesné sepnutí pro malá napětí a malé úhly na hranicích sektoru. V případě, že nedokážeme dodržet požadované časy sepnutí, je možné se alespoň pokusit dodržet požadované výstupní napětí. Princip je jednoduchý, v případě, že některou spínací kombinaci musíme prodloužit, můžeme se pokusit jinou zkrátit tak, aby nedošlo ke změně složek výstupního napětí. Při odvození vycházíme z rovnic (7.1). Tuto rovnici můžeme zapsat pomocí maticového zápisu (7.2).

$$\underline{u}_{2e} = \mathbf{V}_2 \cdot \mathbf{t}, \quad \begin{bmatrix} u_{2e\alpha} \\ u_{2e\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_{\gamma\alpha}}{T_S} & \frac{u_{\gamma\beta}}{2.T_S} & \frac{u_{\delta\alpha}}{T_S} & \frac{u_{\delta\beta}}{2.T_S} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}.u_{\gamma\beta}}{2.T_S} & 0 & \frac{\sqrt{3}.u_{\delta\beta}}{2.T_S} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} t_{\gamma\alpha} \\ t_{\gamma\beta} \\ t_{\delta\alpha} \\ t_{\delta\beta} \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

Matice \mathbf{V}_2 odpovídá současně i parciální derivaci rovnic (7.1) podle jednotlivých časů sepnutí. Toho lze s výhodou využít pro linearizaci systému v okolí zadaného prostorového vektoru výstupního napětí. Pokud tedy místo časů sepnutí dosadíme odchytku časů sepnutí, získáme odchytku výstupního napětí. Budeme-li požadovat nulovou odchytku výstupního napětí, získáme vztahy pro korekci jednotlivých časů sepnutí (7.3). Jelikož jsme vycházeli z rovnic výstupního napětí, nebudou korekce opravovat fázový posun na vstupu měniče, ale pouze výstupní napětí měniče.

Z uvedené rovnice lze spočítat, o kolik bude potřeba korigovat časy sepnutí, aby složka Alfa, resp. Beta zůstaly nezměněny.

$$\underline{0} = \mathbf{V}_2 \cdot \Delta t, \quad \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_{\gamma\alpha}}{T_S} & \frac{u_{\gamma\beta}}{2 \cdot T_S} & \frac{u_{\delta\alpha}}{T_S} & \frac{u_{\delta\beta}}{2 \cdot T_S} \\ 0 & \frac{\sqrt{3} \cdot u_{\gamma\beta}}{2 \cdot T_S} & 0 & \frac{\sqrt{3} \cdot u_{\delta\beta}}{2 \cdot T_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_{\gamma\alpha} \\ \Delta t_{\gamma\beta} \\ \Delta t_{\delta\alpha} \\ \Delta t_{\delta\beta} \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

Rovnici (7.3) lze upravit do tvaru (7.4) resp. (7.5).

$$0 = u_{\gamma\alpha} \cdot \Delta t_{\gamma\alpha} + u_{\delta\alpha} \cdot \Delta t_{\delta\alpha} + \left(\frac{u_{\gamma\beta} \cdot \Delta t_{\gamma\beta} + u_{\delta\beta} \cdot \Delta t_{\delta\beta}}{2} \right) \quad (7.4)$$

$$0 = u_{\gamma\beta} \cdot \Delta t_{\gamma\beta} + u_{\delta\beta} \cdot \Delta t_{\delta\beta} \quad (7.5)$$

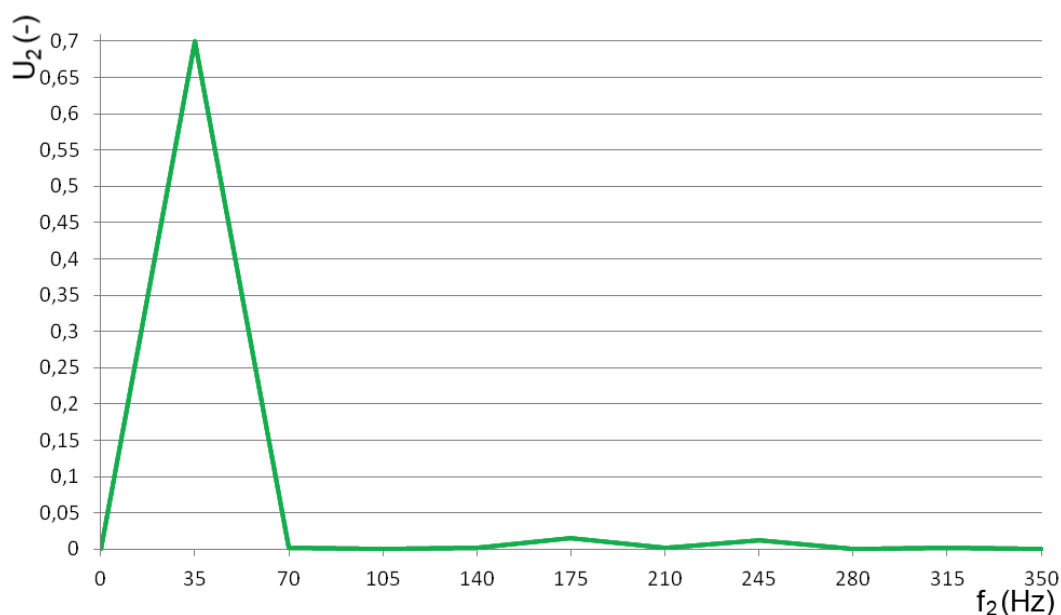
kde $\Delta t_{\delta\alpha}$, $\Delta t_{\delta\beta}$, $\Delta t_{\gamma\alpha}$, $\Delta t_{\gamma\beta}$ jsou odchylky časů sepnutí daného spínacího vektoru a $u_{\delta\alpha}$, $u_{\delta\beta}$, $u_{\gamma\alpha}$, $u_{\gamma\beta}$ jsou okamžité hodnoty virtuálního napětí meziobvodu pro dané spínací kombinace.

Tyto rovnice nám dávají možnost spočítat jednoduše korekci v případě, že se změní maximálně jeden čas sepnutí v ose Alfa a jeden v ose Beta. Pokud dojde ke změně více časů sepnutí (nebo dvou časů z jedné osy výstupního napětí), je potřeba rozhodnout, který z časů se bude korigovat. Nejpřesnější by bylo spočítat různé kombinace korekcí, následně aplikovat znovu ošetření minimálních dob sepnutí resp. vypnutí a provést estimaci výstupního napětí. Takto zpracované jednotlivé varianty lze vzájemně porovnat a na základě výsledku hodnotící funkce vybrat tu nejlépe odpovídající požadovanému napětí. Tento algoritmus by byl bohužel výpočetně náročný, a proto jsem se ho s ohledem na docílení požadované rychlosti výpočtu rozhodl zrealizovat na reálném hardware kompaktního maticového měniče v částečně zjednodušené variantě.

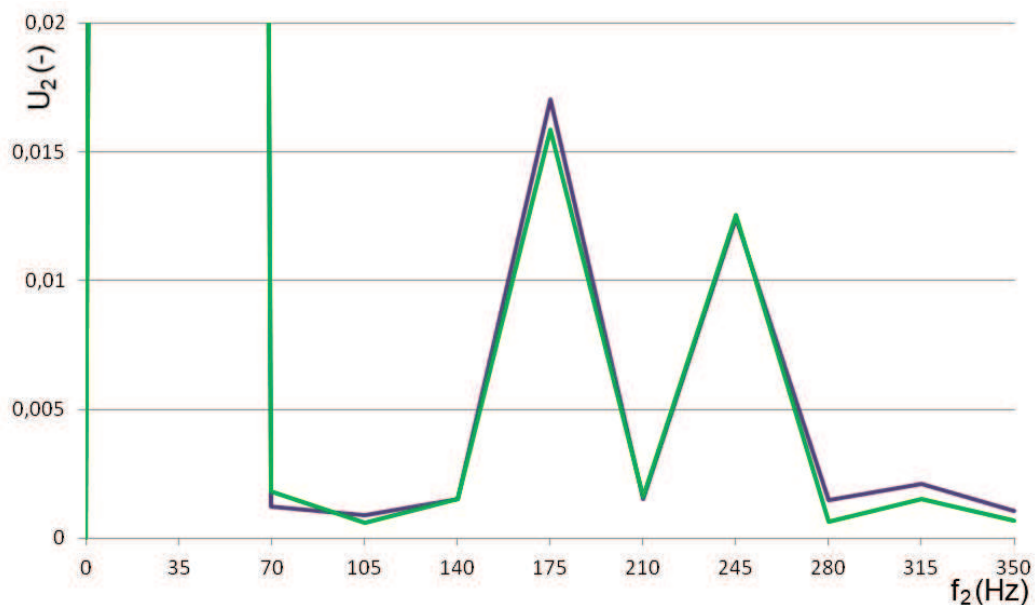
Pro každý čas stanovíme odchylku mezi hodnotou před a po ošetření minimální doby sepnutí. Pro výpočet korekce osy Beta dosadíme tu z hodnot $\Delta t_{\delta\beta}$ a $\Delta t_{\gamma\beta}$, jež je větší a vypočteme novou dobu sepnutí druhého vstupního napětí. Pro tuto dobu provedeme ošetření minimální doby sepnutí. Pro korekci časů v ose Alfa vybereme větší z hodnot $\Delta t_{\delta\alpha}$ a $\Delta t_{\gamma\alpha}$. Tuto hodnotu dosadíme společně s $\Delta t_{\delta\beta}$ a $\Delta t_{\gamma\beta}$, jež byly stanoveny pro osu Beta. Na výsledek opět aplikujeme ošetření minimální doby

sepnutí. Výběrem větší hodnoty pokryjeme případ, kdy některý z časů nebyl upravován (jeho velikost je větší než minimální doba sepnutí), v opačném případě se spočte korekce pro větší odchylku od zadání.

Simulace byla zpracována pomocí frekvenční analýzy a výsledek je zobrazen na obr. 7.11. Pokud provedeme porovnání vyšších harmonických se simulací na obr. 7.8 zjistíme, že některé harmonické dosahují nižší úrovně a jiné vyšší, viz obr. 7.12. Aby bylo možné jednoznačně porovnat tyto dva průběhy, provedl jsem výpočet THD pro zobrazené harmonické výstupního napětí [45]. Výsledkem je, že v případě použití korekce minimálních dob sepnutí dojde k poklesu hodnoty THD z 3,170 % na hodnotu 3,043 %, což je snížení THD o 4,2 %.

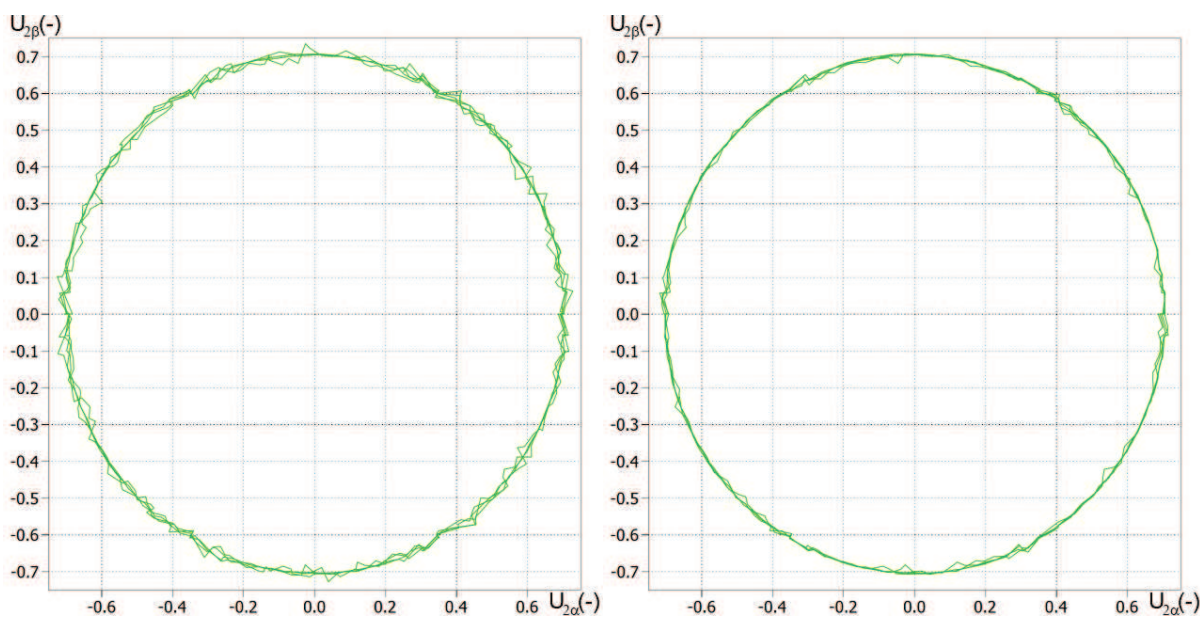


Obr. 7.11: Spektrum výstupního napětí s kompenzací doby komutace a korekcí minimálních sepnutí - simulace



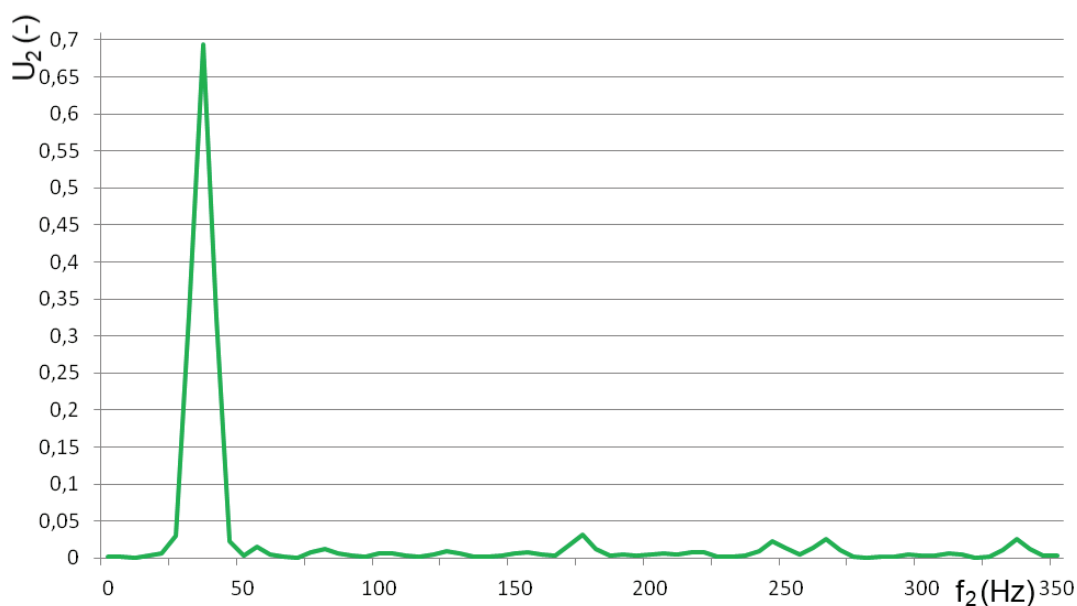
Obr. 7.12: Detailní porovnání spekter výstupního napětí bez korekcí minimálních sepnutí (zelená) a s korekcí (fialová) - simulace

Pokud srovnáme polární graf před a po korekci minimálních dob sepnutí zjistíme, že korekce nám estimaci výstupního napětí vyhladila. Toto porovnání je na obr. 7.13.



Obr. 7.13: Srovnání výstupního estimovaného napětí bez korekce minimálních dob sepnutí (vlevo) a s korekcí (vpravo) - simulace

Kompensace minimálních dob sepnutí byla ověřena na vyvíjeném maticovém měniči. Jako v předchozích případech bylo provedeno vyhodnocení i pomocí Fourierovy transformace. Změřené spektrum výstupního napětí je zobrazeno na obr. 7.14.



Obr. 7.14: Spektrum výstupního napětí s kompenzací doby komutace a korekcí minimálních dob sepnutí ($f = 35$ Hz $U = 0,7$) - měření

Tento průběh je stejně jako v případě simulace prakticky identický s průběhem bez korekce minimálních dob sepnutí. Detailní porovnání spekter výstupních napětí opět nedává jednoznačné výsledky, protože některé složky spektra jsou nižší při použití korekce minimálních dob sepnutí a jiné pokud použita není. Pro jednoznačné hodnocení vlivu korekce minimálních dob sepnutí, jsem provedl výpočet THD [45] obou průběhů výstupního napětí.

Porovnáním THD pro průběh s korekcí a bez korekce, bylo zjištěno, že korekce minimálních dob sepnutí sníží THD výstupního napětí cca o 6,5 %.

Stejně jako je možné sestavit rovnice pro výpočet výstupního napětí, je možné sestavit rovnice pro určení vektoru na vstupu měniče v rámci sektoru virtuálního usměrňovače. Obdobně jako v případě řízení vstupního fázového posunu pro metodu „Alesina – Venturini“ a metodu „Roy“ si zavedeme fiktivní fázové napětí na vstupu měniče. Pro řízení fázového posunu se z tohoto napětí určovaly časy sepnutí, zatímco nyní se toto napětí pokusíme spočítat z časů sepnutí a okamžité hodnoty napětí ve virtuálním meziobvodu. Posun takto spočteného vstupního vektoru vůči vektoru vstupního napětí udává fázový posun mezi vstupním napětím a proudem měniče (7.6).

$$\underline{u}'_1 = \mathbf{V}_1 \cdot \mathbf{t}, \quad \begin{bmatrix} u'_{1\gamma} \\ u'_{1\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_{\gamma\alpha}}{T_S} & \frac{u_{\gamma\beta}}{T_S} & \frac{u_{\delta\alpha}}{2.T_S} & \frac{u_{\delta\beta}}{2.T_S} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}.u_{\delta\alpha}}{2.T_S} & \frac{\sqrt{3}.u_{\delta\beta}}{2.T_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{\gamma\alpha} \\ t_{\gamma\beta} \\ t_{\delta\alpha} \\ t_{\delta\beta} \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

kde \underline{u}'_1 je fiktivní vstupní vektor daného sektoru, $u'_{1e\gamma}$ a $u'_{1e\delta}$ jeho Alfa – Beta složky, $t_{\delta\alpha}$, $t_{\delta\beta}$, $t_{\gamma\alpha}$, $t_{\gamma\beta}$ jsou časy sepnutí daného spínacího vektoru, T_S je spínací perioda modulátoru a $u_{\delta\alpha}$, $u_{\delta\beta}$, $u_{\gamma\alpha}$, $u_{\gamma\beta}$ jsou okamžité hodnoty virtuálního napětí meziobvodu pro dané spínací kombinace.

Obdobně jako v případě výstupního napětí je matice \mathbf{V}_1 parciální derivací rovnic pro fiktivní vstupní napětí podle jednotlivých časů sepnutí. Na základě odchylek časů sepnutí můžeme spočítat odchylku fiktivního vstupního vektoru napětí. Popřípadě pokud budeme požadovat nulovou odchylku vstupního napětí, získáme rovnice pro korekci času sepnutí (7.7).

$$\underline{0} = \mathbf{V}_1 \cdot \Delta \mathbf{t}, \quad \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_{\gamma\alpha}}{T_S} & \frac{u_{\gamma\beta}}{T_S} & \frac{u_{\delta\alpha}}{2.T_S} & \frac{u_{\delta\beta}}{2.T_S} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}.u_{\delta\alpha}}{2.T_S} & \frac{\sqrt{3}.u_{\delta\beta}}{2.T_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_{\gamma\alpha} \\ \Delta t_{\gamma\beta} \\ \Delta t_{\delta\alpha} \\ \Delta t_{\delta\beta} \end{bmatrix} \quad (7.7)$$

7.6. Rozmítání spínací frekvence

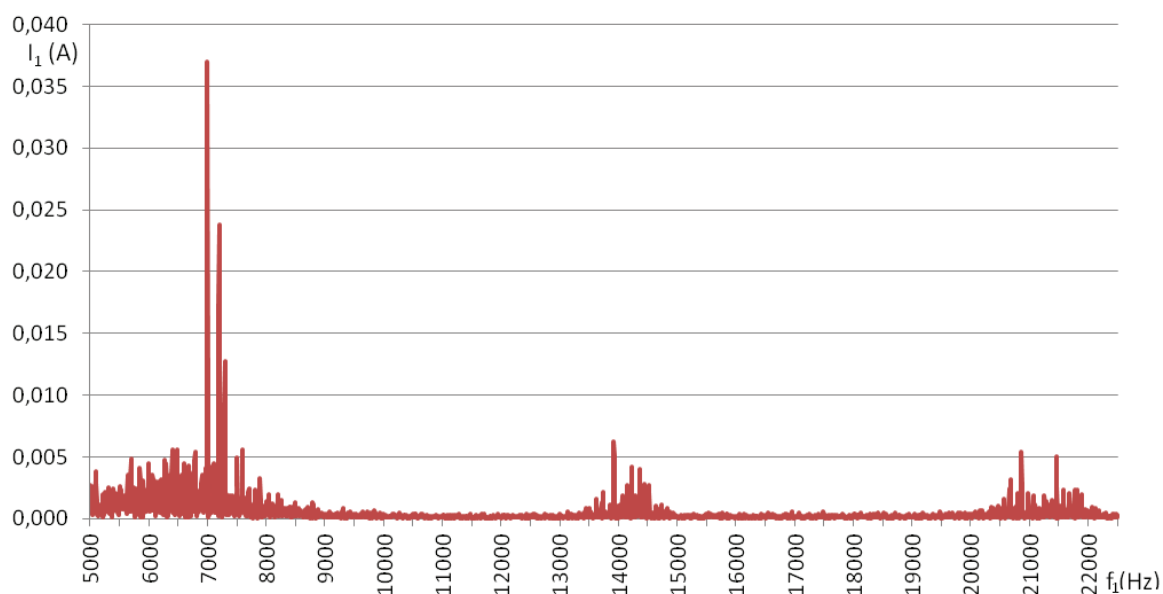
V předchozích podkapitolách jsem se zaměřil na úpravy spínacích pulzů s ohledem na výstupní napětí. Nyní bych se chtěl věnovat vstupnímu proudu měniče. Často je nutno se zabývat nežádoucím vlivem spínací frekvence měniče na napájecí síť, kde některé frekvence mohou být považovány za více škodlivé než jiné. V případě třífázových sítí by mohlo jít o souběhy silového a datového vedení. V případě trakčních aplikací je nebezpečí vzniku proudů o frekvencích blízkých zabezpečovacímu systému. Jedná se především o systémy s frekvencí v řádu jednotek kHz například FTGS-46 a FTGS-917 (4,75 kHz až 16,5 kHz).

Na základě zkušenosti s kompatibilitou zabezpečovací techniky v trakci jsem se rozhodl vyzkoušet, zda by bylo možné potlačit ve spektru vstupního proudu spínací frekvenci měniče. Teorie nám říká, že pokud budeme spínací frekvenci za běhu měnit, energie rušení se rozprostře do větší části spektra.

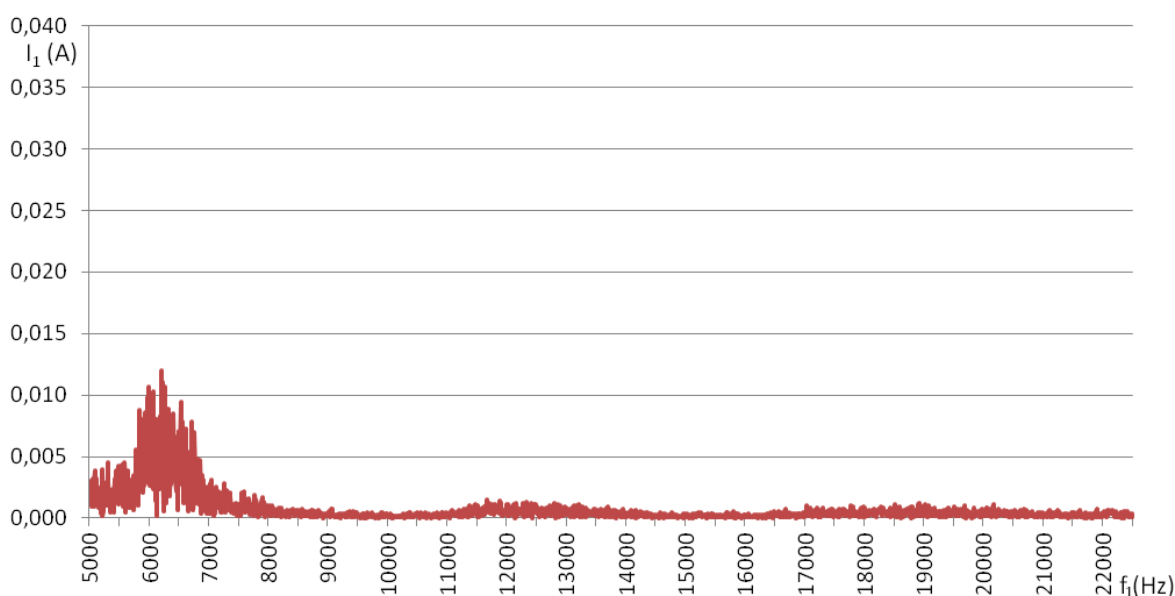
Změna spínací frekvence je realizována tak, že před výpočtem časů sepnutí pro následující spínací periodu dojde ke změně doby spínací periody. Změna periody je z předem zadaného intervalu (stupeň rozmítání měniče) a je realizována podle algoritmu generujícího pseudonáhodná čísla [46]. Tento algoritmus zajistí, že se generují čísla zdánlivě náhodně, jejichž perioda opakování je dopředu známá.

Změna spínací frekvence se neprojevuje pouze ve výpočtu časů sepnutí, ale také například v kompenzaci zpoždění měření vstupního napětí vzhledem ke středu spínací periody. Vstupní frekvence je prakticky konstantní a je tedy možné kompenzaci ovlivnit pouze na základě informace o změně spínací periody. Předpoklad konstantní frekvence výstupního napětí ovšem neplatí. Chceme-li dosáhnout pokud možno co nejplynulejšího pohybu vektoru výstupního napětí, je potřeba korigovat i úhel požadovaného výstupního napětí. Tato korekce je snadno realizovatelná pouze pro případ, že výstupní napětí je zadáváno ve formě modulu a výstupní frekvence (implementováno v testovaných algoritmech). Při zadání výstupního napětí prostřednictvím okamžitých hodnot, složek Alfa – Beta nebo modulu a úhlu, je kompenzace ponechána na bloku regulátoru pohonu.

Rozmítání spínací frekvence bylo nejdříve vyzkoušeno v simulaci a na základě pozitivních výsledků následně i na reálném maticovém měniči. Pro vyhodnocení vlivu rozmítání spínací frekvence byly porovnány průběhy spektra vstupních proudů pro modulátor s pevnou (obr. 7.15) a rozmítanou spínací frekvencí (obr. 7.16). Při vyhodnocení je potřeba se zaměřit na oblast spektra v blízkosti spínací frekvence a jejích násobků.



Obr. 7.15: Spektrum vstupního proudu – konstantní spínací frekvence



Obr. 7.16: Spektrum vstupního proudu – rozmítaná spínací frekvence

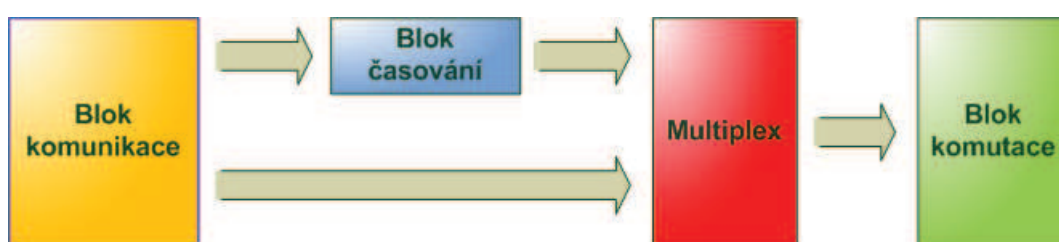
Ve spektru vstupního proudu na obr. 7.15, je jasně patrná konstantní spínací frekvence (cca 6944 Hz) v součtu s první, pátou, sedmou a dalšími harmonickými a jejich násobky. Spektrum vstupního proudu na obr. 7.16 bylo zaznamenáno pro rozmítanou spínací frekvenci. Stupeň rozmítání byl 25 % a spínací frekvence se tedy měnila v rozsahu cca 5556 Hz až cca 6944 Hz. Spektrum bylo záměrně vyneseno do grafu o stejném měřítku jako v případě konstantní spínací frekvence. Odečtením ze spektra zjistíme, že rozmítáním spínací frekvence došlo ke zmenšení efektivní hodnoty nejvýraznější složky spektra způsobené spínáním o více než 67,5 %.

Snížení je patrné i pro násobky spínací frekvence. Zároveň je patrné zdvižení spektra v oblasti, v níž se pohybuje spínací frekvence. V obou případech byl použit 24 bitový AD převodník se vzorkovací frekvencí 50 kHz. Vyhodnocení bylo provedeno z 200 ms okna. Pro zatížení měniče bylo použito skalární řízení asynchronního motoru a výstupní frekvence 35 Hz.

7.7. Modulátor pro přímé řízení momentu

Jak již bylo uvedeno ISVM modulace vypočte čtyři aktivní stavy a jeden nulový. Ty následně spíná ve vybraném pořadí, čímž realizuje jednu spínací periodu. Oproti tomu modulátorem pro přímé řízení momentu (DTC) je zde myšlen modulátor, jež umožňuje přímé zadání jedné spínací kombinace. Regulátor určí sepnutí, které je následně modulátorem realizováno. Toto sepnutí je platné až do zadání další spínací kombinace. Tento způsob mnohem více vyhovuje hystereznímu řízení, a proto jsem pro tuto modulaci volil označení DTC, i když ho lze s výhodou nasadit i pro implementaci prediktivních metod regulace.

Při realizaci modulace jsem vyšel ze stávajícího modulátoru realizovaného v hradlovém poli. Pro řídicí metodu DTC je výhodné zachovat komutační strategii, kterou je třeba realizovat s krokem v řádu jednotek mikrosekund. Zároveň je třeba obejít časování spínací sekvence ISVM modulace. Tohoto bylo dosaženo zařazením multiplexoru mezi blok časování a bloky komutací, jak je zobrazeno na obr. 7.17.



Obr. 7.17: Blokové schéma realizace DTC modulátoru v FPGA

V případě použití přímého řízení momentu nebo některé z prediktivních metod se nepočítá s voláním obsluhy modulátoru ISVM. Pro tento případ byla vytvořena funkce zajišťující přímé zadání spínací kombinace. Vstupem této funkce je číslo spínací kombinace, viz tab. 4.2., nebo její symbolický název. Tabulka tab. 4.2 byla rozšířena o 6 spínacích kombinací, kdy každá ze vstupních fází je připojena k jedné fázi výstupní, viz tab. 7.1. Díky tomu je možné navržený způsob modulace použít i pro prediktivní metody řízení.

Spínací konfigurace	A	B	C	u_{AB}	u_{BC}	u_{CA}	i_R	i_S	i_T
22	R	S	T	u_{RS}	u_{ST}	$-u_{TR}$	i_A	i_B	i_C
23	T	S	R	$-u_{ST}$	$-u_{RS}$	$-u_{TR}$	i_C	i_B	i_A
24	R	T	S	$-u_{TR}$	$-u_{ST}$	$-u_{RS}$	i_A	i_C	i_B
25	S	T	R	u_{ST}	u_{TR}	u_{RS}	i_C	i_A	i_B
26	T	R	S	u_{TR}	u_{RS}	u_{ST}	i_B	i_C	i_A
27	S	R	T	$-u_{RS}$	$-u_{TR}$	$-u_{ST}$	i_B	i_A	i_B

Tab. 7.1: Rozšíření tabulky spínacích vektorů

8. Závěr

V této práci je nejprve provedena stručná rešerše topologií maticových měničů. Následuje přehled a porovnání komutačních strategií vhodných pro nově vyvíjený kompaktní maticový měnič a na tomto základě byla také zvolena použitá komutační strategie pro výslednou implementaci maticového měniče. Dále je uveden přehled nejdůležitějších modulačních strategií a i zde jsou stanovena kritéria pro výběr nejvhodnější varianty. Podle nich byla pro výslednou realizaci vybrána metoda nepřímé modulace prostorového vektoru. Tato strategie je z různých hledisek optimalizována a implementovaná metoda je blíže prezentována. Konečně v kapitole 7 je uveden konkrétní způsob realizace modulační strategie pomocí dostupných technických prostředků.

Zmíněná modulační strategie byla nejdříve ověřena pomocí simulace a následně implementována na reálném maticovém měniči. V práci jsou ostatně opakovaně uvedeny výsledky získané jak simulací, tak reálným měřením. Simulace poskytuje možnost ověřit situace těžko dosažitelné na reálném měniči nebo stavy pro měnič nebezpečné (nedodržení minimálních dob sepnutí atd.), což i částečně snižuje riziko výskytu fatálních chyb při oživování měniče. Závěrem je provedeno porovnání simulovaných a naměřených průběhů, jehož záměrem je ověření platnosti sestaveného modelu nově vyvinutých postupů.

8.1. Přehled dosažených výsledků

V kapitole 7.1 je definován interface modulátoru maticového měniče. Tento interface byl vytvořen tak, aby vyhovoval regulačním strategiím pohonu s asynchronním motorem a umožňuje zadání požadovaného výstupního napětí maticového měniče čtyřmi způsoby, čímž tak pokrývá potřeby většiny známých regulačních struktur.

Kapitola 3 uvádí přehled komutačních strategií, které jsou zde rozděleny podle počtu kroků komutace a podle řídicí veličiny. Komutační strategie jsou navzájem porovnány, jsou uvedeny jejich společné znaky, silné a slabé stránky. Na závěr je zdůvodněna volba čtyřkrokové komutační strategie řízené podle vstupního napětí, viz kapitola 3.6.

V kapitole 4 jsou prezentovány vybrané modulační strategie maticového měniče a na závěr kapitoly je provedeno jejich porovnání. Na základě tohoto srovnání a vlastností

uvažovaného řídicího systému je zvolena nepřímá modulace prostorového vektoru, viz kapitola 4.10. Možnosti optimalizace této modulační metody jsou shrnuty v kapitole 5 a na závěr kapitoly je vybrán způsob optimalizace modulační strategie pro kompaktní maticový měnič, viz kapitola 5.5.

V rámci práce byl rovněž odvozen algoritmus pro estimaci napětí na výstupu maticového měniče (kapitola 7.3). Takto získané napětí je možné dosadit na vstup modelu napájeného asynchronního stroje a získat tak například přesnější výpočet toku a momentu. Platnost výpočtu byla ověřena porovnáním vypočtené a simulované hodnoty výstupního napětí maticového měniče.

Na základě rozboru vzniku minimálních časů sepnutí obousměrného spínače (kapitola 6.5.4), komutačního zpoždění (kapitola 6.5.5) a zkušeností s estimací výstupního napětí byla navržena a provedena kompenzace komutačních zpoždění (kapitola 7.4), díky čemuž modulátor dosahuje požadovaného amplitudy napětí na výstupu maticového měniče. Zároveň byl na základě odvozené linearizace v prostoru napěťových vektorů sestaven algoritmus pro korekci minimálních dob sepnutí IGBT (kapitola 7.5). Tyto úpravy časů sepnutí umožňují dosáhnout menší deformace výstupního napětí měniče. Pro jednotlivá kritéria optimalizace je uvedeno srovnání výsledků získaných simulací a měření na reálném maticovém měniči.

Dále byl v rámci práce odvozen vztah pro výpočet maximálního činitele napěťového přenosu maticového měniče při uvažování minimálních dob sepnutí a použití ISVM optimalizované s ohledem na robustnost komutační metody (kapitola 6.5). Byla prověřena možnost zvětšení činitele napěťového přenosu maticového měniče prodloužením spínací periody modulátoru.

Realizace modulátoru maticového měniče vychází z kódů ve VHDL, které vznikly v rámci autorovy diplomové práce. Algoritmy byly rozšířeny o komunikaci a vstupní modul do regulátoru v jazyce C. Původní modulátor byl upraven tak, aby umožňoval realizovat robustní komutační strategie. Dále byl rozšířen o zadání vyhovující metodě přímého řízení momentu asynchronního stroje i prediktivní regulaci pohonu (kapitola 7.7). Modulátor byl otestován jak simulací, tak i implementací na reálném maticovém měniči. Výsledky měření na realizovaném zařízení jsou v práci prezentovány spolu s porovnáním vlivu kompenzace minimálních dob sepnutí a komutace (kapitola 7.4 a 7.5).

Taktéž bylo provedeno několik měření spektra vstupního proudu maticového měniče. Za účelem snížení dominantních harmonických ve spektru vstupního proudu měniče byla implementována možnost provozovat maticový měnič v režimu s rozmítanou spínací frekvencí (kapitola 7.6). Byl tak potvrzen teoretický předpoklad, že touto úpravou dojde k rozproštění energie rušení do větší části spektra. Měřením bylo zjištěno, že efektivní hodnota rušení způsobeného spínáním poklesne o více než 67,5 %.

8.2. Doporučení pro další rozvoj problematiky

V průběhu práce jsem si stanovil kritéria pro volbu komutační a modulační strategie. Tato kritéria byla volena s ohledem na robustnost a přehlednost řídicích strategií především proto, že se jedná o první nasazení na tomto konkrétním prototypu maticového měniče. Bylo potřeba celý systém s maticovým měničem zprovoznit a vyzkoušet tak, aby následně mohl sloužit jako laboratorní pohon pro zkoušení nově vyvinutých algoritmů.

Jeden z možných směrů budoucího vývoje na maticovém měniči lze spatřovat v nasazení dalších typů komutačních strategií. Jak bylo v této práci uvedeno, jiné komutační strategie by mohly dosáhnout většího činitele napěťového přenosu. Zároveň by došlo ke zkrácení minimálních dob sepnutí, což by pozitivně ovlivnilo výstupní napětí a fázový posun na vstupu měniče. Drivery IGBT prvků jsou osazeny komparátory pro detekci směru proudu, čímž je otevřena cesta pro zkoušky proudově řízených komutačních metod. Za velmi zajímavou problematiku lze považovat kombinaci a přechod z jedné komutační strategie na jinou, například při ztrátě řídicí veličiny. Tento směr dalšího vývoje představuje téma pro další dizertační práci.

Jiným možným směrem vývoje systému s maticovým měničem je optimalizace spínání s ohledem na spínací ztráty IGBT. Tato problematika je závislá na komutační metodě a její robustnosti. Nynější optimalizace modulační strategie kompaktního maticového měniče se zaměřuje na podporu robustnosti komutační strategie a tím je potlačena možnost minimalizovat spínací ztráty IGBT. V případě vývoje komutačních strategií a přechodu mezi nimi by bylo možné zajistit robustní komutaci bez podpory v modulaci. V takovém případě je možné optimalizaci modulátoru zaměřit jiným směrem a dosáhnout tak menších spínacích ztrát nebo vyšší spínací frekvence.

Předložená práce se při volbě algoritmů zaměřuje na strategie, které jsou výpočetně méně náročné. Důvodem byla snaha ponechat dostatek výpočetního času pro regulaci pohonu při zachování nízké regulační periody. Vzhledem k neustálému nárůstu výpočetního výkonu procesorů určených pro regulaci a vývoji Real – Time operačních systému, lze předpokládat možnost výpočtu složitějších algoritmů, prediktivních metod nebo využití paralelního zpracování úloh.

Pokud odhlédneme od metody ISVM, kterou se tato práce zabývala, lze hledat další možnosti rozvoje v oblasti přímého řízení momentu nebo implementaci prediktivních metod řízení. Během vývoje byl modulátor kompaktního maticového měniče upraven tak, aby umožňoval sepnout požadovanou spínací kombinaci prakticky bez zpoždění. Toto alternativní rozhraní modulátoru vyhovuje uvedeným metodám regulace pohonu.

9. Seznam použitých zkratek

ISVM	Indirect Space Vector Modulation – nepřímá modulace prostorového vektoru
DTC	Direct Torque Control – přímé řízení momentu
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
RB - IGBT	Reverse Blocking IGBT
RMS	Root mean square value – efektivní hodnota
SW	Software
HW	Hardware
PWM	Pulse-Width Modulation – pulzně-šířková modulace
PTC	Predictive Torque Control – prediktivní řízení momentu
PCC	Predictive Current Control – prediktivní řízení proudu
OS	Operation System – operační systém
RT	Real Time – reálný čas
RTOS	Real Time Operation System – operační systém pracující v reálném čase
AD	Analog-to-Digital – převod z analogové hodnoty na digitální
ADC	Analog-Digital Converter – převodník z analogové hodnoty na digitální
THD	Total Harmonic Distortion – celkové harmonické zkreslení
T_s	Spínací perioda modulátoru

10. Literatura

- [1] Flígl, S. *Matrix Converter in Hybrid Drives*. Praha: ČVUT, 2006. Disertační práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [2] Cuevas, C. *Matrix Converter IGBT Driver Unit Development and Activation*. Praha: ČVUT, 2006. Bakalářská práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [3] Pošta, P. *Stavový automat modulátoru pro kompaktní maticový měnič*. Praha: ČVUT, 2006. Diplomová práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [4] Friedli, T. Kolar J. W.: Milestones in Matrix Converter Research. In: *IEEJ Journal of Industry Applications*. 2012, Vol. 1, No. 1, pp. 2-14. ISSN: 2187-1094.
- [5] Lettl, J. Flígl, S. Matrix Converter Output Voltage Control with Overmodulation. In: *PIERS Proceedings*. Cambridge, MA: The Electromagnetics Academy, 2009, pp. 375-379. ISSN: 1559-9450. ISBN: 978-1-934142-10-3.
- [6] Semikron [online]. *IGBT Module SK 60 GM 123 Preliminary Data*. 2005. [25.7.2014]. Dostupné z: <http://www.eltron.pl/elektronika/semikron/pdf/moduly-igbt/igbt-semitop/SK60GM123.pdf>.
- [7] Matteini, M. *Control Techniques for Matrix Converter Adjustable Speed Drivers*. Bologna: 2001. Ph.D. Thesis. University of Bologna, Faculty of Engineering, Department of Electrical Engineering.
- [8] Mahlein, J. Igney, J. Weigold, J. Braun, M. Simon, O. Matrix Converter Commutation Strategies With and Without Explicit Input Voltage Sign Measurement. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2002, Vol. 9, Issue 2, pp. 407-414. ISSN: 0278-0046
- [9] Mahlein, J. Igney, J. Braun, M. Simon, O. Robust Matrix Converter Commutation without explicit Sign Measurement. In: *Proceedings of EPE 2001* [online]. Graz, 2001. [25.7.2014]. Dostupné z: http://www.betz-simon.homepage.t-online.de/mu/2001_EPE_RobustKommutation.pdf

- [10] Rodriguez, J. Rivera, M. Kolar, J. W. Wheeler, P.W. A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2012, Vol. 59, Issue 1, pp. 58-70. ISSN: 0278-0046.
- [11] Javůrek, J. Kopecký, K. Pulzní usměrňovač – vstupní část třísystémové lokomotivy. In: *AT&P journal* [online]. 2005, 2. ISSN 1336-233X. [25.7.2014]. Dostupné z: http://media0.wgz.cz/files/media0:50ffae777acfa.pdf.upl/princ_puls_usmer.pdf.
- [12] Kuzmanovic, D. *Field Oriented Control and Direct Torque Control of Matrix Converter-Fed Induction Motor*. Praha: ČVUT, 2009. Disertační práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [13] Casedei, D. Serra, G. Tani, A. The Use of Matrix Converters in Direct Torque Control of Induction Machines. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2001, Vol. 48, No. 6, pp. 1057-1064. ISSN: 0278-0046.
- [14] Rodriguez, J. Pontt, J. Vargas, R. Lazana, P. Ammann, U. Wheeler, P. Garcia, F. Predictive Direct Torque Control of an Induction Motor fed by a Matrix Converter. *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. Aalborg: IEEE, 2007, pp. 1-10. ISBN: 978-92-75815-10-8.
- [15] Schulte, T. Schroder, G. Power Loss Comparison of Different Matrix Converter Commutation Strategies, *15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012*. Novi Sad: IEEE, 2012. pp. DS2c.9-1 - DS2c.9-6. ISBN: 978-1-4673-1970-6.
- [16] Posta, P. *The Modulator of the Matrix Converter*. Praha: ČVUT, 2009. Odborná studie. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [17] Linhart, L. *Implementace diagnostiky mezifázových zkratů a obsluhy A/D převodníků pro řídicí systém maticového měniče*. Praha: ČVUT, 2008. Individuální semestrální projekt. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [18] *GD401-70-12, IGBT 1200V/70A*. Polovodiče a.s., 1999. TS-MGD/014/99.

- [19] Bednář, M. *Deska generátoru spínacích pulzů pro kompaktní maticový měnič*. Praha: ČVUT, 2007. Diplomová práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [20] RTD Embedded Technologies, Inc. [online]. *PCI4520 DM7520 SDM7540 SDM8540 User's manual*. 2001. Dostupné z: http://www.rtd.com/NEW_manuals_hardware/datamodules/DM75xx_BDM61001000F.pdf.
- [21] Klik, L. *Ovladač pro PC104 I/O modul*. Praha: ČVUT, 2011. Bakalářská práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra počítačů.
- [22] Bauer, J. *Konstrukce kompaktního maticového měniče a jeho dimenzování*. Praha: ČVUT, 2007. Diplomová práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [23] Venturini, M. A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements. In: *Powercon 7 Seventh National Solid-State Power Conversion Conference*. San Diego, California: Power Concepts, 1980, pp. E3/1–E3/15. RN 4776(7).
- [24] Roy, G. April, G. E. Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm. In: *20th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf. Milwaukee, WI: IEEE, 1989*, pp. 368–375. DOI: 10.1109/PESC.1989.48511.
- [25] Karace, H. Akkaya, R. Control of Venturini Method Based Matrix Converter in Input Voltage Variations. In: *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2009 Vol II IMECS 2009*. Hong Kong: 2009. ISBN: 978-988-17012-7-5.
- [26] Zarri, L. *Control of Matrix Converters*. Bologna: 2007. Ph.D. Thesis. University of Bologna, Faculty of Engineering, Department of Electrical Engineering.
- [27] Terunuma, T. Konishi, Y, Takada, T. Matsuse, K. Compensation Method of Matrix Converter Drive System for commutation voltage error and unbalanced input voltage. In: *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*. Porto: IEEE, 2009. pp. 4505-4510. ISBN: 978-1-4244-4648-3.

- [28] Yoon, Y. D. Sul, S. K.: Carrier-based Modulation Method for Matrix Converter with Input Power Factor Control and under Unbalanced Input Voltage Conditions. *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*. Anaheim, CA: IEEE, 2007. pp. 310-314. ISBN: 1-4244-0713-3.
- [29] Idris, Z. Hamzah, M. K. Omar, A.M. Implementation of Single-Phase Matrix Converter as a Direct AC-AC Converter Synthesized Using Sinusoidal Pulse Width Modulation with Passive Load Condition. *International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. (Volume:2)*. Kuala Lumpur: IEEE, 2005. pp. 1536-1541. ISBN: 0-7803-9296-5
- [30] Kouro, S. Cortes, P. Vargas, R. Ammann, U. Rodriguez, J. Model Predictive Control-A Simple and Powerful Method to Control Power Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2009, Vol. 56, No. 6, pp. 1826-1838. ISSN: 278-0046.
- [31] Rivera, M. E. Vargas, R. E. Espinoza, J. R. Rodriguez, J, R. Behavior of the Predictive DTC Based Matrix Converter Under Unbalanced AC Supply. *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*. New Orleans, LA: IEEE, 2007, pp. 202-207. ISBN: 978-1-4244-1259-4.
- [32] Yoon, Y. D. Sul, S. K. Carrier-Based Modulation Technique for Matrix Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2006, Vol. 21, Issue 6, pp. 1691-1703, ISSN: 0885-8993.
- [33] Wang, B. Venkataramanan, G. A Carrier Based PWM Algorithm for Indirect Matrix Converters, *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, Jeju: IEEE, 2006. pp. 1-8. ISBN: 0-7803-9716-9.
- [34] Kučka, J.: *Modulation Strategies for Voltage Converters*. Praha: ČVUT, 2014. Diplomová práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [35] Patrovská, M. *Metody šířkově pulzní modulace maticového měniče*. Praha: ČVUT, 2005. Semestrální práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.

- [36] Klik, L. *Ovladač PC104 I/O modulu s možností ukládání sad záznamů měřených dat*. Praha: ČVUT, 2013. Diplomová práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra řídicí techniky.
- [37] Martínek, R. *RT jádro pro PC104 systém*. Praha: ČVUT, 2011. Bakalářská práce. Diplomová práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra počítačů.
- [38] Martinek, R. *RT rozšíření OS DOS pro platformu PC104*. Praha: ČVUT, 2013. Diplomová práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra teoretické informatiky.
- [39] Linhart, L. *Modulační strategie maticového měniče*. Praha: ČVUT, 2008. Diplomová práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [40] Linhart, L. *Matrix Converter Modulation Strategy*. Praha: ČVUT, 2010. Odborná studie. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce.
- [41] Kolar, J. W. Friedli, T. Rodriguez, J. Wheeler, P. W.: *Review of Three-Phase PWM AC-AC Converter Topologies*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on (Vol.:58, Issue: 11), Nov. 2011, ISSN: 0278-0046.
- [42] Sim, G. H. Lee, K. B. Huh, S. H. Blaabjerg, F. Robust DTC-SVM Method for Matrix Converter Drives with Model Reference Adaptive Control Scheme. *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. Aalborg: IEEE, 2007, pp. 1-8. ISBN: 978-92-75815-10-8.
- [43] Lixiang, W. Lipo, T. A. Chan, H.: Robust Voltage Commutation of the Conventional Matrix Converter. *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual (Volume:2)*. Acapulco: IEEE, 2003. ISBN: 0-7803-7754-0.
- [44] Lixiang, W. Lipo, T. A. Chan, H. Matrix Converter Topologies With Reduced Number of Switches. *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*. Madison, WI: IEEE, 2002, Vol: 1, pp. 57-63. ISBN: 0-7803-7262-X.

- [45] ČEPS, a.s., ČEZ Distribuce, a.s., E.ON Česká republika, E.ON Distribuce, PRE distribuce, a.s. a ZSE, a.s. *Parametry kvality elektrické energie – Část 1: Harmonické a meziharmonické, PNE 33 3430-1*. 2009. [25.7.2014]. Dostupné z: <http://www.mojeenergie.cz/cz/pne-33-3430-2009>.
- [46] XILINX [online]. *Linear Feedback Shift Register v3.0*. 2003. [25.7.2014]. Dostupné z: http://www.cs.indiana.edu/hmg/le/project-home/xilinx/ise_10.1/ISE/coregen/ip/xilinx/primary/com/xilinx/ip/lfsr_v3_0/doc/lfsr.pdf
- [47] Kolar, J. W. Baumann, M. Schafmeister, F. Ertl, H. Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*. Dallas, TX: IEEE, 2002, Vol. 2, pp. 777-791. ISBN: 0-7803-7404-5.
- [48] Empringham, L. de Lillo, L. Wheeler, P. W. Clare, J. C. Matrix Converter Protection for More Electric Aircraft Applications. *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. Paris: IEEE, 2006, pp. 2564-2568. ISBN: 1-4244-0390-1.
- [49] Javůrek J. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Praha: Grada Publishing, a.s., 2003. ISBN 80-247-0507-9.
- [50] Pinker J., Poupa M.: *Číslicové systémy a jazyk VHDL*. Praha: Ben – technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-198-5.
- [51] Eupec. *FS150R17KE3_K Technische Information, IGBT-Module*. 2004. Wölz, M. Rusche, W.
- [52] Semelab Ltd. [online]. *SML150MAT12*. 2006. [25.7.2014]. Dostupné z: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/198098/SEME-LAB/SML150MAT12/+0JJQ--VPDL.CMEGeZTyv.zZMF.H+/datasheet.pdf>.
- [53] *MATRIX Inverter Drive Varispeed AC* [online]. Yaskawa. [25.7.2014]. Dostupné z: <http://www.yaskawa.eu.com/en/drives-motion/ac-inverter-drives/varispeed-ac-the-matrix-drive/description.html>.
- [54] *Cyclone II FPGA Family Overview* [online]. Altera. [25.7.2014]. Dostupné z: <http://www.altera.com/devices/fpga/cyclone2/overview/cy2-overview.html>.
- [55] *Matrix Converter with Power Regeneration MX1S* [online]. Yaskawa. [25.7.2014]. Dostupné z: <http://www.yaskawa.eu.com/en/drives-motion/ac-inverter-drives/medium-voltage-inverter-drives/mx1s.html>.

- [56] Analog Devices [online]. *Single and Multichannel, Synchronous Voltage-to-Frequency Converters AD7741/AD7742*. 1999. [25.7.2014]. Dostupné z: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/analogdevices/AD7741YR.pdf>
- [57] Analog Devices [online]. *Isolated Sigma-Delta Modulator AD7400/AD7401*. 2004. [25.7.2014]. Datasheet, Dostupné z: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/analogdevices/AD7400BRW.pdf>.
- [58] *Welcome to FreeDOS* [online]. FreeDOS. [25.7.2014]. Dostupné z: <http://www.freedos.org>.
- [59] Microsemi [online]. *Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementation User Guide*. 2013. [25.7.2014]. Dostupné z: http://www.microsemi.com/document-portal/doc_download/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide.
- [60] Burany, N. Safe Control of Four-Quadrant Switches. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989, Conference Record of the 1989 IEEE*. San Diego, CA: IEEE, 1989, pp. 1190 – 1194. DOI: 10.1109/IAS.1989.96794.
- [61] Mahlein, J. Weigold, J. Simon, O. New Concepts for Matrix Converter Design, *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE (Vol.:2)*. Denver, CO: IEEE, 2001. pp. 1044–1048. ISBN: 0-7803-7108-9
- [62] Simon, O. Mahlein, J. Muenzer, M. N. Bruckmarm, M. Modern Solutions for Industrial Matrix-Converter Applications. *Industrial, IEEE Transactions on Electronics*. 2002, Vol. 49, Issue 2, pp. 401-406, ISSN: 0278-0046.
- [63] Mahlein, J. Igney, J. Weigold, J. Braun, M. Simon, O. Matrix Converter Commutation Strategies With and Without Explicit Input Voltage Sign Measurement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2002, Vol. 49, Issue 2, pp. 407-414. ISSN: 0278-0046.

- [64] Pahlevaninezhad, M. Eren, S. Bakhshai, A. Jain, P. A Model Reference Adaptive Controller for a Wind Energy Conversion System Based on a Permanent Magnet Synchronous Generator Fed by a Matrix Converter. *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09*. Porto: IEEE, 2009, pp. 65-70. ISBN: 978-1-4244-4648-3.
- [65] Rodriguez, J. Cortes, P. Kennel, R. Kazmierkowski, M. P. Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters. *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09*. Wuhan: IEEE, 2009, pp. 41-49. ISBN: 978-1-4244-3556-2.
- [66] Empringham, L. Wheeler, P. Clare, J. Power Density Improvement and Robust Commutation for a 100 kW Si-SiC Matrix Converter. *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*. Barcelona: IEEE, 2009, pp. 1-8. E-ISBN: 978-1-4244-4432-8.
- [67] Sangshin, K. Taehyung, K. Fault Detection and Location of Open-Circuited Switch Faults in Matrix Converter Drive Systems. *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*. Dearborn, MI: IEEE, 2009. pp. 1476-1481. ISBN: 978-1-4244-2600-3

11. Curriculum Vitae

Jméno Pavel POŠTA
Narozen 9. září 1981
e-mail posta.pavel@centrum.cz

Odborná praxe

3/2007-současnost Vývoj a výzkum, Škoda Electric a.s., Praha
Vývoj regulačních algoritmů jednofázových (kolejová vozidla) a třífázových usměrňovačů (nabíjecí stanice), implementace na cílový hardware, účast u prototypových zkoušek a schvalování. Následná podpora servisu.

7/2006-9/2006 Elektroprim Koutník a.s., Duchcov
Projekce důlních strojů.

Vzdělání

9/2007-současnost ČVUT v Praze, FEL, Katedra elektrických pohonů a trakce, Doktorské studium

9/2001-2/2007 ČVUT v Praze, FEL, Katedra elektrických pohonů a trakce, Magisterské studium

9/1997-6/2001 SPŠ strojní a elektrotechnická Resslova 5, Ústí nad Labem, Obor Elektrotechnika

Jazyky

Angličtina Komunikativní znalost v oboru B1
Němčina Pasivně A2

Dovednosti na PC

Technický SW Eclipse, Matlab, Simulink, Plecs, TI Code Composer Studio, Quartus, AutoCad

Jazyky C, VHDL, TMS28x Assembler, HTML, Pascal

Ostatní MS Office (Word, Visio, Excel, PowerPoint)

Zájmy a dovednosti

Dovednosti Technické myšlení nejen v elektrotechnice, zájem o příbuzné obory a ochota se učit novým věcem. Schopnost adaptovat stávající řešení na novou problematiku.

Řidičské oprávnění B

Zájmy: Turistika, cyklistika, technika

12. Seznam prací disertanta

Bauer, J., Pošta, P., Flígl, S., Lettl, J. Universal Embedded Controller for Matrix Converter, *19th International Conference Applied Electronics 2014*. 2014. Přijato na konferenci.

Linhart, L. Pošta, P. Lettl, J. Commutation Time Reduction of Matrix Converter through the Two-Step Methods Combining. *In ELEN 2012*. Praha: ČVUT, 2012, pp. 11-12. ISBN 978-80-01-05096-5.

Pošta, P. Linhart, L. Bauer, J. Lettl, J. Commutation Between Modulator And Superset Regulator of the Matrix Converter. *In Workshop 09 CTU REPORTS*. Praha: ČVUT, 2009, ISBN 978-80-01-04286-1.

Pošta, P. Linhart, L. Bauer, J. Lettl, J. Flígl, S. Komunikace mezi modulátorem a nadřazeným regulátorem maticového měniče. *In XXXI. celostátní konference o elektrických pohonech*. Praha: Česká elektrotechnická společnost, 2009, ISBN 978-80-02-02151-3.

Linhart, L. Pošta, P. Bauer, J. Lettl, J.: Two-step Commutation Method of the Matrix Converter Based on the Voltage Sign Measurement. *In Workshop 09 CTU REPORTS*. Praha: ČVUT, 2009, ISBN 978-80-01-04286-1.

Linhart, L. Pošta, P. Lettl, J.: Comparison of Different Commutation Strategies of Matrix Converter. *In Electronic Devices and Systems, IMAPS CS International Conference 2009 Proceedings*. Brno: VUT v Brně, FEI, vol. 1, p. 479-484, 2009, ISBN 978-80-214-3933-7.

Bauer, J. Lettl, J. Pošta, P.: Řízení usměrňovače s pulzně šířkovou modulací. *In XXXI. celostátní konference o elektrických pohonech*. Praha: Česká elektrotechnická společnost, 2009, ISBN 978-80-02-02151-3.

Bauer, J. Linhart, L. Pošta, P. Lettl, J.: Experimental Results Measured on PWM Rectifier and their Comparison with Thyristor Rectifier. *In Workshop 09 CTU REPORTS*. Praha: ČVUT, 2009, p. 284-285. ISBN 978-80-01-04286-1.

Pošta, P. Communication Between Matrix Converter Modulator and Superset Regulator. *Acta Polytechnica*. 2008, Vol. 2008, No. 3, pp. 3-6. ISSN 1210-2709.

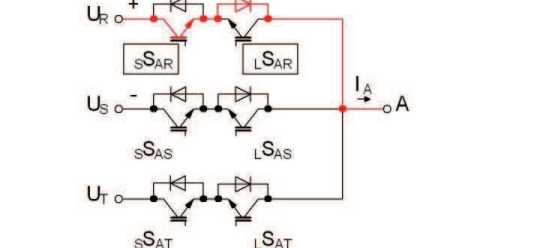
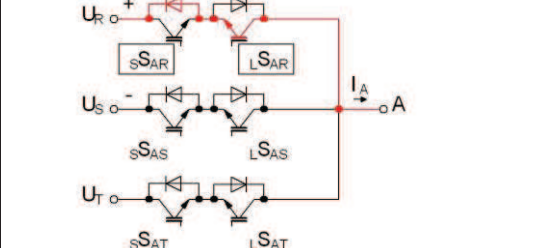
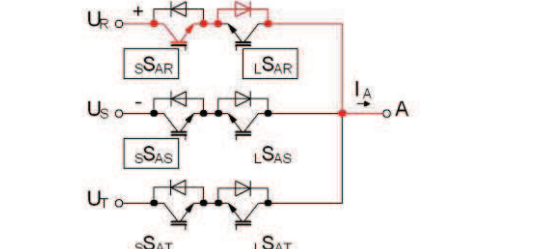
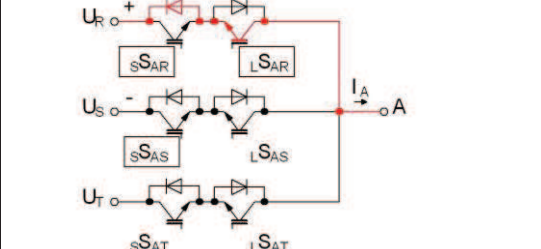
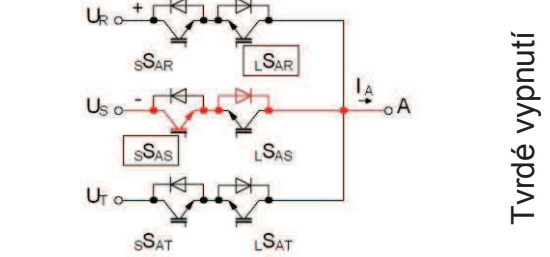
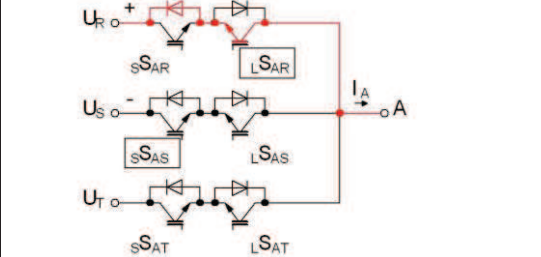
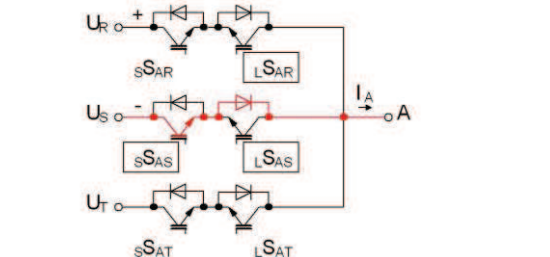
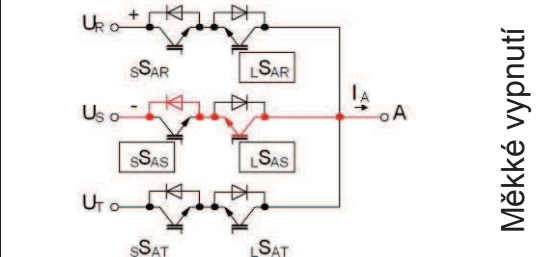
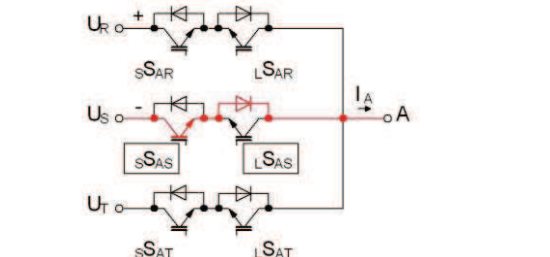
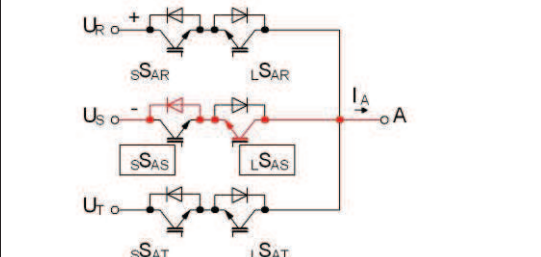
Lettl, J. Pošta, P.: Matrix Converter Modulator and Communication with Regulator. *In Proceedings of Workshop 2008*. Praha: ČVUT, 2008, ISBN 978-80-01-04016-4.

Pošta, P.: Communication Between Matrix Converter Modulator and Superset Regulator. *In Poster 2008*. Praha: ČVUT, FEL, 2008.

Pošta, P. Flígl, S. Lettl, J.: Concept of Modulator for Matrix Converter, *In TRANSCOM 2007 - Proceedings, Section 3 - Information and Communication Technologies*. Žilina: University of Žilina, p. 163-166, 2007, ISBN 978-80-8070-693-7.

Pošta, P. Flígl, S. Lettl, J.: Návrh modulátoru pro maticový měnič. *In 30. Celostátní konference o elektrických pohonech*. Praha: Český svaz vědeckotechnických společností, 2007, ISBN 978-80-02-01921-3.

13. Přílohy

$U_{RS} > 0 \ \& \ I_A > 0$		$U_{RS} > 0 \ \& \ I_A < 0$
	Počáteční stav	
	První krok	
	Tvrdé vypnutí	
	Třetí krok	
	Čtvrtý krok	

Tab. 13.1: Algoritmus čtyřkrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} > 0$

$U_{RS} < 0 \ \& \ I_A > 0$		$U_{RS} < 0 \ \& \ I_A < 0$
	Počáteční stav	
		První krok
	Druhý krok	
		Třetí krok
	Čtvrtý krok	
Měkké vypnutí		Druhý krok

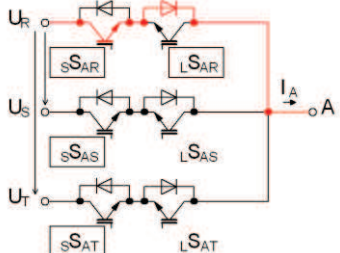
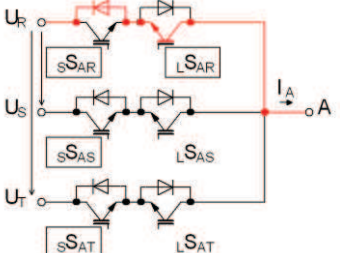
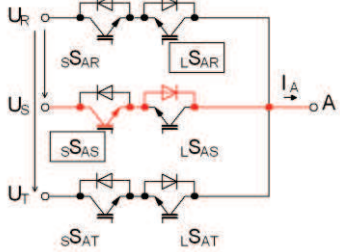
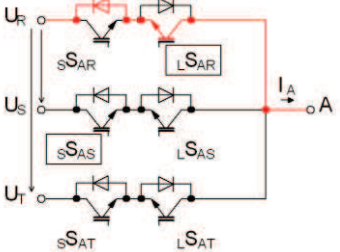
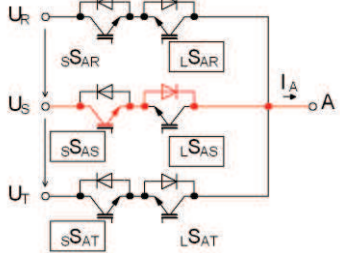
Tab. 13.2: Algoritmus čtyřkrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0$

$I_A > 0 \text{ \& \ } U_{RS} > 0$		$I_A > 0 \text{ \& \ } U_{RS} < 0$
	Počáteční stav	
	První krok	
	Druhý krok	Měkké vypnutí
	Tvrdé vypnutí	
	Čtvrtý krok	



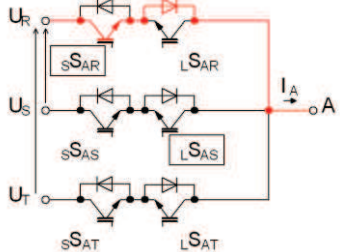
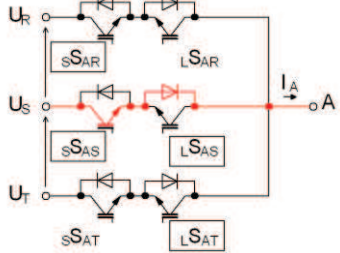
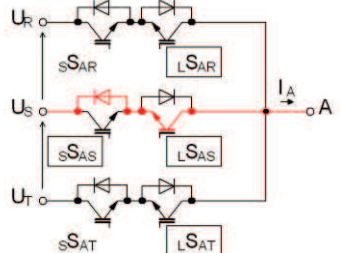
Tab. 13.3: Algoritmus čtyřkrokového spínání řízeného podle výstupního proudu pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A > 0$

$I_A < 0 \text{ \& } U_{RS} > 0$		$I_A < 0 \text{ \& } U_{RS} < 0$
	Počáteční stav	
	První krok	
	Druhý krok	
	Třetí krok	
	Čtvrtý krok	

Tab. 13.4: Algoritmus čtyřkrokového spínání řízeného podle výstupního proudu pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A < 0$

$U_{RS} > 0 \ \& \ U_{TR} < 0 \ \& \ I_A > 0$		$U_{RS} > 0 \ \& \ U_{TR} < 0 \ \& \ I_A < 0$	
	Počáteční stav		
		Tvrdé vypnutí	
			Druhý krok
		Měkké vypnutí	

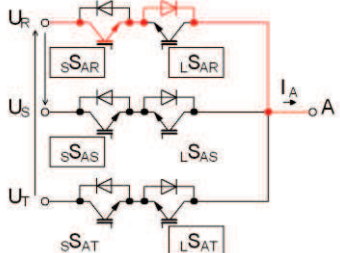
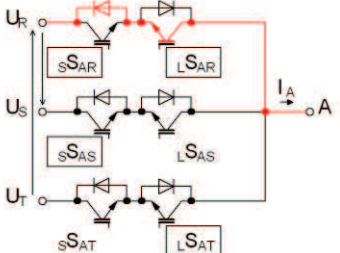
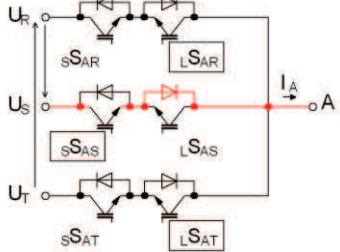
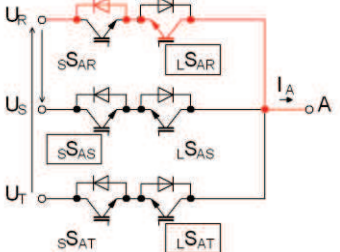
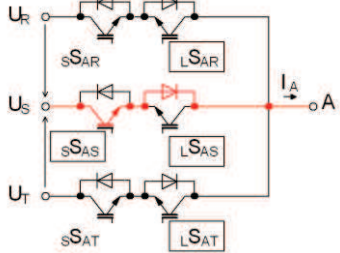
Tab. 13.5: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} > 0 \ \& \ U_{TR} < 0$

$U_{RS} < 0 \ \& \ U_{TR} > 0 \ \& \ I_A > 0$		$U_{RS} < 0 \ \& \ U_{TR} > 0 \ \& \ I_A < 0$
	Počáteční stav	
	První krok	Tvrdé vypnutí
	Měkké vypnutí	
	Druhý krok	

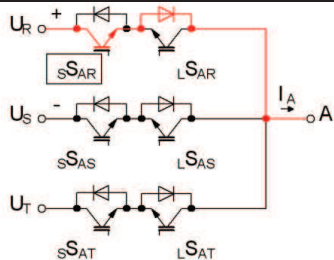
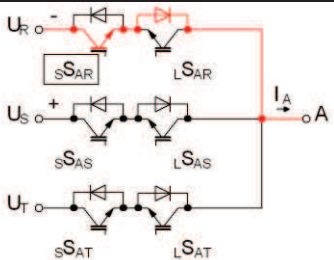
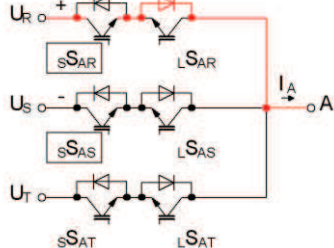
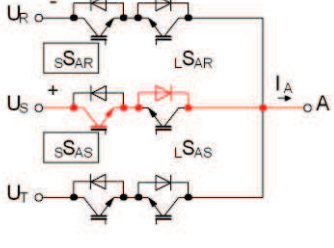
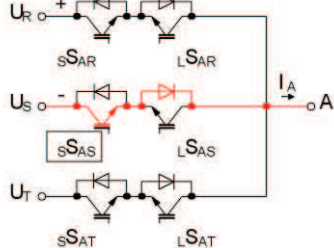
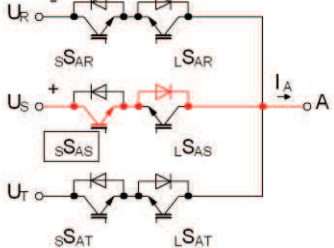
Tab. 13.6: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0 \ \& \ U_{TR} > 0$

$U_{RS} < 0 \ \& \ U_{TR} < 0 \ \& \ I_A > 0$		$U_{RS} < 0 \ \& \ U_{TR} < 0 \ \& \ I_A < 0$
	Počáteční stav	
	První krok	Tvrdé vypnutí
Měkké vypnutí	Druhý krok	

Tab. 13.7: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0 \ \& \ U_{TR} < 0$

$U_{RS} > 0 \ \& \ U_{TR} > 0 \ \& \ I_A > 0$		$U_{RS} > 0 \ \& \ U_{TR} > 0 \ \& \ I_A < 0$	
	Počáteční stav		
		Tvrdé vypnutí	
			Druhý krok
		Měkké vypnutí	

Tab. 13.8: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle vstupního napětí pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} > 0 \ \& \ U_{TR} > 0$

<p style="text-align: center;">$I_A > 0 \text{ \& } U_{RS} > 0$</p> 		<p style="text-align: center;">$I_A > 0 \text{ \& } U_{RS} < 0$</p> 
	<p>Počáteční stav</p>	
	<p>První krok</p>	
<p style="text-align: center;">Tvrdé vypnutí</p>	<p>Druhý krok</p>	<p style="text-align: center;">Měkké vypnutí</p>

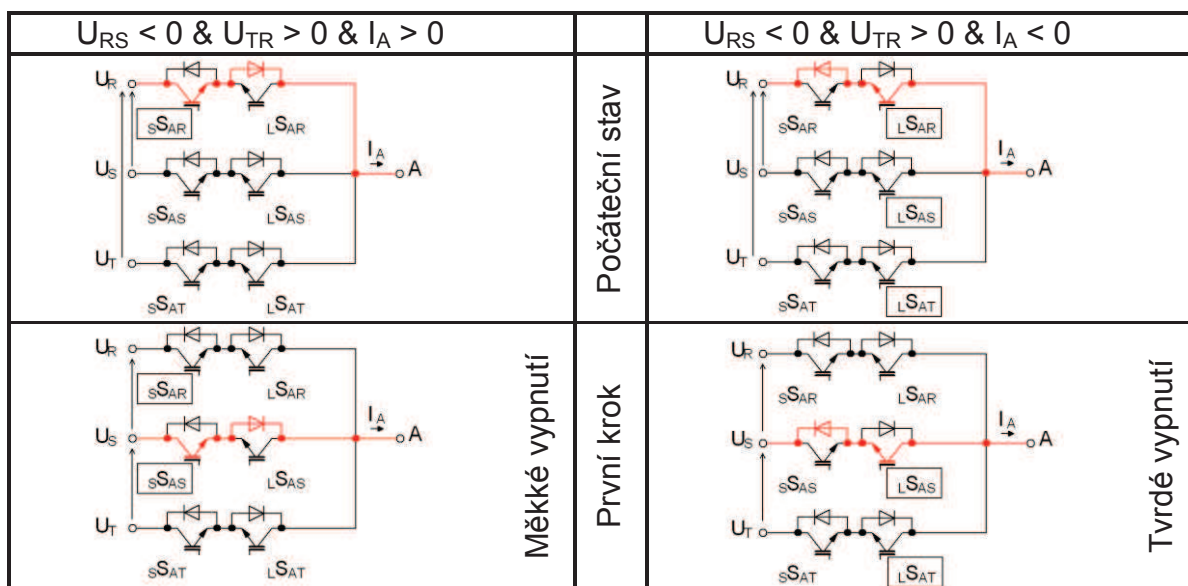
Tab. 13.9: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle výstupního proudu pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A > 0$

$I_A < 0 \text{ \& } U_{RS} > 0$		$I_A < 0 \text{ \& } U_{RS} < 0$
	Měkké vypnutí	
		Druhý krok

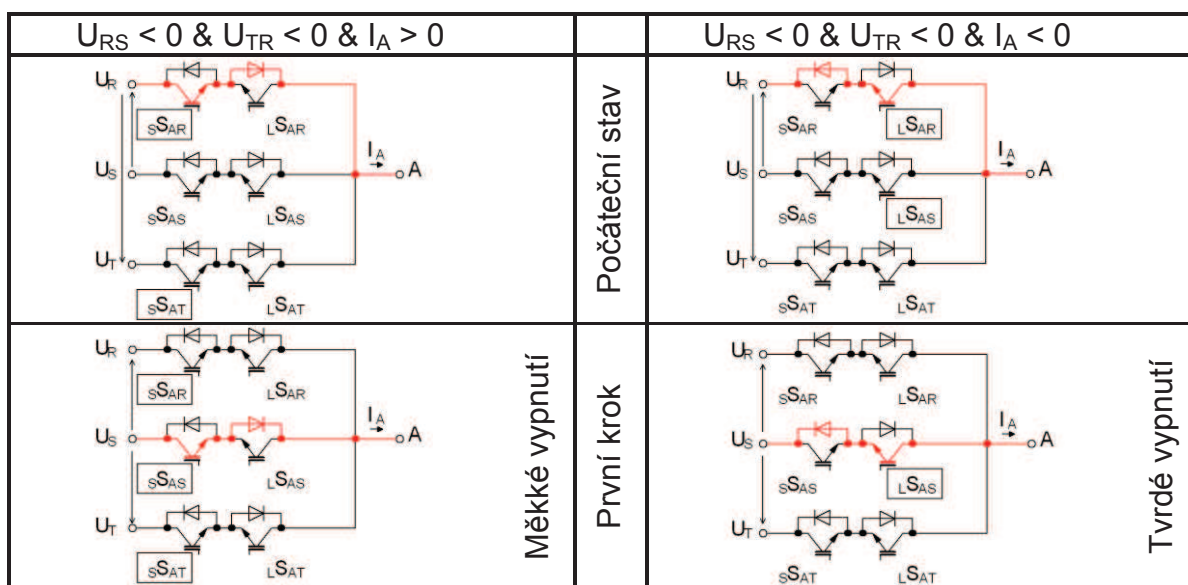
Tab. 13.10: Algoritmus dvoukrokového spínání řízeného podle výstupního proudu pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A < 0$

$U_{RS} > 0 \text{ \& } U_{TR} < 0 \text{ \& } I_A > 0$		$U_{RS} > 0 \text{ \& } U_{TR} < 0 \text{ \& } I_A < 0$
	Tvrdé vypnutí	
		První krok

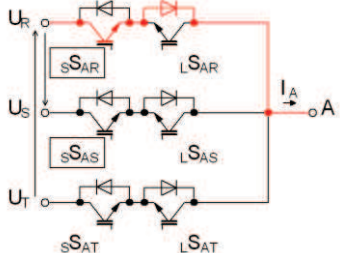
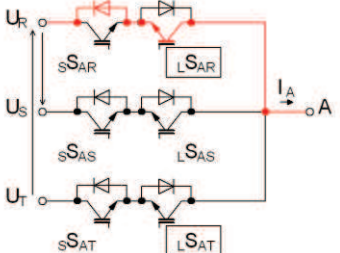
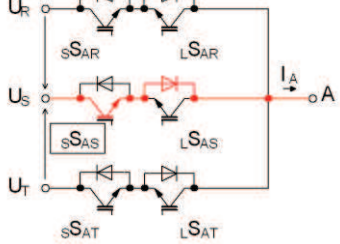
Tab. 13.11: Algoritmus jednokrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} > 0 \text{ \& } U_{TR} < 0$



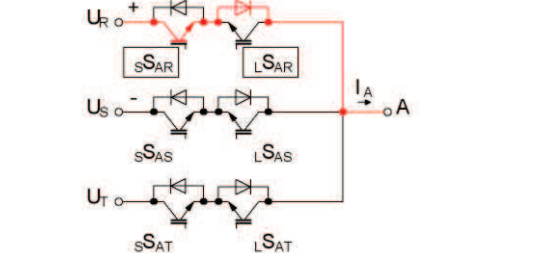
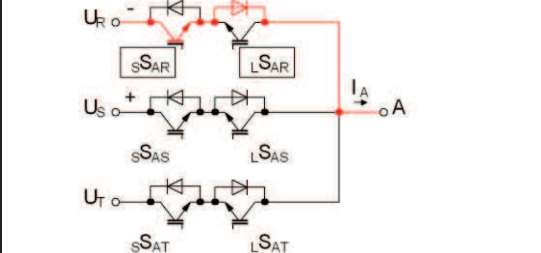
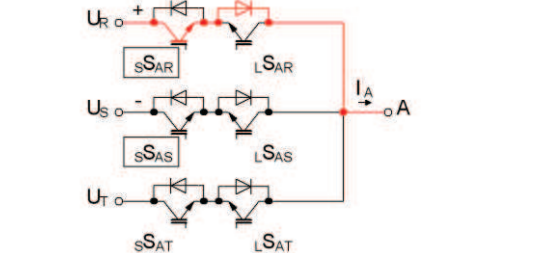
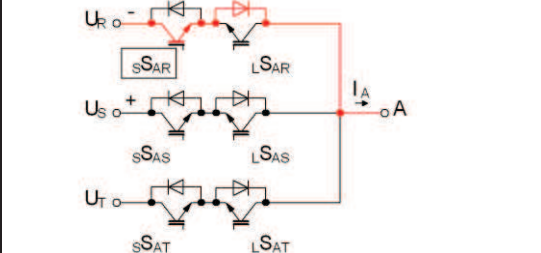
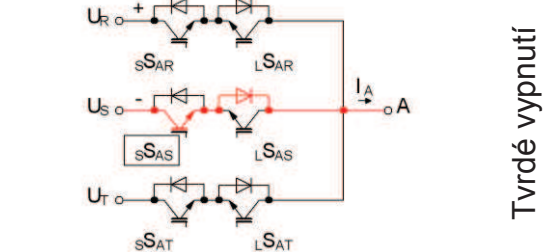
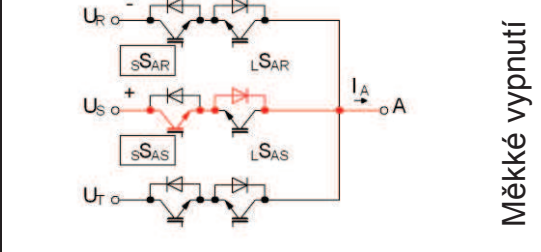
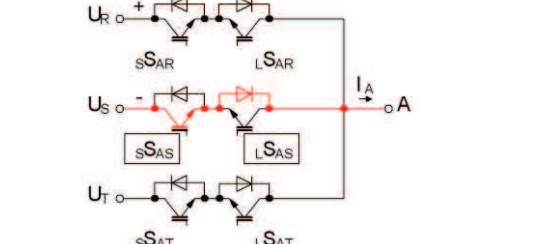
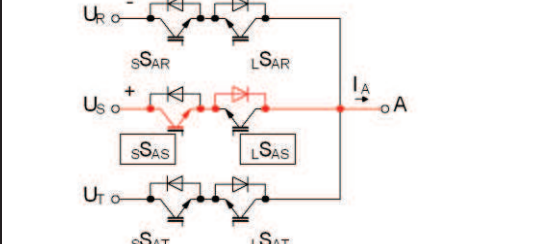
Tab. 13.12: Algoritmus jednokrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0 \ \& \ U_{TR} > 0$



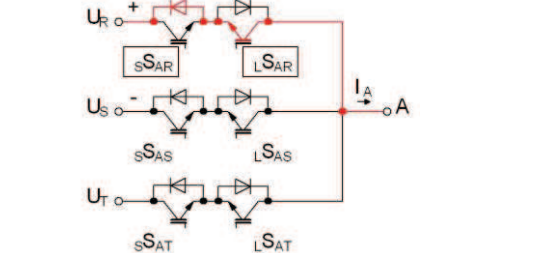
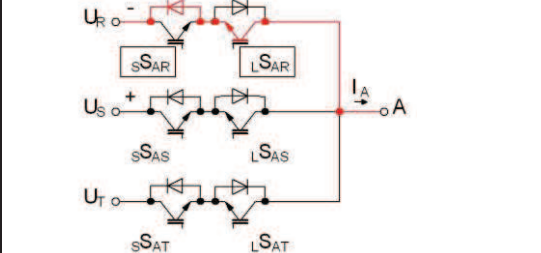
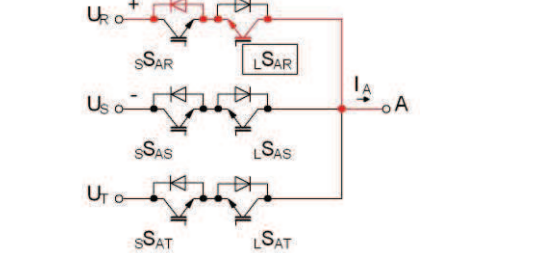
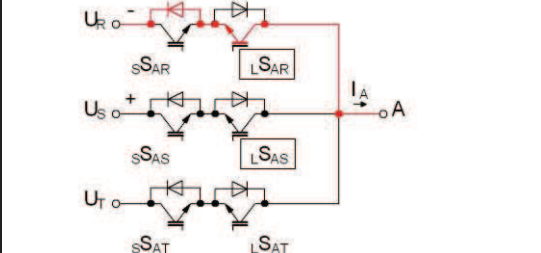
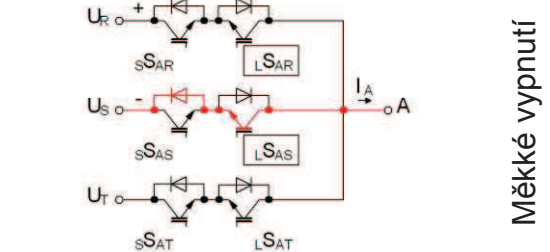
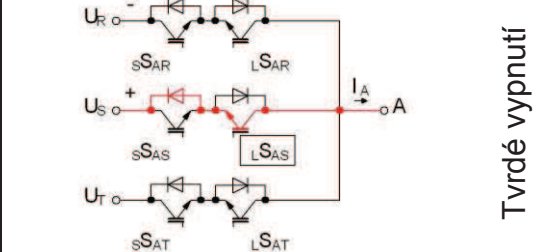
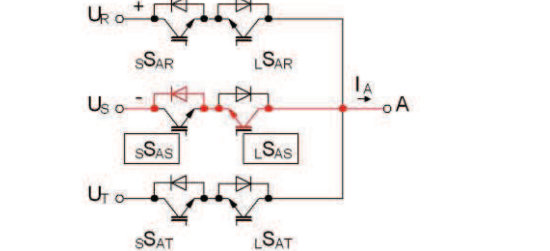
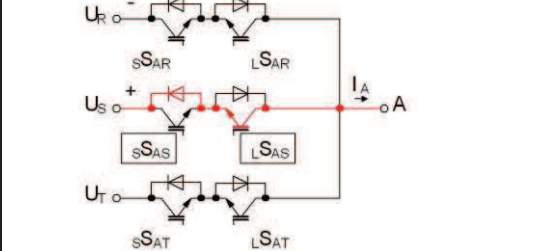
Tab. 13.13: Algoritmus jednokrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0 \ \& \ U_{TR} < 0$ pro přepnutí na vyšší potenciál

$U_{RS} < 0 \ \& \ U_{TR} < 0 \ \& \ I_A > 0$ 	Počáteční stav	$U_{RS} < 0 \ \& \ U_{TR} < 0 \ \& \ I_A < 0$ 
 <p style="text-align: center;">Tvrdé vypnutí</p>		První krok

Tab. 13.14: Algoritmus jednokrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $U_{RS} < 0 \ \& \ U_{TR} < 0$ pro přepnutí na nižší potenciál

$I_A > 0 \text{ \& \ } U_{RS} > 0$		$I_A > 0 \text{ \& \ } U_{RS} < 0$
	Počáteční stav	
	První krok	
	Tvrdé vypnutí	
	Třetí krok	

Tab. 13.15: Algoritmus tříkrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A > 0$

$I_A < 0 \text{ \& } U_{RS} > 0$		$I_A < 0 \text{ \& } U_{RS} < 0$
	Počáteční stav	
	První krok	
	Měkké vypnutí	
	Třetí krok	

Tab. 13.16: Algoritmus tříkrokového spínání pro obousměrný spínač se společným emitorem při $I_A < 0$