

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
Fakulta elektrotechnická
Katedra elektrických pohonů a trakce

DIPLOMOVÁ PRÁCE

ADIP25

Modulační techniky pro víceúrovňové střídače



Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Studijní obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

Vedoucí práce: Ing. Pavel Koblíček, Ph.D.

2015

Bc. Petr STEJSKAL

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra elektrických pohonů a trakce

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Petr Stejskal**

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Obor: Elektrické stroje, přístroje a pohony

Název tématu: **Modulační techniky pro víceúrovňové střídače**

Pokyny pro vypracování:

1. Popište základní typy víceúrovňových střídačů.
2. Prostudujte problematiku základních typů modulací pro víceúrovňové střídače.
3. Vyberte si jednu topologii víceúrovňového střídače a pro ni mezi sebou porovnejte alespoň tři typy modulací podle vhodných hledisek.

Seznam odborné literatury:

- [1] Javůrek, J., Regulace moderních elektrických pohonů, Grada Publishing, a.s., 2003
- [2] Holmes, D. G., Lipo, T. A., Pulse Width Modulation For Power Converters, IEEE Press, 2003
- [3] Koblle, P., Control Strategy of Five-level Flying Capacitor Inverter, disertační práce, FEL ČVUT v Praze, 2014

Vedoucí: Ing. Pavel Koblle, Ph.D.

Platnost zadání: do konce letního semestru 2015/2016

prof. Ing. Jiří Lettl, CSc.
vedoucí katedry



prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 1. 10. 2014

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne

.....

Podpis

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Pavlovi Kobrlemu, Ph.D. za odbornou pomoc a cenné rady při jejím zpracování.

Dále bych chtěl také poděkovat rodině a přátelům za psychickou podporu a trpělivost, díky které jsem dokončil tuto práci.

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá modulačními technikami pro víceúrovňové střídače. V teoretické části jsou popsány jednotlivé topologie a modulační techniky dvou a víceúrovňových střídačů. Dále je v textu popsána problematika hodnocení a porovnávání řídicích algoritmů.

Náplní praktické části jsou simulační modely tříúrovňového střídače s plovoucími kondenzátory řízeného pomocí několika modulačních technik. Modely jsou vytvořeny v prostředí MATLAB SIMULINK. Dále jsou popsány simulace řídicích algoritmů, napětí a proudů ve výkonovém obvodu a chování střídače při spínacích procesech, vycházejících z balancování napětí na plovoucích kondenzátorech. Na závěr jsou jednotlivé modulační techniky ve spojení s použitým střídačem porovnány z hlediska harmonické analýzy výstupního napětí a proudu.

Klíčová slova

Tříúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory, subharmonická PWM, modulace prostorového vektoru, modulační techniky

Abstract

This diploma thesis deals with the modulation techniques for multilevel inverters. The theoretical part describes the different topologies and modulation techniques for two-level and multilevel inverters. Furthermore, the text describes the problems of evaluating and comparing of control algorithms.

The practical part deals with the simulation models of the three-level flying capacitor inverter controlled using several modulation algorithms. Models are created in MATLAB SIMULINK. Further, the simulation of control algorithms, the voltages and currents in the power circuit and the inverter behavior during switching processes, based on the voltage balancing of flying capacitors are described. Finally, the individual modulation techniques used in conjunction with inverter are compared in terms of harmonic analysis of the output voltage and current.

Keywords

Three-level Flying Capacitor Inverter, Subharmonic PWM, Space Vector Modulation, Modulation Techniques

Obsah

1	Úvod.....	1
1.1	Výhody víceúrovňových střídačů	2
1.2	Nevýhody víceúrovňových střídačů.....	2
2	Topologie víceúrovňových střídačů.....	3
2.1	Kaskádní víceúrovňový střídač	3
2.2	Víceúrovňový střídač s upínacími diodami.....	4
2.3	Víceúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory.....	6
2.3.1	Balancování napětí na plovoucím kondenzátoru	7
2.3.2	Spínací procesy	9
2.4	Modulární víceúrovňový měnič M^2C	11
3	Modulace a jejich dělení	12
3.1	Modulační index.....	13
3.2	Frekvenční poměr.....	13
3.3	Rozdělení modulací.....	14
4	Modulační techniky pro dvouúrovňové střídače	14
4.1	Obdélníkové řízení	14
4.2	Pulzně šířková modulace (PWM)	15
4.2.1	Subharmonická PWM.....	15
4.2.2	Modulace prostorového vektoru (SVM).....	17
5	Modulační techniky pro víceúrovňové střídače	22
5.1	Subharmonická PWM	22
5.2	Modulace prostorového vektoru (SVM)	23
6	Hodnocení modulačních technik.....	29
6.1	Spínací podmínky.....	29
6.1.1	Minimální doba sepnutí	29
6.1.2	Minimální doba vypnutí.....	29
6.1.3	Spínací kmitočet	29
6.2	Provozní podmínky	29
6.2.1	Harmonická skladba proudu	29
6.2.2	Zvlnění momentu	30

6.2.3	Doba odezvy na regulační zásah.....	30
6.3	Optimalizace modulačních technik.....	30
6.4	Porovnání modulačních technik.....	30
7	Metodika práce.....	31
8	Simulační modely.....	32
8.1	Řídicí část subharmonické PWM.....	33
8.2	Řídicí část SVM.....	34
8.2.1	Referenční signály, Clarkové transformace a prostorový vektor.....	34
8.2.2	Určení sektoru.....	35
8.2.3	Určení regionu.....	35
8.2.4	Výpočet aktivních dob sepnutí.....	36
8.2.5	Spínací sekvence.....	37
8.3	Balancování napětí na plovoucích kondenzátorech.....	38
8.4	Přednabíjení plovoucích kondenzátorů.....	39
8.5	Ochranné doby (Dead Time).....	39
8.6	Výkonová část.....	40
8.6.1	Napájení stejnosměrného meziobvodu.....	40
8.6.2	Tříúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory.....	40
8.6.3	Třífázová pasivní RL zátěž.....	41
9	Výsledky simulace.....	42
9.1	Simulace řídicího algoritmu subharmonické PWM.....	43
9.2	Simulace řídicího algoritmu SVM.....	46
9.3	Simulace veličin ve výkonovém obvodu střídače.....	49
9.4	Simulace spínacích procesů.....	51
9.4.1	1K-přechody.....	51
9.4.2	2K-přechody.....	53
9.4.3	Spínací procesy bez balancování plovoucích kondenzátorů.....	54
9.5	Výsledky harmonické analýzy.....	56
9.5.1	Harmonická analýza proudu (1K-přechody).....	56
9.5.2	Harmonická analýza proudu (2K-přechody).....	57
9.5.3	Harmonická analýza proudu (Bez balancování).....	59
10	Shrnutí.....	61
	Použitá literatura.....	62

Přílohy	63
Příloha 1	63
Příloha 2	66

Seznam obrázků

Obr. 1.1 Nepřímý měnič kmitočtu se stejnosměrným meziobvodem	1
Obr. 1.2 Dvouúrovňový střídač	1
Obr. 1.3 Porovnání průběhů výstupního napětí dvou a tříúrovňového střídače	2
Obr. 2.1 Jednofázový kaskádní pětiúrovňový střídač.....	3
Obr. 2.2 Jednofázový tříúrovňový střídač s upínacími diodami.....	4
Obr. 2.3 Třífázový tříúrovňový střídač s upínacími diodami	5
Obr. 2.4 Jednofázový tříúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory.....	6
Obr. 2.5 Třífázový tříúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory	7
Obr. 2.6 Ekvivalentní obvody pro spínací stavy 2 a 3 z hlediska napětí na zátěži.....	8
Obr. 2.7 Stavové diagramy pro tříúrovňový střídač	8
Obr. 2.8 Stavové diagramy pro 1K a 2K-přechody pro $i_z > 0$	9
Obr. 2.9 1K-přechod.....	10
Obr. 2.10 2K-přechod.....	11
Obr. 2.11 M^2C měnič.....	11
Obr. 3.1 Modulační a nosný signál pro výkonové měniče	12
Obr. 4.1 Průběhy napětí při obdélníkovém řízení	15
Obr. 4.2 Princip subharmonické PWM	15
Obr. 4.3 Symmetricall double edge regularly sampled PWM.....	16
Obr. 4.4 Asymmetricall double edge regularly sampled PWM	17
Obr. 4.5 Přemodulování.....	17
Obr. 4.6 Souvislost prostorového vektoru a třífázové soustavy pro dvouúrovňový střídač.....	18
Obr. 4.7 Clarkové transformace	18
Obr. 4.8 Spínací kombinace a prostorové vektory v komplexní rovině	19
Obr. 4.9 Vytváření vektoru V_{ref}	19
Obr. 4.10 Sekvence spínacích pulzů během periody T_c	21
Obr. 5.1 Subharmonická PWM pro tříúrovňový střídač s trojúhelníkovým nosným signálem.....	22
Obr. 5.2 Možnosti uspořádání trojúhelníkových nosných signálů	23
Obr. 5.3 Prostorové vektory tříúrovňového střídače v komplexní rovině	24
Obr. 5.4 Souvislost prostorového vektoru a třífázové soustavy pro tříúrovňový střídač	

.....	24
Obr. 5.5 Určení regionu pro Sektor 1	25
Obr. 5.6 Sekvence spínacích pulzů tříúrovňového střídače pro Sektor 1	27
Obr. 8.1 Simulační model PWM pro tříúrovňový měnič s plovoucími kondenzátory..	32
Obr. 8.2 Simulační model SVM pro tříúrovňový měnič s plovoucími kondenzátory...	33
Obr. 8.3 Blok PWM.....	34
Obr. 8.4 Blok pro získání prostorového vektoru v komplexní rovině.....	34
Obr. 8.5 Blok určení sektoru	35
Obr. 8.6 Blok výpočtu vektorů V_a a V_b	35
Obr. 8.7 Logika určení regionu	36
Obr. 8.8 Logika výpočtu aktivních dob sepnutí pro Region 1	36
Obr. 8.9 Blok výpočtu aktivních dob sepnutí pro Sektor a Region 1	37
Obr. 8.10 Blok spínací sekvence	37
Obr. 8.11 Modulátor	37
Obr. 8.12 Žádaná hladina napětí.....	38
Obr. 8.13 Balancování plovoucích kondenzátorů	38
Obr. 8.14 Přednabíjení plovoucích kondenzátorů	39
Obr. 8.15 Blok Dead Time	39
Obr. 8.16 Blok napájení stejnosměrného meziobvodu.....	40
Obr. 8.17 Blok třífázového střídače s plovoucími kondenzátory	41
Obr. 8.18 Blok třífázové RL zátěže.....	41
Obr. 9.1 Referenční a řídicí signály SE PWM, $f_r = 50\text{Hz}$	43
Obr. 9.2 Referenční a řídicí signály PD PWM, $f_r = 30\text{Hz}$	44
Obr. 9.3 Referenční a řídicí signály PD PWM, $f_r = 50\text{Hz}$	44
Obr. 9.4 Referenční a řídicí signály POD PWM, $f_r = 50\text{Hz}$	45
Obr. 9.5 Referenční a řídicí signály APOD PWM, $f_r = 50\text{Hz}$	45
Obr. 9.6 Simulace Clarkové transformace.....	46
Obr. 9.7 Pohyb prostorového vektoru	47
Obr. 9.8 Referenční a řídicí signály SVM	47
Obr. 9.9 Referenční signály SVM, $M = 0.9$	48
Obr. 9.10 Referenční a řídicí signály SVM, $M = 1$	48
Obr. 9.11 Simulace přednabíjení plovoucích kondenzátorů.....	49
Obr. 9.12 Průběhy napětí ve výkonovém obvodu	50

Obr. 9.13 Průběh třífázového proudu ($R_Z = 20 \Omega$, $L_Z = 20 \text{ mH}$, $\cos \varphi = 0,95$).....	51
Obr. 9.14 Průběh třífázového proudu ($R_Z = 20 \Omega$, $L_Z = 100 \text{ mH}$, $\cos \varphi = 0,54$).....	51
Obr. 9.15 Průběh napětí mezi fází a středem meziobvodu (1K)	52
Obr. 9.16 Průběh napětí na plovoucím kondenzátoru (1K).....	52
Obr. 9.17 Průběh třífázového proudu (1K).....	53
Obr. 9.18 Průběh napětí mezi fází a středem meziobvodu (2K)	53
Obr. 9.19 Průběh napětí na plovoucím kondenzátoru (2K).....	54
Obr. 9.20 Průběh třífázového proudu (2K).....	54
Obr. 9.21 Průběh napětí mezi fází a středem meziobvodu (bez balancování)	55
Obr. 9.22 Průběh napětí na plovoucím kondenzátoru (bez balancování).....	55
Obr. 9.23 Průběh třífázového proudu (bez balancování).....	55
Obr. 9.24 Harmonické spektrum proudu (1K)	57
Obr. 9.25 Harmonické spektrum proudu (2K)	58
Obr. 9.26 Harmonické spektrum proudu (bez balancování)	59
Obr. 1 Harmonické spektrum fázového napětí (1K-přechody)	63
Obr. 2 Harmonické spektrum fázového napětí (2K-přechody)	64
Obr. 3 Harmonické spektrum fázového napětí (Bez balancování).....	65

Seznam použitých symbolů

A, B, C	trojfázový systém
α, β	dvouosý systém
A_c	amplituda nosného signálu
A_r	amplituda referenčního signálu
C	kondenzátor ve stejnosměrném meziobvodu
C_1	plovoucí kondenzátor
C_{SM}	kondenzátor submodulu
D	zpětná dioda
D_1	upínací dioda
D_{1X}	střída první hladiny spínací sekvence
D_{2X}	střída druhé hladiny spínací sekvence
φ	pomocný úhel pro odvození velikostí \underline{V}_a a \underline{V}_b
f_c	frekvence nosného signálu
f_r	frekvence referenčního signálu
f_{sp}	spínací frekvence
i_G	proud řídicí elektrodou tranzistoru
i_{SM}	proud tekoucí submodulem
i_Z	proud tekoucí jednofázovou zátěží
L_Z	indukčnost zátěže
M	modulační index
m	počet úrovní střídače
R_Z	odpor zátěže
R_n	nabíjecí odpor
s	počet nezávislých napět'ových zdrojů
S	výkonový spínací prvek
t	čas
T	aktivní doba sepnutí
θ	úhel natočení referenčního prostorového vektoru
t_{DT}	ochranná doba
T_c	spínací perioda
T_s	simulační krok
T_{vz}	vzorkovací perioda
u_{0A}	napětí mezi fází A a středem stejnosměrného meziobvodu
u_{AB}	sdužené napětí mezi fázemi AB
u_{ZA}	fázové napětí fáze A
U_C	napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu
U_{C1}	napětí plovoucím kondenzátoru
u_G	napětí na řídicí elektrodě tranzistoru
U_k	efektivní hodnota k-té harmonické
U_p	maximální dosažitelné napětí při asynchronní PWM
U_{OR}	napětí při obdélníkovém řízení
U_{SM}	napětí na submodulem
U_Z	napětí na jednofázové zátěži (fázové napětí)

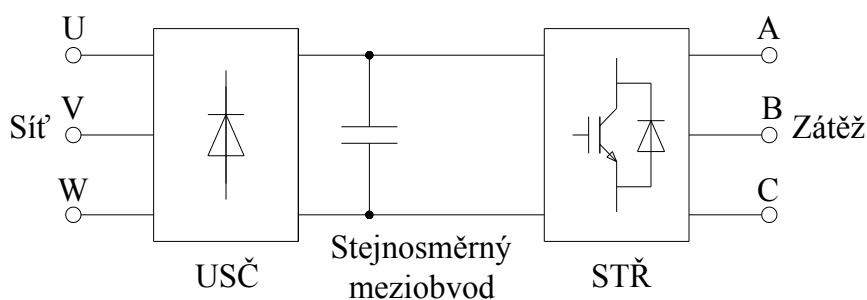
U_1	efektivní hodnota základní harmonické
V	výkonový tranzistor
\underline{V}	prostorový vektor
$\underline{V}_{\text{ref}}$	referenční prostorový vektor
z	střída
Z	jednofázová zátěž

Seznam použitých indexů

A, B, C	indexy jednotlivých fází
a, b	indexy pro vektory určující region
α, β	indexy dvouosého systému
n	index jmenovité hodnoty
1 - 6	indexy pořadí jednotlivých výkonových součástí
0 - 3	indexy pořadí jednotlivých aktivních dob sepnutí
0 - 19	indexy pořadí jednotlivých prostorových vektorů

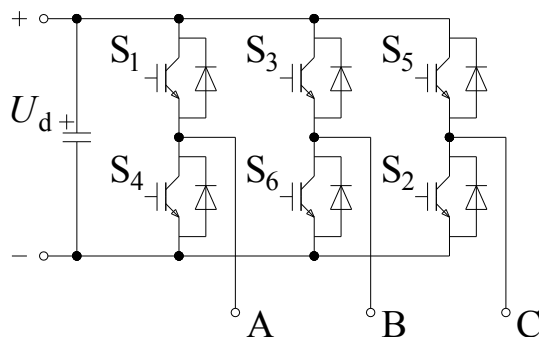
1 Úvod

Pro řízení elektrického motoru je zapotřebí výkonového měniče, který připíná napájecí napětí na svorky motoru vhodným spínáním jednotlivých výkonových součástek (GTO, IGBT, IGCT). V našem případě se budeme zajímat o nepřímé měniče kmitočtu, které jsou napájeny ze střídavé sítě a vznikají spojením vstupního usměrňovače (neřízeného nebo řízeného), stejnosměrného meziobvodu (napět'ového nebo proudového) a výstupního střídače (napět'ového nebo proudového). Pomocí usměrňovače je napětí sítě usměrněno a udržováno ve stejnosměrném meziobvodu, který impedančně odděluje střídač a usměrňovač. Výstupem ze střídače je střídavé napětí požadované amplitudy a kmitočtu. Schéma nepřímého měniče kmitočtu s napět'ovým meziobvodem je vidět na Obr. 1.1. Napětí na výstupu měniče lze měnit samotným zapojením střídače.



Obr. 1.1 Nepřímý měnič kmitočtu se stejnosměrným meziobvodem

Základním zapojením napět'ového střídače je 3f můstek, který je na Obr. 1.2.

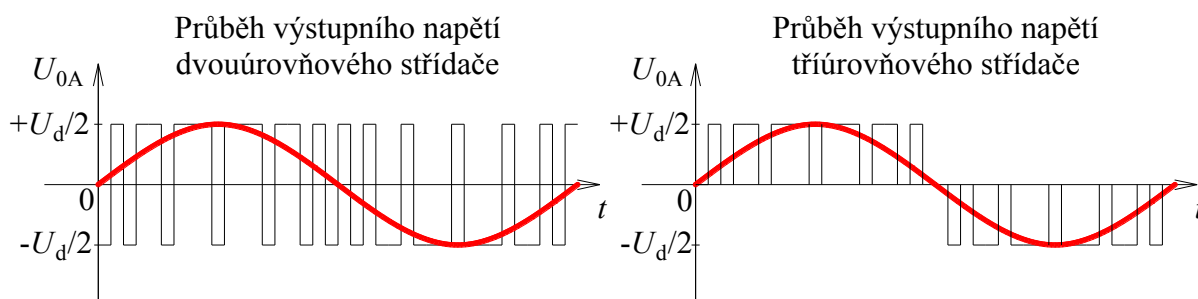


Obr. 1.2 Dvouúrovňový střídač

Jedná se o dvouúrovňový střídač, jelikož výstup každé fáze může být připnut buď ke kladnému, nebo k zápornému pólu meziobvodu. Pokud bychom chtěli na fázi přivést kladné napětí $+U_d/2$, musíme sepnout jednu výkonovou součástku z horní větve (S_1, S_3, S_5) a naopak pro záporné napětí $-U_d/2$ sepneme jednu výkonovou součástku z dolní větve (S_4, S_6, S_2). Dále je také nutné zajistit, aby nedošlo k sepnutí dvou součástek z jedné větve současně. Taková situace by způsobila zkratování stejnosměrného meziobvodu. Jednotlivé součástky jsou namáhány celkovým napětím meziobvodu U_d . Z tohoto důvodu, je toto zapojení nevhodné pro vysokonapět'ové aplikace, jelikož by výkonové součástky byly namáhány nepřijatelně velkým napětím. Tento problém lze řešit například sériovým řazením součástek. To ovšem přináší značné problémy. Vzhledem k odchylkám dynamických parametrů jednotlivých součástek v sérii nedojde vždy k jejich současnému

zapnutí nebo vypnutí, což by mohlo vést k jejich destrukci. Mnohem elegantnější řešení spočívá v použití jiné topologie střídače, u níž sériové řazení odpadá. Takovýchto topologií využívají víceúrovňové střídače.

Jejich název je odvozen z toho, že napětí mezi fází střídače a středem meziobvodu U_{0A} nabývá více než dvou úrovní. Porovnání průběhů výstupního napětí dvou a víceúrovňového střídače je na Obr. 1.3.



Obr. 1.3 Porovnání průběhů výstupního napětí dvou a tříúrovňového střídače

Víceúrovňové střídače se realizují jako tří-, čtyř-, pěti- a sedmiúrovňové. Teoreticky je možné uvažovat až n -úrovňový střídač, ale pro vyšší počet úrovní napětí je realizace a řídicí strategie velmi složitá. Volba požadovaného počtu hladin je limitována napěťovou zatížitelností jednotlivých spínacích součástí. Napětí ve stejnosměrném meziobvodu se rozdělí mezi sepnuté výkonové součástky, což umožňuje použití součástek s nižší napěťovou zatížitelností než u dvouúrovňového střídače. U víceúrovňových měničů je nutné, aby napětí přecházelo vždy jen mezi dvěma sousedícími napěťovými hladinami. Pokud by došlo k přechodu mimo rámec sousedících hladin, objevilo by se na výkonových prvcích napětí, jehož hodnota by závisela na počtu překročených napěťových hladin. Tím pádem by použití víceúrovňového střídače postrádalo smysl. Proto je zapotřebí řešit balancování rozdílných napěťových úrovní. Pokud se jejich velikost liší, je dvojice součástek zatěžována větším napětím než je dovolené a v některých případech by mohlo dojít i k její destrukci. Dále lze říci, že s rostoucím počtem napěťových hladin bude obsah základní harmonické v průběhu výstupního napětí vyšší.

1.1 Výhody víceúrovňových střídačů

1. Možnost několikanásobného navýšení napěťové zatížitelnosti jednotlivých výkonových součástek bez komplikací, které vznikají u sériového řazení součástek.
2. Snížený obsah vyšších harmonických výstupního napětí bez zvýšení spínací frekvence.
3. Snížení obsahu vyšších harmonických vede ke zlepšení problému s odrazy vln v kabelech k zátěži, které mohou poškodit vinutí elektrického motoru.
4. Pokles elektromagnetického rušení.

1.2 Nevýhody víceúrovňových střídačů

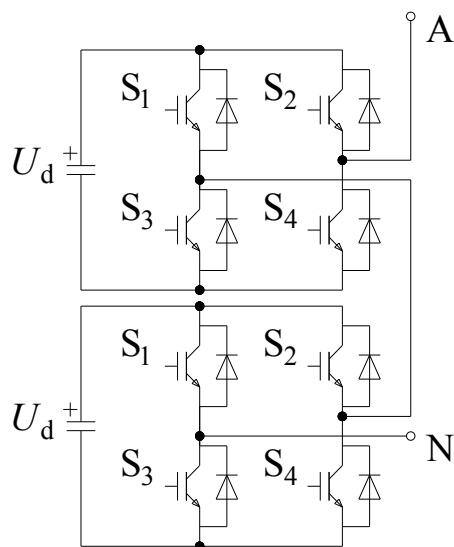
1. S rostoucím počtem napěťových hladin roste počet polovodičových prvků a tím i pořizovací cena střídače.
2. Vyšší složitost řízení než bývá u dvouúrovňových měničů.

2 Topologie víceúrovňových střídačů

V [3] je uvedeno několik nejvíce používaných topologií víceúrovňových střídačů založených na polovodičové technice: kaskádní víceúrovňový střídač (*Cascaded H-bridge multilevel inverter*), víceúrovňový střídač s upínacími diodami (*Diode-clamped multilevel inverter*), víceúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory (*Flying capacitor multilevel inverter*) a modulární víceúrovňový měnič (*Modular multilevel converter - M²C*). V této kapitole jsou popsány základní vlastnosti, spínací pochody, výhody a nevýhody výše uvedených topologií. Pro snadnější pochopení funkce jsou vybrána jen základní uspořádání střídačů. Další topologie lze nalézt např. v [6] a [7].

2.1 Kaskádní víceúrovňový střídač

Jedná se o první topologii založenou na polovodičové technice, která byla popsána a sestavena roku 1975. Kaskádní víceúrovňový střídač se skládá ze sériově zapojených jednofázových můstků, také nazývaných H-můstky. Jednofázový pětiúrovňový střídač sestává ze dvou sériově zapojených H-můstků (viz Obr. 2.1). Každý můstek obsahuje čtyři výkonové spínače se zpětnými diodami ($S_1 - S_4$) a jeden napěťový stejnosměrný zdroj. Jako zdroj lze použít například baterie nebo palivové a solární články. Všechny použité zdroje musí být navrženy na stejnou napěťovou hladinu U_d . Pro získání třífázového zapojení je nutné doplnit zapojení z Obr. 2.1 o další dva totožné řetězce a vzájemně propojit jejich uzly (N).



Obr. 2.1 Jednofázový kaskádní pětiúrovňový střídač

Vhodným sepnutím spínacích prvků $S_1 - S_4$ jednoho z H-můstků lze získat výstupní napětí o amplitudě $\pm U_d$ nebo 0. Sepnutím spínačů S_2 a S_3 získáme na výstupu napětí $+U_d$. Pokud budou sepnuty spínače S_1 a S_4 , objeví se na výstupu napětí $-U_d$. Nulového výstupního napětí je docíleno sepnutím S_1 a S_2 nebo S_3 a S_4 .

Tab. 2.1 popisuje souběžné spínání horního a dolního H-můstku pětiúrovňového střídače. Je možné vidět, že příspěvky napětí od jednotlivých můstků se sčítají a výstupní napětí dosahuje požadovaných pěti úrovní $\pm 2U_d$, $\pm U_d$ a 0. Těchto napěťových hladin lze dosáhnout 16 spínacími kombinacemi. Dále můžeme pozorovat, že toto zapojení umožňuje redundantní spínání, tj. spínání v rámci jedné napěťové hladiny pomocí různých spínacích kombinací.

Počet úrovní kaskádního střídače lze určit ze vztahu:

$$m = 2s + 1$$

2-1

m počet úrovní kaskádního střídače

s počet nezávislých napěťových zdrojů

Tab. 2.1 Spínací stavy kaskádního pětiúrovňového střídače

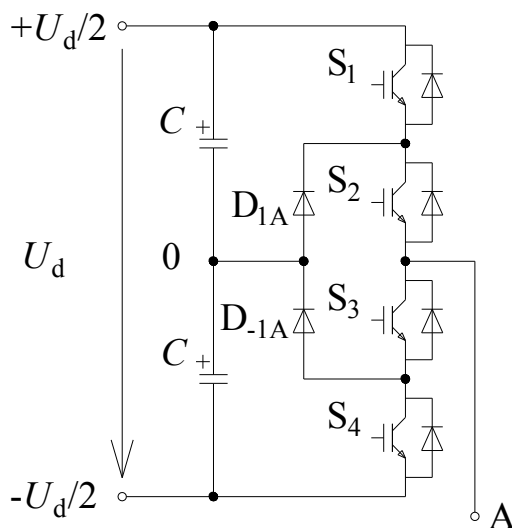
		Horní můstek			
		S_2+S_3	S_1+S_4	S_1+S_2	S_3+S_4
Dolní můstek	S_2+S_3	$+2U_d$	0	$+U_d$	$+U_d$
	S_1+S_4	0	$-2U_d$	$-U_d$	$-U_d$
	S_1+S_2	$+U_d$	$-U_d$	0	0
	S_3+S_4	$+U_d$	$-U_d$	0	0

Výhodou této topologie je stejné uspořádání jednotlivých můstků. Tím roste modularita, a tím klesne výrobní cena. S rostoucí modularitou roste i obsah základní harmonické ve výstupním průběhu napětí. Další velkou výhodou je možnost použití snadnější řídicí strategie oproti ostatním topologiím.

Mezi hlavní nevýhody patří především potřeba nezávislých napájecích zdrojů. Pokud nejsou k dispozici, lze použít jako zdroj transformátor, jehož sekundární vinutí je rozděleno na několik galvanicky oddělených sekcí. Další náhradou mohou být kondenzátory, na nichž stabilizujeme napětí vhodnou řídicí strategií.

Kaskádní víceúrovňové měniče se používají především v hybridních pohonech, pro kompenzaci jalového výkonu nebo jako měniče obnovitelných zdrojů.

2.2 Víceúrovňový střídač s upínacími diodami



Obr. 2.2 Jednofázový tříúrovňový střídač s upínacími diodami

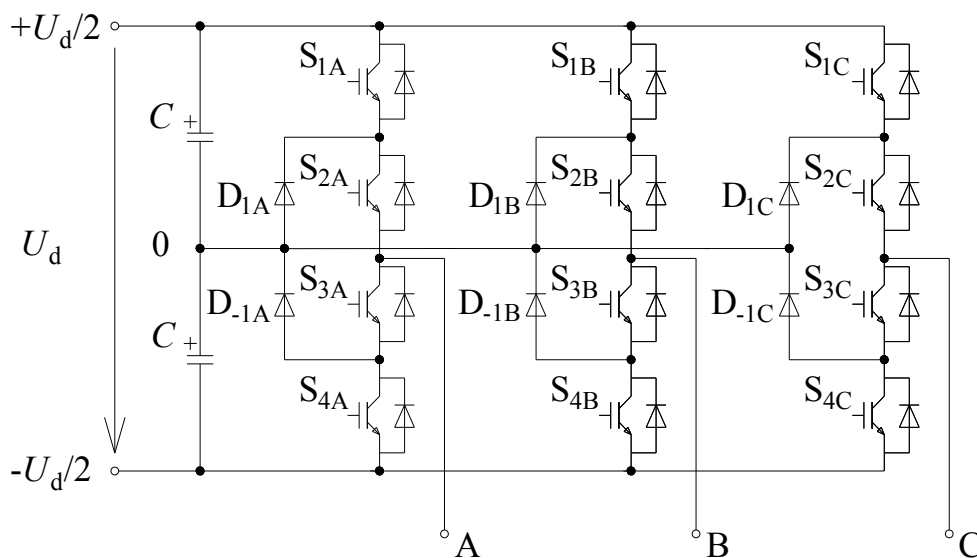
Tato topologie byla vyvinuta roku 1980. Jedná se o první víceúrovňový střídač umožňující použití pouze jednoho napěťového zdroje. Na Obr. 2.2 je zobrazen jednofázový tříúrovňový střídač s upínacími diodami, obsahující čtyři výkonové spínače se zpětnými diodami ($S_1 - S_4$), upínací diody (D_{1A} , D_{-1A}) a kondenzátory, tvořící napěťový

dělič. Napětí v meziobvodu U_d se rozdělí tak, že na každém kondenzátoru je napětí $U_d/2$. Dělení napětí umožňují diody, které jsou upnuty ke středu meziobvodu (0).

Tab. 2.2 Spínací stavy tříúrovňového střídače s upínacími diodami

Spínací stav	S_1	S_2	S_3	S_4	U_A
1	0	0	1	1	$-U_d/2$
2	0	1	1	0	0
3	1	0	0	1	Nelze
4	1	1	0	0	$+U_d/2$

Výkonové spínače $S_1 - S_4$ tvoří spínací dvojice S_1, S_3 a S_2, S_4 . Tyto dvojice spínají komplementárně. To znamená, že spínače tvořící dvojice nemohou být sepnuty společně. Při sepnutí S_1 resp. S_2 vypíná S_3 resp. S_4 a naopak. Z Tab. 2.2 je zřejmé, že vhodným sepnutím součástek $S_1 - S_4$ lze získat tři hodnoty napětí $\pm U_d/2$ nebo 0. Sepnutím S_1 a S_2 resp. S_3 a S_4 se na výstupu objeví napětí $+U_d/2$ resp. $-U_d/2$. Nulové výstupní napětí získáme sepnutím prvků S_2 a S_3 . Dále lze říci, že toto zapojení neumožňuje redundantní spínání, jelikož existují pouze tři spínací kombinace s definovaným výstupním napětím. Pro každou hladinu jedna.



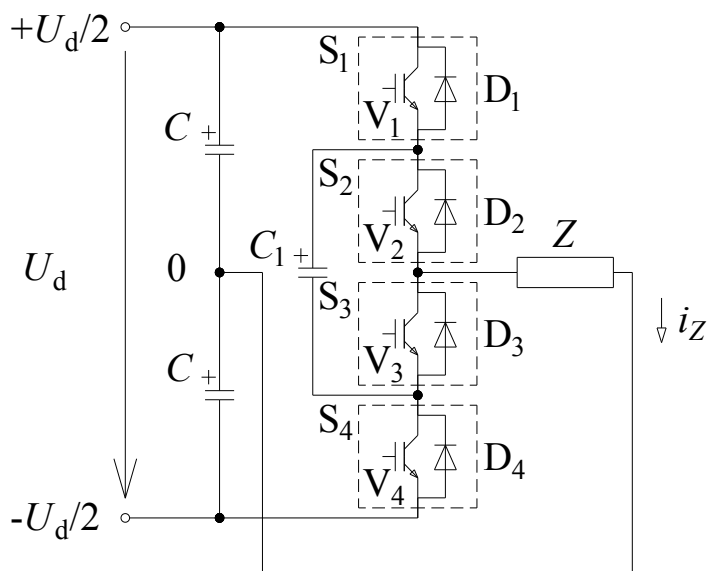
Obr. 2.3 Třífázový tříúrovňový střídač s upínacími diodami

Na Obr. 2.3 je zobrazeno zapojení třífázového střídače s upínacími diodami. Je vidět, že jednotlivé fáze střídače jsou totožné. Vzhledem k propojení fází se středem v meziobvodu (0) dochází k vzájemnému ovlivňování poměrů v jednotlivých fázích.

Další velkou nevýhodou této topologie je kolísání napětí na kapacitním děliči v meziobvodu. S rostoucím počtem hladin se tento problém projevuje výrazněji. To má za následek nerovnoměrné zatěžování spínacích prvků. Upínací diody musí být dimenzovány na stejné napětí jako aktivní součástky. Z tohoto důvodu musí jejich počet narůstat se zvyšujícím se počtem napěťových hladin. Tento typ měniče se vyskytuje především v tříúrovňovém provedení v pohonařských aplikacích. Dále ho lze použít při kompenzaci jalového výkonu.

2.3 Víceúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory

Tato topologie byla vyvinuta roku 1992. Nejjednodušším zapojením je jednofázový tříúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory, který je zobrazen na Obr. 2.4. Pomocí jednofázového schématu lze poměrně jednoduše vysvětlit základní princip funkce tohoto střídače.



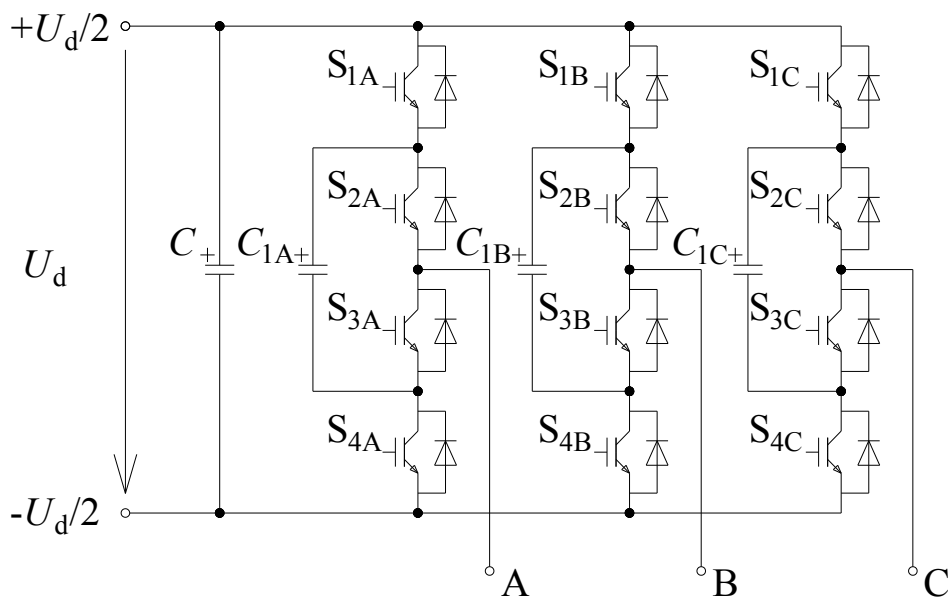
Obr. 2.4 Jednofázový tříúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory

Jednofázové provedení se skládá z napěťového děliče tvořeného kondenzátory C , plovoucího kondenzátorem C_1 , jehož význam a funkce bude popsána níže, čtyř sériově zapojených výkonových spínacích prvků se zpětnými diodami ($S_1 - S_4$), zajišťujících obousměrné vedení proudu, a jednofázové zátěže Z . U jednofázového provedení je zátěž připojena mezi fází střídače a střed stejnosměrného meziobvodu (0). Tím vzniká problém s kolísáním napětí, který lze vyřešit vhodnou spínací strategií bez použití přídavných součástek nebo obvodů. Napětí ve stejnosměrném meziobvodu je U_d . To se rovnoměrně rozdělí na kondenzátorech C , které se chovají jako zdroje napětí $U_d/2$.

Tab. 2.3 Spínací stavy tříúrovňového střídače s plovoucími kondenzátory pro $i_z > 0$

Spínací stav	S_1	S_2	S_3	S_4	U_Z
1	0	0	1	1	$-U_d/2$
2	1	0	1	0	0
3	0	1	0	1	0
4	1	1	0	0	$+U_d/2$

Z Tab. 2.3 je zřejmé, že lze spínat napětí mezi třemi hladinami $+U_d/2$, 0 a $-U_d/2$. Je možné volit mezi čtyřmi spínacími stavy. Vždy musí být zajištěno komplementární spínání dvojic S_1, S_4 a S_2, S_3 . Při sepnutí S_1 a S_2 bude na fázi přivedeno napětí $+U_d/2$. Pokud sepneme S_3 a S_4 , objeví se na fázi napětí $-U_d/2$. Pro zbylé dva stavy (sepnutí S_1 a S_3 nebo S_2 a S_4) bude fázové napětí nulové. To je zajištěno pomocí plovoucího kondenzátoru. Střídač umožňuje redundantní spínání, jelikož existují dva spínací stavy pro vnitřní napěťovou hladinu.



Obr. 2.5 Třífázový tříúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory

Na Obr. 2.3 je třífázové provedení tříúrovňového střídače s plovoucími kondenzátory. Použitím třífázového zapojení odpadá problém s kolísáním napětí, jelikož není zapotřebí vytvářet střed ve stejnosměrném meziobvodu. Velkou výhodou je to, že jsme schopni každou fázi střídače řídit nezávisle na ostatních, což například u víceúrovňového střídače s upínacími diodami není možné vlivem propojení středu meziobvodu (0).

2.3.1 Balancování napětí na plovoucím kondenzátoru

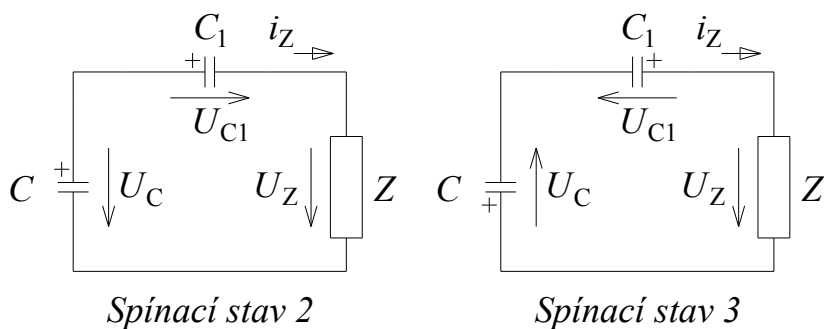
Pro správné pochopení významu balancování je nejprve zapotřebí přesněji definovat funkci a vlastnosti plovoucího kondenzátoru. Při uvažování tříúrovňového zapojení z Obr. 2.4, je kladný pól plovoucího kondenzátoru zapojen mezi první a druhý spínací prvek a záporný pól mezi třetí a čtvrtý. Jeho název je odvozen od faktu, že potenciál obou svorek kondenzátoru se mění s potenciálem stejnosměrného meziobvodu. Jmenovitá hodnota napětí na plovoucím kondenzátoru U_{C1n} je rovna polovině napětí ve stejnosměrném meziobvodu, což popisuje rovnice (2-2).

$$U_{C1n} = \frac{U_d}{2} \quad 2-2$$

Pro třífázové zapojení platí, že všechny plovoucí kondenzátory C_{1A} , C_{1B} a C_{1C} mají shodné jmenovité napětí U_{C1n} :

$$U_{C1An} = U_{C1Bn} = U_{C1Cn} = \frac{U_d}{2} \quad 2-3$$

Napětí na plovoucím kondenzátoru závisí na polaritě proudu zátěže. Pokud budeme uvažovat kladnou polaritu proudu a budou sepnuty spínače S_2 a S_4 , bude se plovoucí kondenzátor vybíjet. Při sepnutí S_1 a S_3 se bude plovoucí kondenzátor nabíjet. Naopak je tomu pro zápornou polaritu proudu.

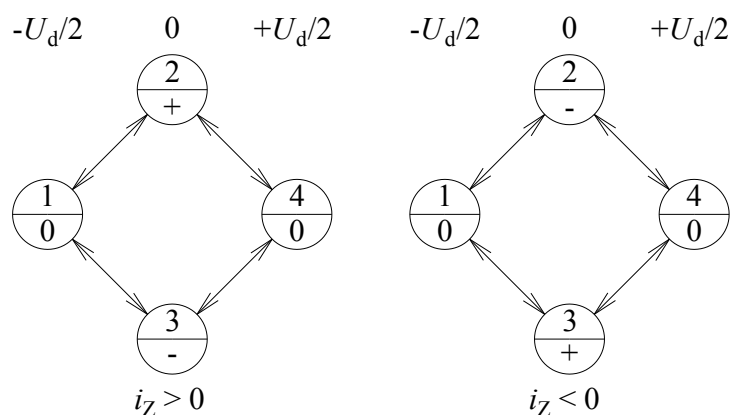


Obr. 2.6 Ekvivalentní obvody pro spínací stavy 2 a 3 z hlediska napětí na zátěži

$$U_{C1} - U_C + U_Z = 0 \quad 2-4$$

$$-U_{C1} + U_C + U_Z = 0 \quad 2-5$$

Velikost napětí na plovoucích kondenzátorech stanovuje hodnotu vnitřní napěťové hladiny. Pro ověření tohoto tvrzení je zapotřebí zavést ekvivalentní obvody pro spínací stavy 2, 3 (viz Obr. 2.6). Pro tyto obvody platí napěťové rovnice (2-4) a (2-5), z nichž vyplývá, že vnitřní napěťová hladina je rovna nule pouze tehdy, pokud je splněna podmínka $U_{C1} = U_{C1n}$. Proto je zapotřebí balancovat plovoucí kondenzátory, což znamená, udržovat jejich napětí na jmenovité hodnotě.



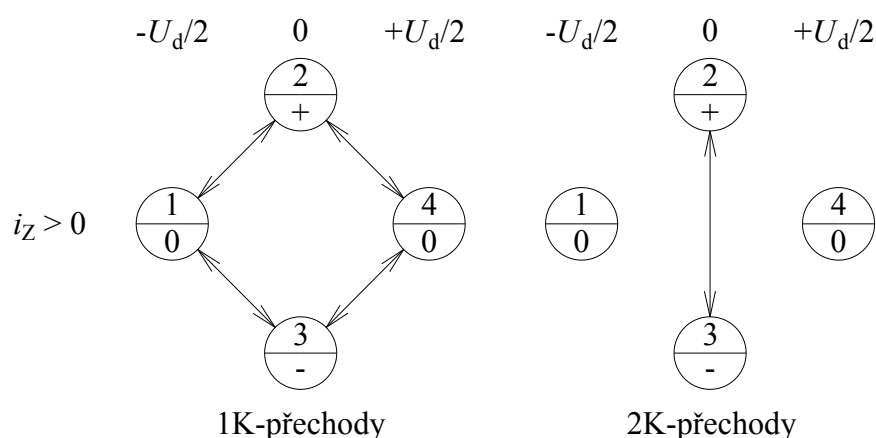
Obr. 2.7 Stavové diagramy pro tříúrovňový střídač

Pro snadnější pochopení spínacích procesů při balancování plovoucích kondenzátorů se zavádějí tzv. stavové diagramy, znázorňující počet existujících spínacích stavů a přechody mezi nimi za jasně definovaných podmínek. Na Obr. 2.7 jsou stavové diagramy pro tříúrovňový střídač. V horní části kruhů se vyskytují spínací stavy. Šipky znázorňují možné přechody mezi jednotlivými stavy. Z toho vyplývá, že lze spínat pouze mezi sousedícími napěťovými hladinami. Ve spodní části kruhů je stav, ve kterém se nachází plovoucí kondenzátor. Symbol "+" resp. "-" představuje nabíjení resp. vybíjení plovoucího kondenzátoru. Stav, kdy není plovoucí kondenzátor ovlivňován, je reprezentován symbolem "0". Stavové digramy popisují i skutečnost, že vybíjecí a nabíjecí proces závisí na polaritě proudu i_Z . Dále lze celkem přehledně určit redundantní spínací stavy, tedy stavy, kterými je dosaženo stejné napěťové hladiny. Pro tříúrovňový střídač jsou to stavy 2 a 3. Po zavedení příslušných stavových diagramů, lze snadno zvolit nejvhodnější spínací

stav v závislosti na spínacím stavu a polaritě proudu. Velmi podrobně se problematikou balancování napětí na plovoucích kondenzátorech zabývá [6].

2.3.2 Spínací procesy

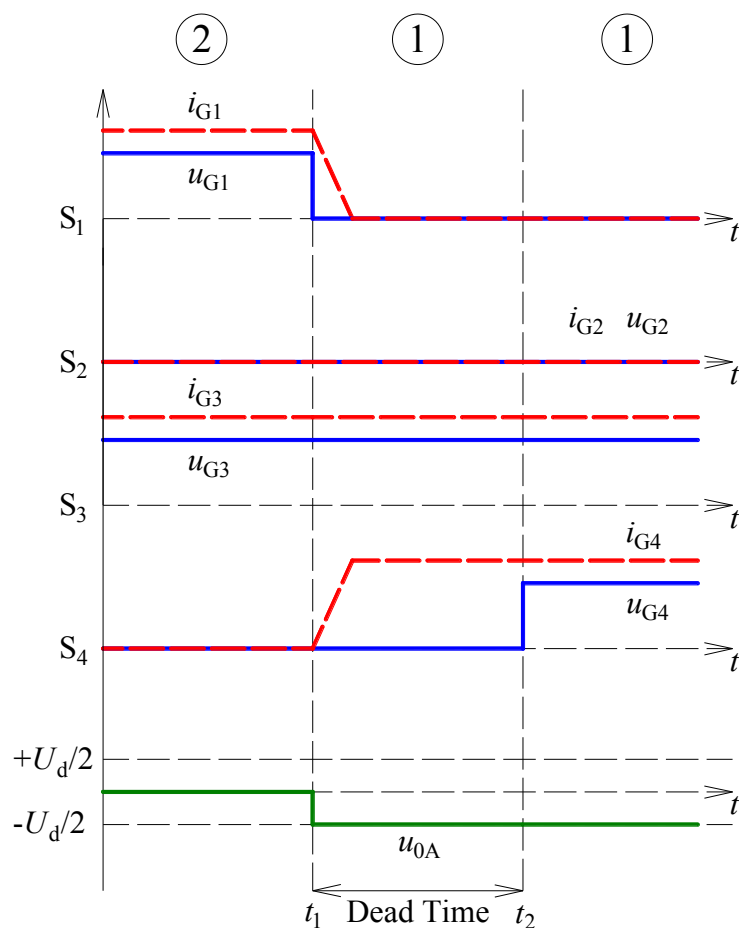
Spínací procesy víceúrovňových střídačů jsou založeny na komplementárním spínání výkonových prvků, které jsou rozděleny do komplementárních spínacích dvojic. Pro tříúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory existují dvě komplementární spínací dvojice, což neplatí pro střídač dvouúrovňový, u kterého existuje pouze jedna. Z toho vyplývá, že víceúrovňové střídače dávají jistou možnost ovlivnit spínací proces počtem sepnutých komplementárních dvojic. Označením 1K-přechod se rozumí přechod, ve kterém se objevuje pouze jedna komutace. To znamená, že komutuje pouze jedna komplementární spínací dvojice. Při 2K-přechodu se objevují dvě komutace. To znamená, že komutují dvě komplementární spínací dvojice. Z hlediska počtu spínacích součástí může dojít u tříúrovňového střídače maximálně k 2K-přechodu. Při uvažování pětiúrovňových střídačů, lze dosáhnout 3K až 4K-přechodu. Spínací procesy pětiúrovňových střídačů jsou popsány v [3].



Obr. 2.8 Stavové diagramy pro 1K a 2K-přechody pro $i_Z > 0$

Na Obr. 2.8 jsou zobrazeny stavové diagramy popisující 1K a 2K-přechody tříúrovňového střídače s plovoucími kondenzátory, z nichž vyplývá, že existuje osm 1K-přechodů a dva 2K-přechody mezi spínacími stavy pro oba směry proudu i_Z .

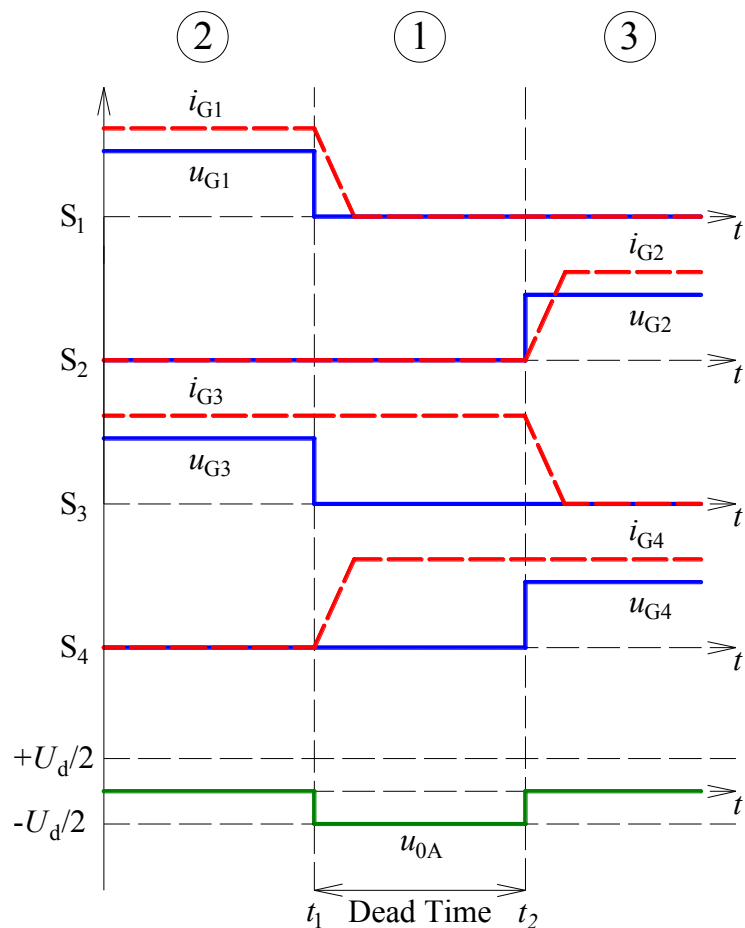
Pro správně pochopení problematiky je výhodné popsat spínací proces v časovém měřítku. Je jasné, že jednotlivé spínací dvojice nemohou vypnout a sepnout ve stejném okamžiku. To je zajištěno pomocí ochranné doby (*Dead Time*). Jedná se o časový úsek mezi vypnutím a sepnutím příslušných spínacích prvků. Na Obr. 2.9 je graficky znázorněn 1K-přechod ze stavu 2 do stavu 1 pro kladný směr proudu. Je zřejmé, že spínače S_2 a S_3 nejsou řídicím algoritmem ovlivňovány a spínají pouze spínače S_1 a S_4 představující jednu komplementární spínací dvojici. Stav jednotlivých spínacích prvků je dán Tab. 2.3. Pro spínací stav 2 platí, že spínací prvky S_1 , S_3 jsou sepnuty a S_2 , S_4 vypnuty. Proud i_Z teče přes tranzistor V_1 a zpětnou diodu D_3 . Výstupní napětí je rovno nule. V čase t_1 vypíná S_1 , dochází ke komutaci proudu na zpětnou diodu D_4 a fáze A je připojena k potenciálu $-U_d/2$. Nyní je střídač ve stavu 1. V čase t_2 sepne S_2 . Pro čas $t > t_2$ je přechod ukončen, vedou spínače S_3 , S_4 a proud i_Z teče přes zpětné diody D_3 a D_4 .



Obr. 2.9 1K-přechod

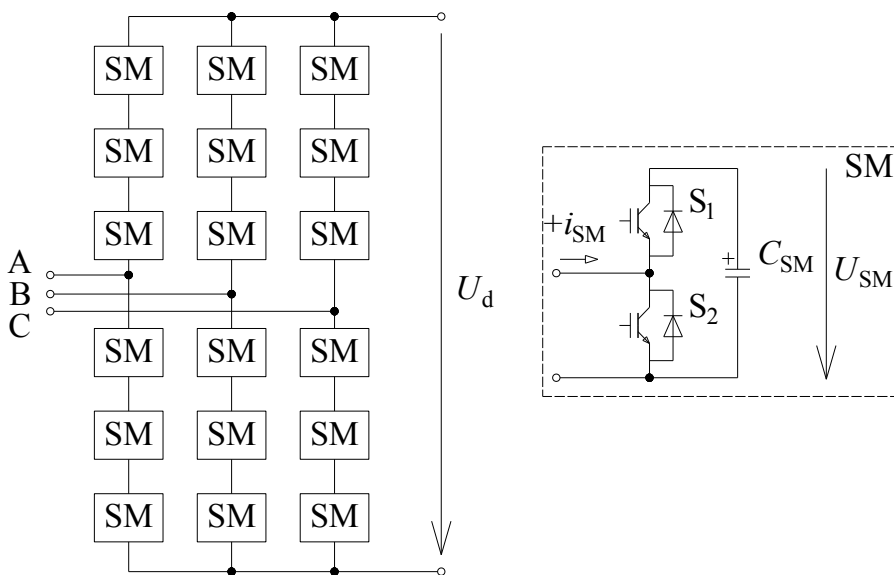
Na Obr. 2.10 je graficky znázorněn 2K-přechod ze stavu 2 do stavu 3 pro kladný směr proudu. Je zřejmé, že spínají jak spínače S_1 a S_4 představující první komplementární spínací dvojici, tak i spínače S_2 a S_3 , které tvoří druhou komplementární spínací dvojici. Stav jednotlivých spínacích prvků je dán Tab. 2.3. Pro spínací stav 2 platí, že spínací prvky S_1 , S_3 jsou sepnuty a S_2 , S_4 vypnuty. Proud i_Z teče přes tranzistor V_1 a zpětnou diodu D_3 . Výstupní napětí je rovno nule. V čase t_1 vypíná S_1 a S_3 , dochází ke komutaci proudu na zpětnou diodu D_4 a fáze A je připojena k potenciálu $-U_d/2$. Nyní je střídač ve stavu 1. V čase t_2 sepne S_2 a S_4 . Proud komutuje ze zpětné diody D_3 na tranzistor V_2 . Střídač je ve stavu 3 a výstupní napětí je opět rovno nule. Pro čas $t > t_2$ je přechod ukončen, vedou spínače S_2 , S_4 a proud i_Z teče přes tranzistor V_2 a zpětnou diodu D_4 .

Hlavní rozdíl mezi 1K a 2K-přechody lze vyzorovat z průběhů výstupního napětí u_{0A} po dobu trvání ochranné doby. Zatímco u 1K-přechodu je výstupní napětí po celou dobu konstantní, tak u 2K-přechodu výstupní napětí přechází mezi sousedícími napěťovými hladinami. Přestup mezi napěťovými hladinami má za následek zvýšení spínací frekvence výkonových prvků. Zvyšování spínací frekvence souvisí se zvlněním napětí na plovoucím kondenzátoru. Se zvyšující se spínací frekvencí bude napětí na plovoucím kondenzátoru lépe stabilizováno. Pro 3K a 4K-přechody platí, že výstupní napětí přestupuje přes dvě a více napěťových hladin. Pro správnou funkci střídače jsou tyto přestupy nepřipustné.



Obr. 2.10 2K-přechod

2.4 Modulární víceúrovňový měnič M²C



Obr. 2.11 M²C měnič

Nejnovější topologií je modulární víceúrovňový měnič. Tento typ byl vyvinut v roce 2003. Základní zapojení je na Obr. 2.11. Můžeme pozorovat jistou podobnost s kaskádním víceúrovňovým měničem. Rozdílem je použití pólů, nazývaných submoduly. Každý submodul obsahuje dva výkonové spínací prvky se zpětnými diodami (S_1 , S_2) a

kondenzátor C_{SM} . Napětí na každém submodule je měřeno, což dává poměrně velkou volnost v použití řídicí strategie. Z Tab. 2.4 je zřejmé, že pomocí čtyř spínacích stavů lze dosáhnout dvou hodnot výstupního napětí každého submodule.

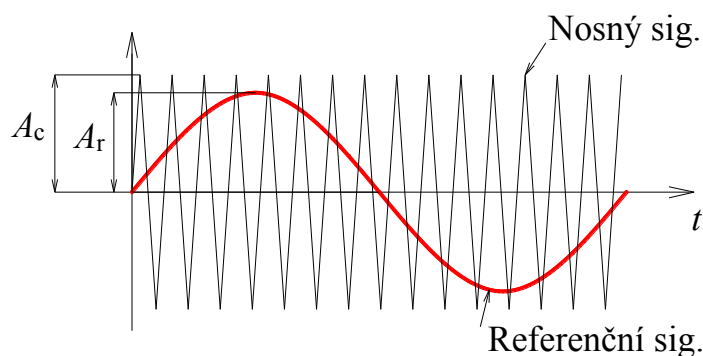
1. S_1 je sepnut a S_2 vypnut. Proud submoduleem je kladný, kondenzátor je nabíjen a napětí na výstupu je rovno U_{SM} .
2. S_1 je sepnut a S_2 vypnut. Proud submoduleem je záporný, kondenzátor je vybíjen a napětí na výstupu je rovno U_{SM} .
3. S_1 je vypnut a S_2 sepnut. Proud submoduleem je kladný, napětí na kondenzátoru a výstupu je rovno nule.
4. S_1 je vypnut a S_2 sepnut. Proud submoduleem je záporný, napětí na kondenzátoru a výstupu je rovno nule.

Tab. 2.4 Spínací stavy submodule M^2C měniče

Spínací stav	S_1	S_2	I_{SM}	U_{SM}	C
1	1	0	+	U_{SM}	+
2	1	0	-	U_{SM}	-
3	0	1	+	0	0
4	0	1	-	0	0

Tato topologie se vyznačuje vysokou modularitou. Měnič neobsahuje žádné další vnější obvody a součástky. Také nemá kondenzátor ve stejnosměrném meziobvodu. To znamená, že jeho odolnost vůči zkratům výrazně roste. Měnič pracuje s vysokou účinností a dynamikou řízení. Za největší výhodu by se dala považovat výměna poškozených submoduleů za provozu měniče. Z těchto důvodů je M^2C měnič v dnešní době perspektivní topologií a je vhodný například pro solární systémy, HVDC přenosy, větrné elektrárny a napájení velkých měst nebo železnic.

3 Modulace a jejich dělení



Obr. 3.1 Modulační a nosný signál pro výkonové měniče

Jednoduše řečeno je modulace změna určité vlastnosti nosného signálu pomocí signálu referenčního (modulačního). Používá se tam, kde nelze zprostředkovat přenos informace pouze pomocí nosného signálu [5]. A to především ve výkonové elektronice, kde je

informací žádaný průběh proudu a napětí, který je z řídicích obvodů přenášen na výkonové prvky. Dále se modulace hojně používají v telekomunikačních technologiích. Na Obr. 3.1 je zobrazen typický průběh referenčního a nosného signálu pro výkonovou elektroniku. Zde je referenční signál modulován na signál nosný. Výsledkem takovéto modulace je signál modulovaný. Z hlediska harmonického složení výstupního signálu se zavádí dva parametry – modulační index a frekvenční poměr.

3.1 Modulační index

Prvním parametrem je modulační index. Jedná se o poměr modulované a nemodulované veličiny. Dalo by se říci, že udává míru deformace modulovaného signálu. Při vysokém modulačním indexu bude modulovaný signál více odpovídat referenčnímu signálu a naopak. Volba výpočtu modulačního indexu závisí především na algoritmu modulační metody. Z tohoto důvodu literatura zavádí modulační index (hloubku modulace) různými způsoby. Proto bude názorné uvést několik základních interpretací.

V [1] je modulační index uveden jako poměr amplitudy základní harmonické výstupního napětí k napětí při obdélníkovém řízení, kde $M = 1$. Pro asynchronní PWM platí:

$$M = \frac{U_p}{U_{OŘ}} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} U_d}{\frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d} = \frac{\pi}{4} = 0,785 \quad 3-1$$

U_d napětí ve stejnosměrném meziobvodu výkonového měniče
 U_p maximální dosažitelné napětí při asynchronní PWM

Například [3] definuje modulační index jako poměr amplitudy referenčního signálu A_r k amplitudě nosného signálu A_c (viz. Obr. 3.1).

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad 3-2$$

U vybraných typů modulací, např. modulace prostorového vektoru, se můžeme setkat s výpočtem modulačního indexu jako poměr modulu referenčního vektoru \underline{V}_{ref} a napětí ve stejnosměrném obvodu měniče U_d .

$$M = \frac{\sqrt{3} \cdot \underline{V}_{ref}}{U_d} \quad 3-3$$

3.2 Frekvenční poměr

Dalším parametrem je frekvenční poměr P . Ten je definován jako poměr kmitočtů nosného signálu f_c a referenčního signálu f_r . Čím vyšší je kmitočet nosného signálu, tím vyšší je obsah základní harmonické napětí na výstupu střídače.

$$P = \frac{f_c}{f_r} \quad 3-4$$

3.3 Rozdělení modulací

Globálně lze rozdělit modulace do dvou skupin. První skupinu představují modulace synchronní. Pro synchronní modulace je charakteristické, že spínací kmitočet je násobkem generovaného kmitočtu. Druhou skupinou jsou asynchronní modulace, u nichž kmitočet generovaného signálu nezávisí na kmitočtu spínacím, který je konstantní. Výhodou asynchronní modulace je využití spínací schopnosti výkonových spínačů v celém rozsahu generovaného kmitočtu. Za nevýhodu lze považovat to, že při nízkých výstupních kmitočtech je spínací kmitočet výkonových součástí během jedné periody příliš vysoký. Pro vyšší generované kmitočty nemusí být spínací kmitočet dostatečný a dojde ke zkreslení signálu. Tento problém řeší synchronní modulace.

Jedno z možných podrobnějších dělení je uvedeno v [1]:

1. Dopředná modulace - jedná se o modulace bez využití zpětné vazby. Modulační algoritmus je naprogramován dopředu.

- PWM s nosnou vlnou (*Carrier - Based Pulse Width Modulation*)
 - Subharmonická metoda (*Subharmonic method*)
 - Modulace prostorového vektoru (*Space Vector Modulation*)
 - Synchronizované nosná modulace (*Synchronized Carrier Modulation*)
- PWM bez nosné vlny (*Carrierless Pulse Width Modulation*)

2. Zpětnovazební modulace - jedná se o modulace se zpětnou vazbou. Modulační algoritmus spočívá v porovnání skutečné a žádané hodnoty. Výsledná odchylka ovlivňuje regulovanou veličinu.

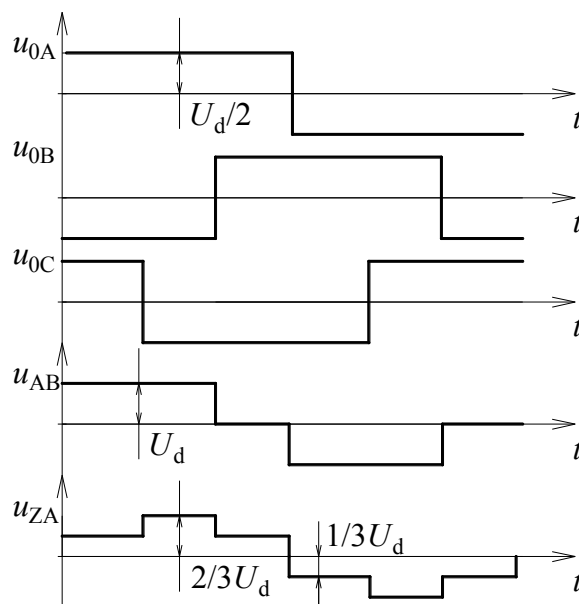
- Hysterezní proudová regulace
- Suboscilační proudová regulace
- Proudová regulace v souřadnicích pole
- Metoda Look-Up table

4 Modulační techniky pro dvouúrovňové střídače

4.1 Obdélníkové řízení

Jedná se o nejjednodušší řídicí algoritmus, který neumožňuje měnit amplitudu základní harmonické výstupního napětí. Používá se především pro dvouúrovňový napět'ový střídač, jehož zapojení je na Obr. 1.2. Můžeme říci, že obdélníkové řízení je základem složitějších typů modulací. Pro jejich správné pochopení je tedy nezbytné popsat průběhy výstupního napětí při obdélníkovém řízení (viz. Obr. 4.1).

Nejprve je nutné definovat body, mezi kterými je výstupní napětí měřeno. Napětí u_{0A} , u_{0B} a u_{0C} jsou napětí mezi příslušnou výstupní svorkou měniče a fiktivním středem kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu výkonového měniče. Tato napětí jsou spínána ve dvou hladinách a jejich velikost je $\pm U_d/2$. Dalším průběhem je sdružené napětí u_{AB} , měřené mezi fázemi A a B. Nabývá hodnot $+U_d$, $-U_d$ a 0. Posledním průběhem je fázové napětí u_{ZA} , které je měřeno proti uzlu zátěže a může nabývat hodnot $1/3 U_d$ a $2/3 U_d$ v obou polaritách.

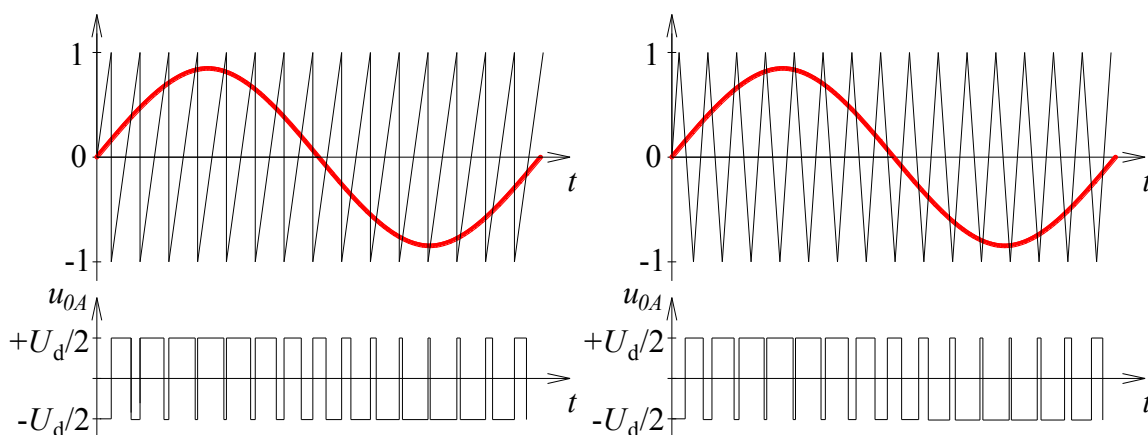


Obr. 4.1 Průběhy napětí při obdélníkovém řízení

4.2 Pulzně šířková modulace (PWM)

V dnešní době se jedná o nejrozšířenější a nejpoužívanější modulační techniku ve výkonové elektronice spadající do skupiny asynchronních modulací. Na rozdíl od obdélníkového řízení umožňuje měnit kmitočet a amplitudu základní harmonické výstupního napětí. Řídicí strategie je založena na střídání aktivních a nulových stavů. Lze říci, že se jedná o vkládání mezer do průběhů napětí při obdélníkového řízení. PWM je přizpůsobena k dvoustavovému spínání, což je ideální pro dnes používané výkonové součástky, kterými jsou tranzistory IGBT. Jelikož v sepnutém stavu mají minimální úbytek napětí a ve vypnutém stavu jimi prochází minimální proud. Z toho vyplývá, že řídicí strategií je docílena minimalizace přechodných zapínacích a vypínacích dějů a tedy i výkonových ztrát.

4.2.1 Subharmonická PWM

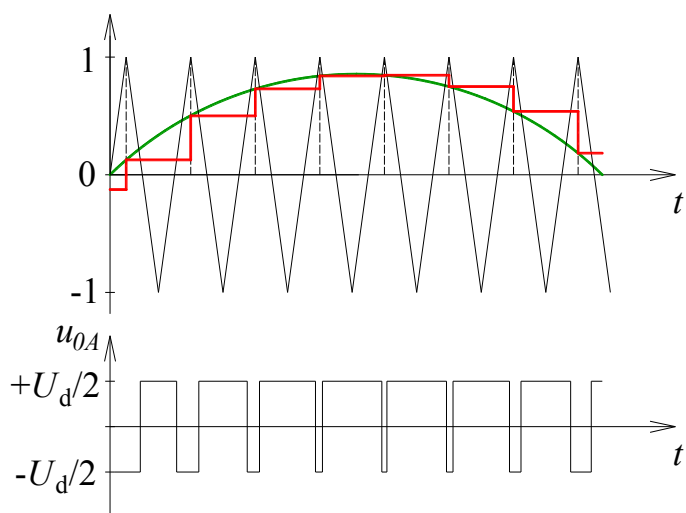


Obr. 4.2 Princip subharmonické PWM

Tato metoda spočívá v porovnávání referenčního a nosného signálu. Nosný signál může mít pilový nebo trojúhelníkový průběh. Referenční signál má sinusový průběh o požadovaném kmitočtu. Pokud je okamžitá hodnota referenčního signálu vyšší než

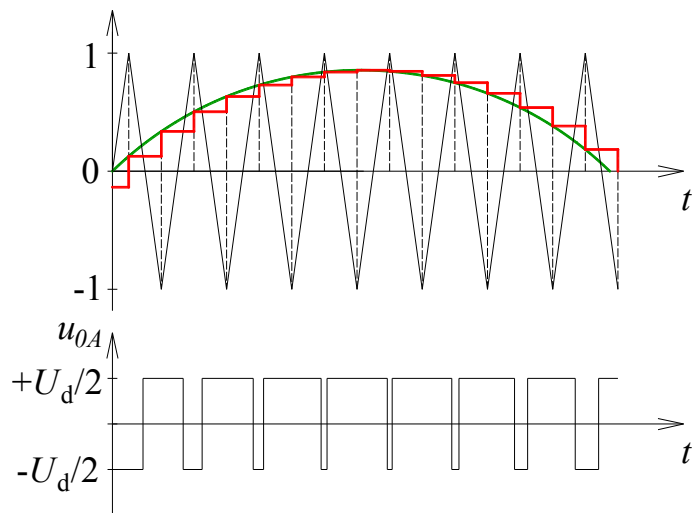
okamžitá hodnota nosného signálu, nabývá výstupní napětí kladné hodnoty. V opačném případě je výstupní napětí nulové. Princip subharmonické PWM pro oba typy nosného signálu je na Obr. 4.2. Z výsledků harmonické analýzy vyplývá, že trojúhelníkový průběh má menší obsah vyšších harmonických složek. Subharmonickou PWM se podrobně se zabývá například [2] a [5].

Ve skutečnosti můžeme uvažovat analogovou a číslicovou realizaci subharmonické PWM. Analogová PWM (*Naturally sampled PWM*) je charakterizována tím, že spínací signály jsou generovány okamžitě po protnutí nosného a referenčního signálu. Příklad analogové PWM je na Obr. 4.2. Implementace analogové PWM do číslicového systému by byla značně složitá, proto byla vyvinuta číslicová PWM (*Regularly sampled PWM*) uvažující vzorkování v čase a kvantování v amplitudě. Z toho vyplývá, že pracuje s diskrétními hodnotami referenčního signálu. Ten se mění skokově a pulzy jsou generovány krátce po okamžiku protnutí nosného a referenčního signálu. Tím mohou být nesprávně generovány spínací pulzy, což vede ke zvýšení spínacích ztrát a obsahu vyšších harmonických ve výstupním napětí.



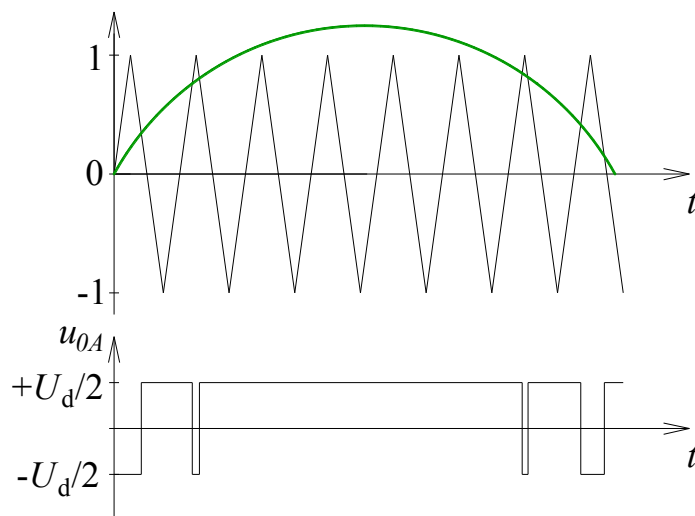
Obr. 4.3 Symmetrical double edge regularly sampled PWM

Tento nežádoucí jev lze eliminovat vzorkováním referenčního signálu pouze v amplitudě nosného signálu. Poté je hodnota vzorku udržována a porovnávána po celou dobu vzorkovací periody. Rozlišujeme dva způsoby vzorkování. První je v anglické literatuře označován jako „*Symmetrical double edge regularly sampled PWM*“, kde vzorkujeme jednou za periodu nosného signálu a to například v horní úvrati jako je tomu na Obr. 4.3. Druhý způsob vzorkování se nazývá „*Asymmetrical double edge regularly sampled PWM*“. Zde je referenční signál vzorkován každou půlperiodou nosného signálu (viz Obr. 4.4). Uvedené typy vzorkování platí, pokud použijeme jako nosný signál trojúhelník. Při použití pilového signálu vzorkujeme vždy při nulování signálu, tzn. na začátku periody. Takovýto způsob nazýváme „*Single edge regularly sampled PWM*“.



Obr. 4.4 Asymmetrically double edge regularly sampled PWM

Pokud je modulační index M větší než 1, dochází k přemodulování. Na Obr. 4.5 zobrazeno uspořádání referenčního a nosného signálu při přemodulování. Jestliže nedojde k protnutí obou signálů, nevygenerují se příslušné pulzy. Obvykle se využívá ke zvýšení amplitudy výstupního napětí. Nevýhodou však je, že dochází ke zkreslení signálu. Při dostatečně vysokém modulačním indexu bude průběh výstupního napětí totožný s průběhy při obdélníkovém řízení (viz Obr. 4.1).



Obr. 4.5 Přemodulování

4.2.2 Modulační prostorového vektoru (SVM)

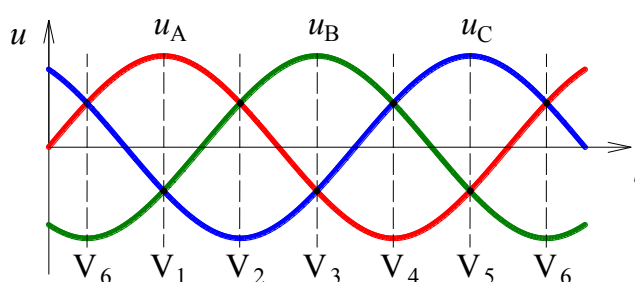
V předchozí kapitole byl probrán princip subharmonické PWM. U této modulační metody je umístění spínacích pulzů předem dáno a nelze ho pomocí základní řídicí strategie měnit. Z hlediska harmonického složení výstupního signálu je výhodné mít možnost volby umístění spínacích pulzů během každé periody nosného signálu. Toho lze docílit pomocí modulační prostorového vektoru, která explicitně definuje polohu spínacích pulzů a tím minimalizuje obsah vyšších harmonických složek ve výstupním signálu. Pro vysvětlení bychom měli nejprve zavést pojem prostorový vektor napětí a vyjádřit ho v komplexní rovině.

Základem této modulační metody je výše zmíněné obdélníkové řízení, pomocí kterého jsme schopni generovat šest aktivních stavů vhodným sepnutím spínacích prvků. Každá

spínací kombinace odpovídá jednomu napěťovému vektoru. Z toho lze usoudit, že existuje jistá souvislost mezi třífázovou napěťovou soustavou a prostorovým vektorem (viz Obr. 4.6). Pokud bychom požadovali například vektor \underline{V}_1 , museli bychom přivést mezi jednotlivé fáze a střed stejnosměrného meziobvodu napětí o velikosti:

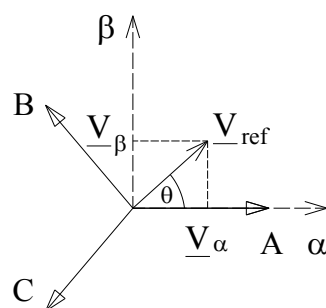
$$u_{A0} = +\frac{U_d}{2}, u_{B0} = -\frac{U_d}{2}, u_{C0} = -\frac{U_d}{2} \quad 4-1$$

Na Obr. 4.6 je vidět, že polarita napětí u_{A0} , u_{B0} a u_{C0} odpovídá polaritě napětí třífázového systému a jednotlivé prostorové vektory jsou fázově posunuty o $\pi/3$. Napětí odpovídající polarity a velikosti přivedeme na fázi sepnutím vhodných výkonových součástek. Přesný způsob získání napětí $\pm U_d/2$ je popsán v úvodní kapitole a jednotlivé spínací kombinace jsou zobrazeny na Obr. 4.8. Je zřejmé, že zbylé prostorové vektory bychom určili obdobným způsobem.



Obr. 4.6 Souvislost prostorového vektoru a třífázové soustavy pro dvouúrovňový střídač

Prostorové vektory v komplexní rovině lze získat Clarkovou transformací fázových napětí trojfázového systému (A, B, C) do dvouosého systému (α , β), přičemž osa α je totožná s osou A a je kladena do reálné osy (viz Obr. 4.7).



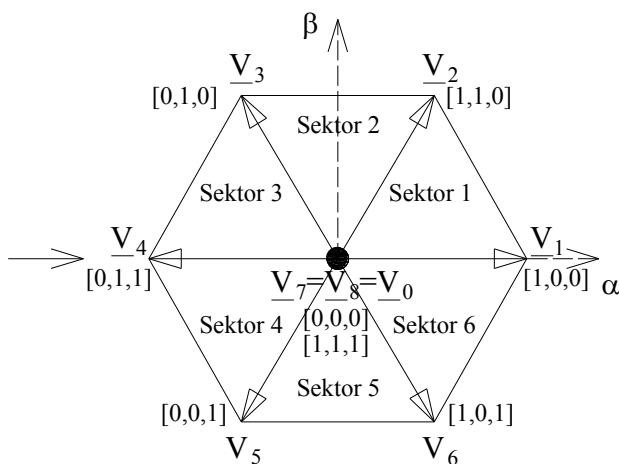
Obr. 4.7 Clarkové transformace

Clarkové transformace je definována vztahem:

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_\alpha \\ \underline{V}_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix} \quad 4-2$$

Pro dvouúrovňový napěťový střídač existuje osm možných spínacích kombinací, kterým odpovídá osm vektorů výstupního napětí (viz Obr. 4.8).

	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
\underline{V}_1	1	1	0	0	0	1
\underline{V}_2	1	1	1	0	0	0
\underline{V}_3	0	1	1	1	0	0
\underline{V}_4	0	0	1	1	1	0
\underline{V}_5	0	0	0	1	1	1
\underline{V}_6	1	0	0	0	1	1
\underline{V}_7	1	0	1	0	1	0
\underline{V}_8	0	1	0	1	0	1

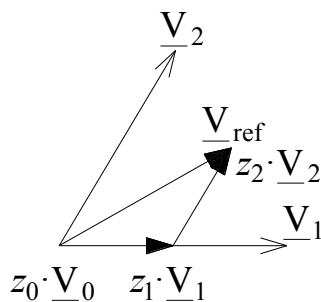


Obr. 4.8 Spínací kombinace a prostorové vektory v komplexní rovině

Vektory $\underline{V}_1 - \underline{V}_6$ jsou vektory aktivní a $\underline{V}_7, \underline{V}_8$ jsou vektory pasivní (nulové vektory). Nulové vektory vznikají sepnutím všech horních nebo dolních spínacích prvků střídače. Koncové body vektorů $\underline{V}_1 - \underline{V}_6$ tvoří šestiúhelník a jejich amplituda je $2/3 U_d$. Z Obr. 4.9 je zřejmé, že spínáním vektorů $\underline{V}_1 - \underline{V}_8$ získáme uvnitř šestiúhelníku požadovaný referenční vektor \underline{V}_{ref} , který je například pro Sektor 1 získán ze tří složek vektorů $\underline{V}_0, \underline{V}_1, \underline{V}_2$. Velikost a úhel vektoru \underline{V}_{ref} jsou dány poměrnou dobou sepnutí jednotlivých vektorů a lze ho určit podle vztahu:

$$\underline{V}_{ref} \cdot T_c = z_0 \cdot \underline{V}_0 + z_1 \cdot \underline{V}_1 + z_2 \cdot \underline{V}_2 = \frac{T_0}{T_c} \underline{V}_0 + \frac{T_1}{T_c} \underline{V}_1 + \frac{T_2}{T_c} \underline{V}_2 \quad 4-3$$

kde T_0, T_1, T_2 jsou aktivní doby sepnutí jednotlivých vektorů a T_c je spínací perioda.



Obr. 4.9 Vytváření vektoru \underline{V}_{ref}

Ze vztahu (4-3) je zřejmé, že pro získání požadovaného referenčního vektoru \underline{V}_{ref} musíme vypočítat aktivní doby sepnutí T_0, T_1, T_2 a amplitudy vektorů. Aktivní doby sepnutí se budou lišit v závislosti na tom, který sektor uvažujeme. Jejich odvození pro Sektor 1 můžeme provést např. podle [4].

Referenční vektor \underline{V}_{ref} je definován rovnicí (4-3). Spínací perioda T_c je dána součtem jednotlivých aktivních dob.

$$T_c = T_0 + T_1 + T_2 \quad 4-4$$

Pozice vektorů $\underline{V}_0, \underline{V}_1$ a \underline{V}_2 je dána amplitudou a úhlem.

$$\underline{V}_0 = 0, \underline{V}_1 = \frac{2}{3} U_d, \underline{V}_2 = \frac{2}{3} U_d e^{j\frac{\pi}{3}} \quad 4-5$$

Dosazením amplitudy a úhlů jednotlivých vektorů do rovnice (4-3) získáme:

$$\underline{V}_{\text{ref}} \cdot T_c \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} = \frac{T_1}{T_c} \cdot \frac{2}{3} U_d \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + \frac{T_2}{T_c} \cdot \frac{2}{3} U_d \cdot \begin{pmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \quad 4-6$$

Dále pro zjednodušení výpočtu rozdělíme vztah (4-6) na reálnou a imaginární část.

$$\underline{V}_{\text{ref}} \cdot T_c \cdot \cos \theta = \frac{T_1}{T_c} \cdot \frac{2}{3} U_d + \frac{T_2}{T_c} \cdot \frac{2}{3} U_d \cdot \cos \frac{\pi}{3} \quad 4-7$$

$$\underline{V}_{\text{ref}} \cdot T_c \cdot \sin \theta = \frac{T_2}{T_c} \cdot \frac{2}{3} U_d \cdot \sin \frac{\pi}{3} \quad 4-8$$

Nyní je možné vypočítat T_1 , T_2 , T_0 z rovnic (4-7), (4-8) a (4-4).

$$T_1 = T_c \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot \underline{V}_{\text{ref}}}{U_d} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) = T_c \cdot M \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \quad 4-9$$

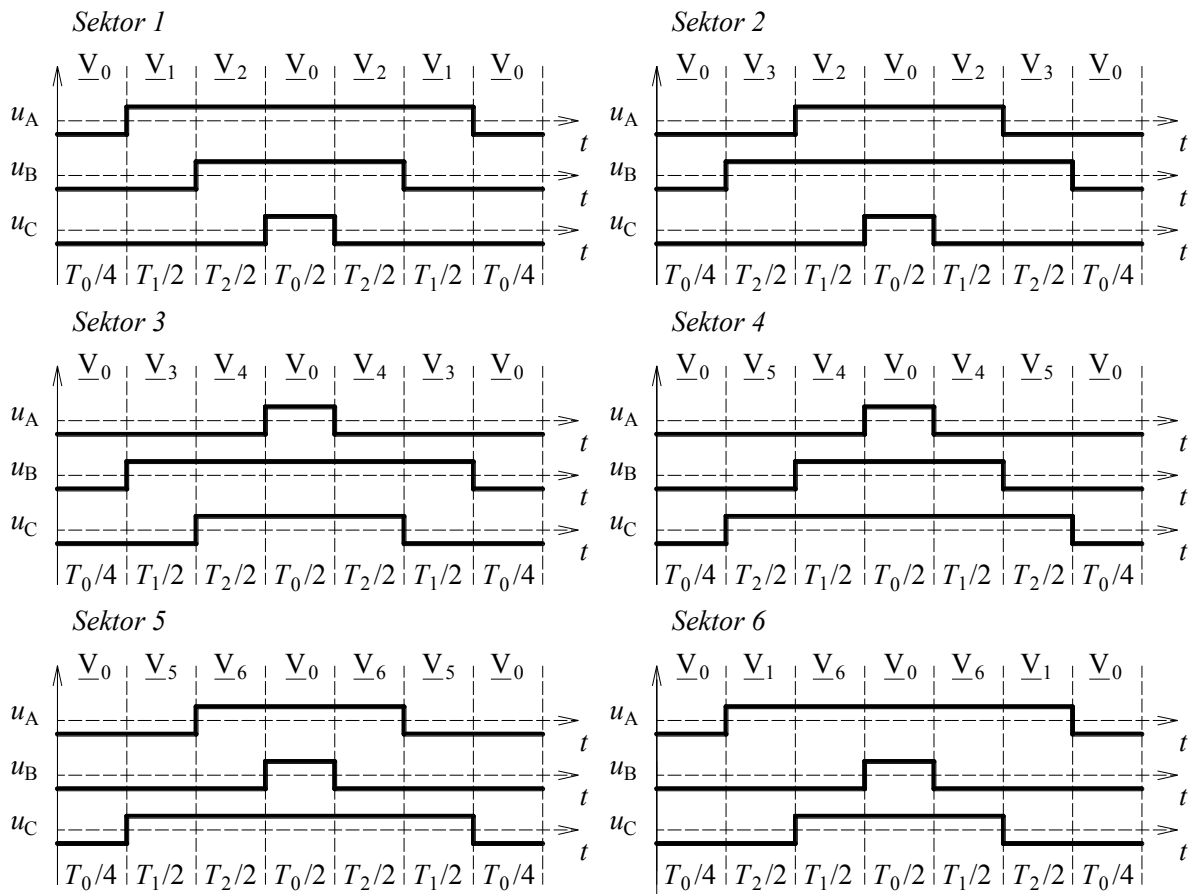
$$T_2 = T_c \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot \underline{V}_{\text{ref}}}{U_d} \sin \theta = T_c \cdot M \cdot \sin \theta \quad 4-10$$

$$T_0 = T_c - T_1 - T_2 \quad 4-11$$

Odvození pro aktivní doby sepnutí v ostatních sektorech by bylo obdobné. Odlišnost je pouze v úhlu natočení jednotlivých prostorových vektorů.

Na Obr. 4.10 jsou zobrazeny sekvence spínacích pulzů pro jednotlivé sektory. Z hlediska harmonické skladby je nejvýhodnější centrovat spínací pulzy kolem středu spínací periody T_c . Je vidět, že spínací perioda je rozdělena na sedm částí, jejichž doba trvání je definována aktivními dobami T_1 , T_2 a T_0 , které jsme získali z rovnic (4-9), (4-10) a (4-11). Každá část odpovídá napětíovému vektoru. Například pro vektor \underline{V}_1 je napětí na fázi A kladné a na zbývajících fázích záporné. Přesně tak tomu je na Obr. 4.6 postihujícím souvislost prostorového vektoru s třífázovou napětíovou soustavou.

Z průběhů spínacích sekvencí je možné určit střídu jednotlivých výkonových prvků pro příslušné fáze. Doba, po kterou průběh nabývá kladné resp. záporné hodnoty, odpovídá střídě výkonové součástky z horní resp. dolní větve střídače.



Obr. 4.10 Sekvence spínacích pulzů během periody T_c

Tab. 4.1 ukazuje střidu jednotlivých spínacích prvků během spínací periody T_c . Je zřejmé, že její velikost pro každý výkonový prvek závisí na sektoru, ve kterém se nacházíme. Trojice spínacích prvků S_1, S_3 a S_5 představují horní větev a naopak spínače S_4, S_6 a S_2 dolní větev dvouúrovňového střídače. Aby nedošlo ke zkratu fáze střídače a zdroje, nesmí být současně sepnuty oba prvky příslušné fáze. To je zajištěno tak, že střída prvku z dolní větve je vždy doplňkem prvku z horní větve (viz Tab. 4.1). Ze střidy v jednotlivých sektorech lze získat referenční průběhy pro každou fázi. Ty jsou předány modulátoru, kde jsou porovnány s nosným signálem. Výsledkem jsou spínací pulzy pro výkonové prvky.

Tab. 4.1 Střída (Duty cycle) jednotlivých spínacích prvků během periody T_c

		Horní větev		Dolní větev				Horní větev		Dolní větev	
		S_1	$T_0/2+T_1+T_2$	S_4	$T_0/2$			S_1	$T_0/2$	S_4	$T_0/2+T_1+T_2$
Sektor	1	S_3	$T_0/2+T_2$	S_6	$T_0/2+T_1$	4	S_5	$T_0/2+T_1+T_2$	S_2	$T_0/2$	
		S_5	$T_0/2$	S_2	$T_0/2+T_1+T_2$		S_1	$T_0/2+T_2$	S_4	$T_0/2+T_1$	
		S_1	$T_0/2+T_1$	S_4	$T_0/2+T_2$		S_3	$T_0/2$	S_6	$T_0/2+T_1+T_2$	
	2	S_3	$T_0/2+T_1+T_2$	S_6	$T_0/2$	5	S_5	$T_0/2+T_1+T_2$	S_2	$T_0/2$	
		S_5	$T_0/2$	S_2	$T_0/2+T_1+T_2$		S_1	$T_0/2+T_2$	S_4	$T_0/2+T_1$	
		S_1	$T_0/2$	S_4	$T_0/2+T_1+T_2$		S_3	$T_0/2$	S_6	$T_0/2+T_1+T_2$	
3	S_3	$T_0/2+T_1+T_2$	S_6	$T_0/2$	6	S_5	$T_0/2+T_1+T_2$	S_2	$T_0/2$		
	S_5	$T_0/2+T_2$	S_2	$T_0/2+T_1$		S_1	$T_0/2+T_1+T_2$	S_4	$T_0/2$		
	S_1	$T_0/2$	S_4	$T_0/2+T_1+T_2$		S_3	$T_0/2$	S_6	$T_0/2+T_1+T_2$		

Princip řídicího algoritmu lze tedy shrnout do několika základních bodů:

1. Určení sektoru šestiúhelníku, ve kterém se nachází referenční vektor \underline{V}_{ref} .
2. Výpočet aktivních dob sepnutí T_0, T_1, T_2 pro daný sektor.
3. Výběr vhodné sekvence pulzů a výpočet střídavy jednotlivých spínacích prvků
4. Získání referenčních průběhů

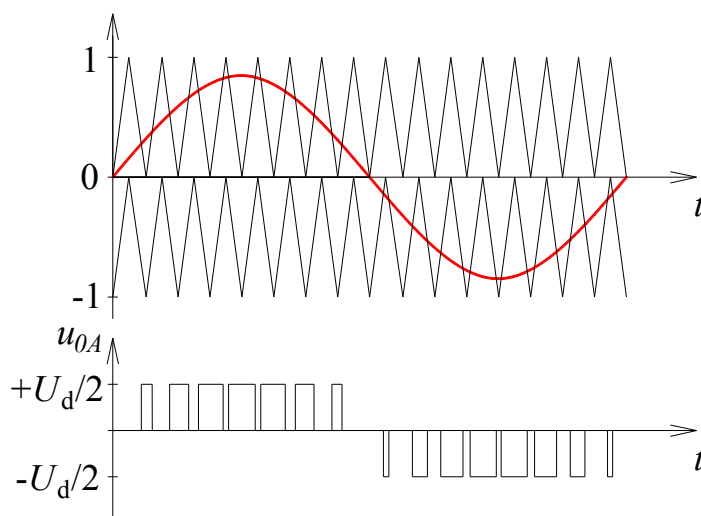
Modulací prostorového vektoru pro dvouúrovňové střídače se zabývá např. [2], [7] a [11].

5 Modulační techniky pro víceúrovňové střídače

Existuje mnoho konkrétních modulačních technik a řídicích strategií (viz kapitola 3.3). Jednotlivé způsoby modulací a řízení lze hodnotit například z hlediska harmonického zkreslení výstupního proudu, spínacích ztrát, rychlosti odezvy na změnu zadání a dalších (viz kapitola 6). Tato kapitola se zabývá používanými metodami především pro řízení víceúrovňových měničů s plovoucími kondenzátory, a to subharmonickou PWM a modulací prostorového vektoru. S ohledem na praktickou část práce, budou uvedeny pouze modulační techniky pro tříúrovňové střídače.

5.1 Subharmonická PWM

Subharmonická PWM pro víceúrovňové střídače je založena na stejném principu jako u dvouúrovňových střídačů. Ten spočívá v porovnávání referenčního a nosného signálu. Nosný signál může mít opět pilovitý nebo trojúhelníkový průběh a referenční signál průběh sinusový. Hlavním rozdílem mezi subharmonickou PWM pro řízení dvouúrovňového a víceúrovňového střídače je v počtu nosných signálů. Pro dvouúrovňový střídač je použit pouze jeden nosný signál a napětí mezi u_{0A} nabývá hodnot $\pm U_d/2$. Pokud budeme uvažovat tříúrovňový střídač, budou použity dva nosné signály a napětí u_{0A} bude spínáno ve třech hladinách $+U_d/2, 0, -U_d/2$, jak je zobrazeno na Obr. 5.1. Z toho vyplývá, že pro řízení n -úrovňového střídače pomocí subharmonická PWM je potřeba vždy o $n-1$ nosných signálů méně. U třífázového provedení střídače jsou nosné signály každé fáze posunuty o 120° elektrických a napětí u_{0A}, u_{0B} a u_{0C} jsou spínána obdobně.

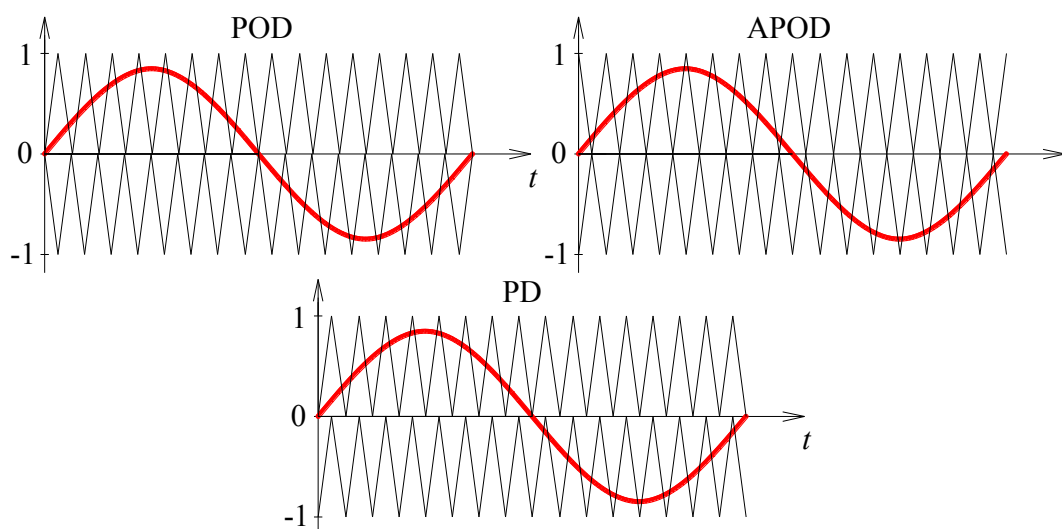


Obr. 5.1 Subharmonická PWM pro tříúrovňový střídač s trojúhelníkovým nosným signálem

Existují tři základní způsoby, jak lze vzájemně uspořádat trojúhelníkové nosné signály [3]:

1. PD (*Phase Disposition*) – uspořádání, v němž jsou všechny nosné signály ve fázi.
2. POD (*Phase Opposition Disposition*) – uspořádání, v němž jsou nosné signály nad nulovou hodnotou ve fázi, ale v protifázi s nosnými signály pod nulovou hodnotu.
3. APOD (*Alternative Phase Opposition Disposition*) - uspořádání, v němž jsou všechny nosné signály v protifázi.

Všechna uspořádání jsou zobrazena na Obr. 5.2. Při vysokém frekvenčním poměru lze říci, že výše popisované způsoby mají srovnatelné vlastnosti. Při nízkém frekvenčním poměru se jeví PD jako nejhorší možnost z hlediska obsahu vyšších harmonických, ale pro třífázová provedení střídačů má tento způsob upořádání nejnižší harmonické zkreslení. Pro tříúrovňové střídače jsou způsoby POD a APOD srovnatelné, ale s narůstajícím počtem úrovní výrazně roste u POD obsah vyšších harmonických. Proto je výhodnější použít uspořádání APOD.[3]



Obr. 5.2 Možnosti uspořádání trojúhelníkových nosných signálů

Z hlediska víceúrovňových měničů lze upravit rovnici (3-2) pro výpočet modulačního indexu M do tvaru, respektující počet nosných signálů. Kde n představuje počet úrovní střídače.

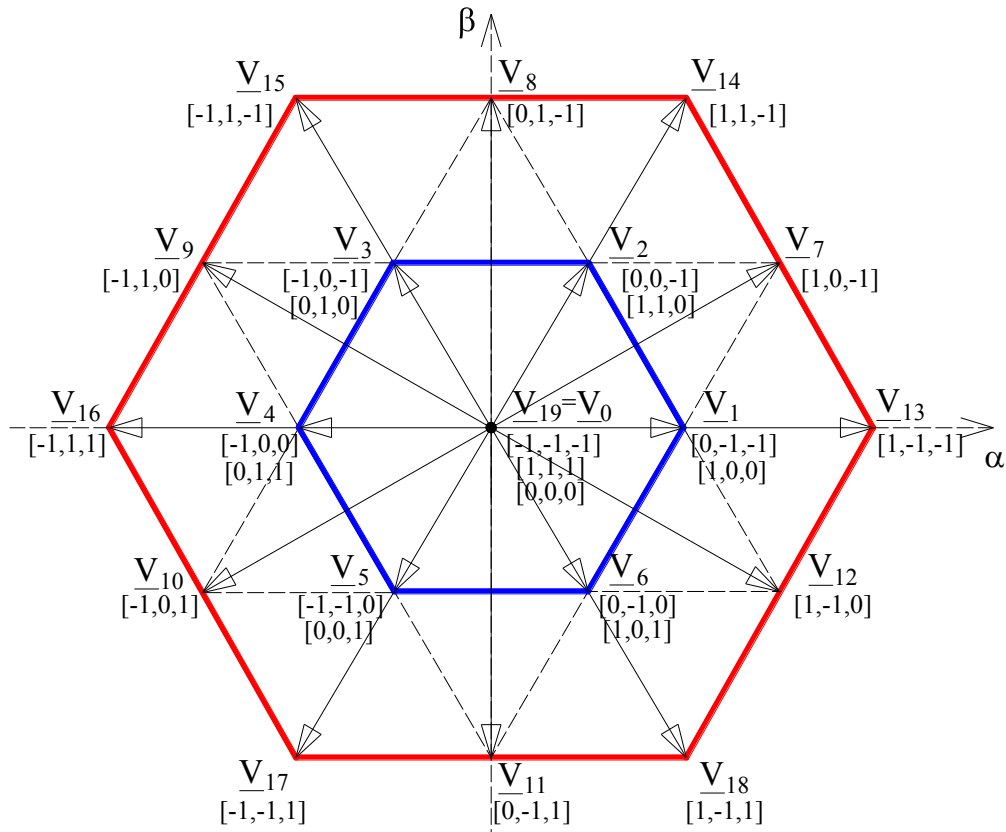
$$M = \frac{A_r}{(n - 1) \cdot A_c} \quad 5-1$$

5.2 Modulace prostorového vektoru (SVM)

Pro víceúrovňové střídače je metoda modulace prostorového vektoru obdobná. Odlišuje se však vyšším počtem stavů prostorového vektoru. S rostoucím počtem úrovní střídače výrazně roste počet spínacích kombinací a také komplikovanost řídicího algoritmu. Konkrétně pro tříúrovňový střídač existuje 19 možných prostorových vektorů, které lze vytvořit 27 spínacími kombinacemi.

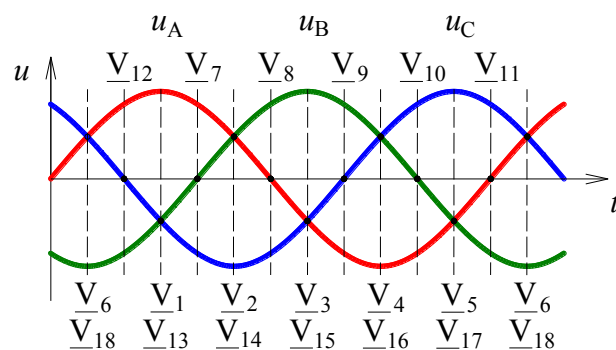
Na Obr. 5.3 jsou zobrazeny možné prostorové vektory tříúrovňového střídače. Jsou zde zvýrazněny šestiúhelníky pro jednotlivé úrovně. Prostorové vektory:

- $\underline{V}_1 - \underline{V}_6$ dosahují amplitudy $U_d/3$ a každého z nich lze dosáhnout dvěma kombinacemi sepnutí.
- $\underline{V}_7 - \underline{V}_{12}$ dosahují amplitudy $U_d/\sqrt{3}$ a každého z nich lze dosáhnout jednou spínací kombinací.
- $\underline{V}_{13} - \underline{V}_{18}$ jsou obdobné jako u dvouúrovňového střídače, dosahují amplitudy $2/3 U_d$ a každého z nich lze dosáhnout jednou spínací kombinací.
- \underline{V}_{19} je nulový vektor a lze ho dosáhnout třemi kombinacemi sepnutí.



Obr. 5.3 Prostorové vektory tříúrovňového střídače v komplexní rovině

Pokud budeme uvažovat víceúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory, bude počet možných spínacích kombinací výrazně vyšší vlivem možnosti balancování plovoucích kondenzátorů, které je popsáno v kapitole 2.3.1. U tohoto typu střídače lze řídit jednotlivé fáze nezávisle na sobě. Proto můžeme získat dané prostorové vektory celkem jednoduše. Na každou fázi střídače přivedeme napětí dané velikosti a polarity vhodnou spínací kombinací, vycházející z Tab. 2.3, která postihuje jednofázové zapojení střídače.



Obr. 5.4 Souvislost prostorového vektoru a třífázové soustavy pro tříúrovňový střídač

Vyšší počet prostorových vektorů je zřejmý i z Obr. 5.4. Můžeme zavést polaritu a velikost napětí mezi danými fázemi a středem stejnosměrného meziobvodu pro jednotlivé prostorové vektory jako u dvouúrovňového střídače. Je příliš rozsáhlé definovat napětí pro každý prostorový vektor, proto uvedeme pouze vektory, reprezentující jednotlivé úrovně.

Obecně pro vektory $\underline{V}_1 - \underline{V}_6$ platí, že lze každý z nich získat dvěma kombinacemi sepnutí, proto je nutné uvést oba způsoby. Například vektor \underline{V}_1 je definován napětími:

$$u_{0A} = 0, u_{0B} = -\frac{U_d}{2}, u_{0C} = -\frac{U_d}{2} \quad 5-2$$

nebo napětími:

$$u_{0A} = +\frac{U_d}{2}, u_{0B} = 0, u_{0C} = 0 \quad 5-3$$

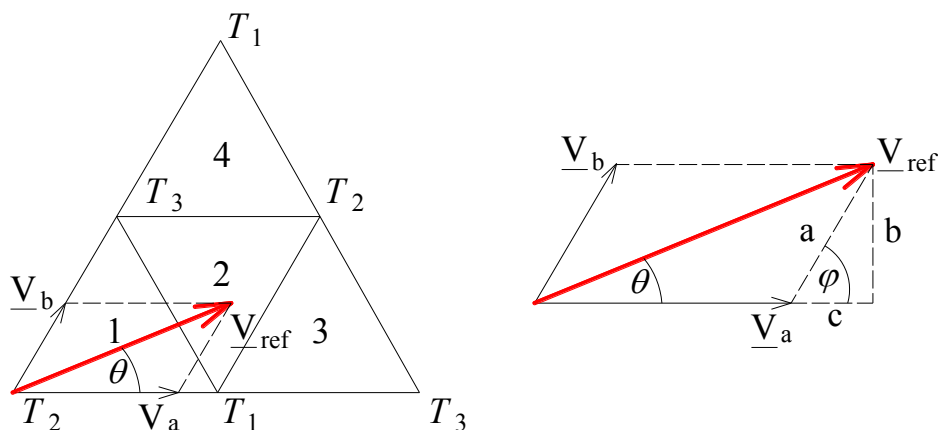
Prostorové vektory $\underline{V}_7 - \underline{V}_{12}$ jsou definovány jednou spínací kombinací. Pokud budeme požadovat vektor \underline{V}_7 , musíme přivést na jednotlivé fáze napětí:

$$u_{0A} = +\frac{U_d}{2}, u_{0B} = 0, u_{0C} = -\frac{U_d}{2} \quad 5-4$$

Poslední skupinou jsou vektory $\underline{V}_{13} - \underline{V}_{18}$. Každý z nich lze určit jednou spínací kombinací. Například vektor \underline{V}_{13} je definován napětími:

$$u_{0A} = +\frac{U_d}{2}, u_{0B} = -\frac{U_d}{2}, u_{0C} = -\frac{U_d}{2} \quad 5-5$$

Jak už bylo řečeno, algoritmus SVM je u tříúrovňového střídače výrazně složitější. Pro jeho popis použijeme rozdělení na jednotlivé kroky z kapitoly 4.2.2. Nejprve je nutné určit polohu referenčního prostorového vektoru \underline{V}_{ref} . To je poněkud náročnější. Nejen, že je zapotřebí určit, v jakém sektoru se \underline{V}_{ref} nachází, ale navíc je každý sektor rozdělen do čtyř regionů. Z hlediska přesné polohy \underline{V}_{ref} je proto nutné řešit přechody mezi těmito regiony. U pětiúrovňového střídače vzroste jejich počet v sektoru na 16, což už může značně zkomplikovat algoritmus. Na Obr. 5.5 je zobrazeno rozdělení Sektoru 1 na jednotlivé regiony a princip určení regionu, ve kterém se nachází \underline{V}_{ref} .



Obr. 5.5 Určení regionu pro Sektor 1

Abychom byli schopni určit příslušný region, musíme zavést vektory \underline{V}_a a \underline{V}_b , jejichž vektorovým součtem získáme \underline{V}_{ref} . Poloha těchto vektorů je totožná s polohou vektorů \underline{V}_1 a \underline{V}_2 . To znamená, že jsou vzájemně posunuty o $\pi/3$.

Pro odvození velikosti vektorů \underline{V}_a a \underline{V}_b musíme zavést úhly φ a θ (viz Obr. 5.5). Sinus úhlu φ lze vyjádřit jako:

$$\sin \varphi = \sin \frac{\pi}{3} = \frac{b}{a} = \frac{b}{\underline{V}_b} \quad 5-6$$

Z rovnice (5-6) vyjádříme stranu trojúhelníku b a dosadíme do rovnice (5-7) pro výpočet sinu úhlu θ .

$$\sin \theta = \frac{b}{\underline{V}_{ref}} = \frac{\underline{V}_b \cdot \sin \frac{\pi}{3}}{\underline{V}_{ref}} \quad 5-7$$

Dále stačí z rovnice (5-7) vyjádřit vektor \underline{V}_b jako:

$$\underline{V}_b = \frac{2}{\sqrt{3}} \underline{V}_{ref} \cdot \sin \theta \quad 5-8$$

Kosinus úhlu φ je definován jako poměr přepony c a protilehlé strany a pravoúhlého trojúhelníku.

$$\cos \varphi = \cos \frac{\pi}{3} = \frac{c}{a} = \frac{c}{\underline{V}_b} \quad 5-9$$

Z rovnice (5-9) vyjádříme stranu trojúhelníku c a dosadíme do rovnice (5-10) pro výpočet vektoru \underline{V}_a .

$$\underline{V}_a = \underline{V}_{ref} \cdot \cos \theta - c = \underline{V}_{ref} \cdot \cos \theta - \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \underline{V}_{ref} \cdot \sin \theta \right) \cos \frac{\pi}{3} \quad 5-10$$

Po úpravě vztahu (5-10) získáme vektor \underline{V}_a v konečném tvaru.

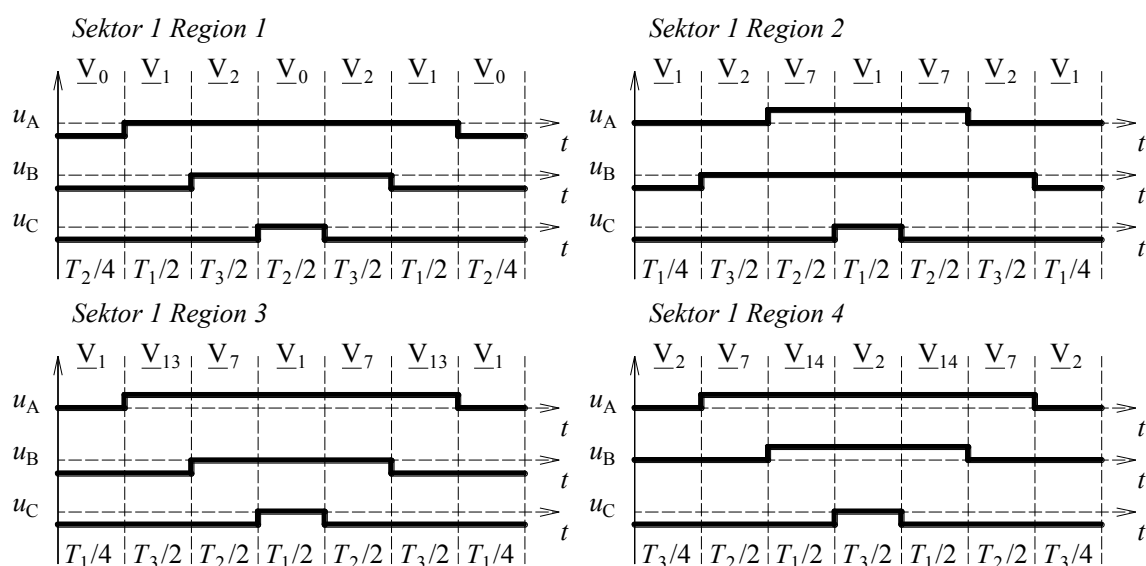
$$\underline{V}_a = \underline{V}_{ref} \left(\cos \theta - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta \right) \quad 5-11$$

Vektory \underline{V}_a a \underline{V}_b postihují pohyb referenčního vektoru \underline{V}_{ref} v celém sektoru. Pro určení jednotlivých regionů lze zavést následující podmínky:

1. Pokud jsou \underline{V}_a , \underline{V}_b a $(\underline{V}_a + \underline{V}_b)$ menší než $U_d/3$, nachází se \underline{V}_{ref} v Regionu 1.
2. Pokud jsou \underline{V}_a , \underline{V}_b menší a zároveň $(\underline{V}_a + \underline{V}_b)$ větší než $U_d/3$, nachází se \underline{V}_{ref} v Regionu 2.
3. Pokud je \underline{V}_a větší než $U_d/3$, nachází se \underline{V}_{ref} v Regionu 3.
4. Pokud je \underline{V}_b větší než $U_d/3$, nachází se \underline{V}_{ref} v Regionu 4.

Dále je zapotřebí vypočítat aktivní doby sepnutí T_1 , T_2 a T_3 . Ty jsou definovány příslušnými prostorovými vektory pro každý region a lze je odvodit stejným způsobem jako pro dvouúrovňový střídač (viz kapitola 4.2.2).

Důležitou součástí modulačního algoritmu je určení sekvence spínacích pulzů pro příslušné fáze. Na Obr. 5.6 jsou na ukázkou zobrazeny spínací sekvence pro jednotlivé regiony v Sektoru 1 tříúrovňového střídače. Jelikož je \underline{V}_{ref} v každém regionu určen jinými prostorovými vektory, musí při přechodu \underline{V}_{ref} mezi dvěma regiony dojít ke změně sekvence spínacích pulzů. Například pro Region 2 ze Sektoru 1 je \underline{V}_{ref} definován vektory \underline{V}_1 , \underline{V}_2 a \underline{V}_7 . S narůstajícím počtem úrovní střídače dochází k nárůstu možných spínacích sekvencí. Konkrétně u tříúrovňového střídače existuje 24 regionů, což je zřejmé i z Obr. 5.3. Proto musíme zavést stejný počet spínacích sekvencí, abychom definovali \underline{V}_{ref} v každém regionu. Výstupní průběh spínacích pulzů je opět rozdělen na sedm částí, kde každé části odpovídá jistý prostorový vektor. Doba trvání je definována aktivními dobami sepnutí T_1 , T_2 a T_3 .



Obr. 5.6 Sekvence spínacích pulzů tříúrovňového střídače pro Sektor 1

U dvouúrovňového střídače odpovídala sekvence spínacích pulzů jedné fáze střídě příslušného výkonového prvku, jehož sepnutím bylo přivedeno na fázi napětí $U_d/2$. Například průběh u_A odpovídal střídě spínače S_1 . Tato skutečnost neplatí u tříúrovňového střídače, kde je zapotřebí sepnout dva výkonové prvky pro získání napětí $U_d/2$. Proto se střída jednotlivých spínacích prvků bude lišit od sekvence spínacích pulzů příslušné fáze.

V Tab. 5.1 jsou zobrazeny střídý fáze A, B, C. Vzhledem k vyššímu počtu úrovní střídače, je zapotřebí rozdělit průběhy spínacích sekvencí do dvou hladin. Střídý jsou poté vypočítány pro každou hladinu zvlášť. Výsledkem jsou příspěvky D_{1x} a D_{2x} , jejichž sečtením v každém sektoru a regionu lze opět získat referenční průběhy jednotlivých fází, které jsou zobrazeny na Obr. 9.8. Dále postupujeme stejným způsobem jako u dvouúrovňového střídače. Referenční průběhy porovnáme v modulátoru s nosným signálem, čímž získáme konkrétní spínací pulzy výkonových prvků.

Modulací prostorového vektoru pro tříúrovňové střídače se zabývají například [4], [7] a [9].

Tab. 5.1 Strída (Duty cycle) pro jednotlivé fáze tříúrovňového strídače

		Region							
		1		2		3		4	
Sektor	1	D _{1A}	0	D _{1A}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1A}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1A}	$T_1+T_2+T_3$
		D _{2A}	$T_1+T_2/2+T_3$	D _{2A}	$T_1/2+T_2$	D _{2A}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2A}	$T_1+T_2+T_3/2$
		D _{1B}	0	D _{1B}	0	D _{1B}	0	D _{1B}	$T_1+T_2+T_3$
		D _{2B}	$T_2/2+T_3$	D _{2B}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2B}	$T_1/2+T_2$	D _{2B}	$T_1+T_3/2$
		D _{1C}	0	D _{1C}	0	D _{1C}	0	D _{1C}	0
		D _{2C}	$T_2/2$	D _{2C}	$T_1/2$	D _{2C}	$T_1/2$	D _{2C}	$T_3/2$
	2	D _{1A}	0	D _{1A}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1A}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1A}	0
		D _{2A}	$T_1+T_2/2$	D _{2A}	$T_1/2$	D _{2A}	$T_1/2+T_3$	D _{2A}	$T_2+T_3/2$
		D _{1B}	0	D _{1B}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1B}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1B}	$T_1+T_2+T_3$
		D _{2B}	$T_1+T_2/2+T_3$	D _{2B}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2B}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2B}	$T_1+T_2+T_3/2$
		D _{1C}	0	D _{1C}	0	D _{1C}	0	D _{1C}	0
		D _{2C}	$T_2/2$	D _{2C}	$T_1/2+T_3$	D _{2C}	$T_1/2$	D _{2C}	$T_3/2$
	3	D _{1A}	0	D _{1A}	0	D _{1A}	0	D _{1A}	0
		D _{2A}	$T_2/2$	D _{2A}	$T_1/2$	D _{2A}	$T_1/2$	D _{2A}	$T_3/2$
		D _{1B}	0	D _{1B}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1B}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1B}	$T_1+T_2+T_3$
		D _{2B}	$T_1+T_2/2+T_3$	D _{2B}	$T_1/2+T_2$	D _{2B}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2B}	$T_1+T_2+T_3/2$
		D _{1C}	0	D _{1C}	0	D _{1C}	0	D _{1C}	$T_1+T_2+T_3$
		D _{2C}	$T_2/2+T_3$	D _{2C}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2C}	$T_1/2+T_2$	D _{2C}	$T_1+T_3/2$
	4	D _{1A}	0	D _{1A}	0	D _{1A}	0	D _{1A}	0
		D _{2A}	$T_2/2$	D _{2A}	$T_1/2+T_3$	D _{2A}	$T_1/2$	D _{2A}	$T_3/2$
		D _{1B}	0	D _{1B}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1B}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1B}	0
		D _{2B}	$T_1+T_2/2$	D _{2B}	$T_1/2+T_3$	D _{2B}	$T_1/2+T_3$	D _{2B}	$T_1/2+T_2$
		D _{1C}	0	D _{1C}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1C}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1C}	$T_1+T_2+T_3$
		D _{2C}	$T_1+T_2/2+T_3$	D _{2C}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2C}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2C}	$T_1+T_2+T_3/2$
5	D _{1A}	0	D _{1A}	0	D _{1A}	0	D _{1A}	$T_1+T_2+T_3$	
	D _{2A}	$T_2/2+T_3$	D _{2A}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2A}	$T_1/2+T_2$	D _{2A}	$T_1+T_3/2$	
	D _{1B}	0	D _{1B}	0	D _{1B}	0	D _{1B}	0	
	D _{2B}	$T_2/2$	D _{2B}	$T_1/2$	D _{2B}	$T_1/2$	D _{2B}	$T_3/2$	
	D _{1C}	0	D _{1C}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1C}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1C}	$T_1+T_2+T_3$	
	D _{2C}	$T_1+T_2/2+T_3$	D _{2C}	$T_1/2+T_2$	D _{2C}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2C}	$T_1+T_2+T_3/2$	
6	D _{1A}	0	D _{1A}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1A}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1A}	$T_1+T_2+T_3$	
	D _{2A}	$T_1+T_2/2+T_3$	D _{2A}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2A}	$T_1/2+T_2+T_3$	D _{2A}	$T_1+T_2+T_3/2$	
	D _{1B}	0	D _{1B}	0	D _{1B}	0	D _{1B}	0	
	D _{2B}	$T_2/2$	D _{2B}	$T_1/2+T_3$	D _{2B}	$T_1/2$	D _{2B}	$T_3/2$	
	D _{1C}	0	D _{1C}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1C}	$T_1+T_2+T_3$	D _{1C}	$T_1+T_2+T_3$	
	D _{2C}	$T_1+T_2/2$	D _{2C}	$T_1/2$	D _{2C}	$T_1/2+T_3$	D _{2C}	$T_2+T_3/2$	

6 Hodnocení modulačních technik

Modulační techniky lze hodnotit podle různých hledisek. Jedná se o velmi rozsáhlou problematiku. Kritéria hodnocení modulací se ve většině literatury liší. V [1] jsou celkem přehledně popsány podmínky pro hodnocení modulací. Ty jsou rozděleny do dvou kategorií: spínací podmínky a provozní podmínky. Dále je zapotřebí uvést způsoby, pomocí kterých lze jednotlivé modulační techniky porovnávat.

6.1 Spínací podmínky

Spínací podmínky jsou voleny především s ohledem na bezpečnou funkci měniče. Z tohoto důvodu se zavádí minimální doby sepnutí a vypnutí, které se odvíjí od spínacího kmitočtu součástek. Správné časování obvodu by měl v první řadě zajistit modulační algoritmus vložený v mikroprocesorovém modulátoru. Ten pracuje s určitým zpožděním, závislejícím na stavu mikroprocesoru. Stavem se rozumí, například jak dlouhou zpracovává mikroprocesor instrukci. Proto se ve většině případů používají HW prostředky, zajišťující dodržení spínacích a vypínacích dob.

6.1.1 Minimální doba sepnutí

Minimální doba sepnutí je určena fyzikálními vlastnostmi použitých součástek. Pokud je přiveden řídicí pulz na řídicí elektrodu GTO, dochází k rozšiřování vodivé plochy součástky. To znamená, že součástka nepřechází do vodivého stavu okamžitě. Při zadání vypínacího impulzu před uplynutím doby sepnutí se bude vypínací proud uzavírat malou plochou a součástka bude tepelně přetěžována. IGBT tranzistory mají výrazně kratší dobu sepnutí.

6.1.2 Minimální doba vypnutí

Výkonová součástka se dostává do vypnutého stavu po odsátí náboje z oblasti prostorového náboje. Pokud se součástka nestihne dostat do plně vypnutého stavu, vzniká proud, přetěžující součástku. Tento nežádoucí stav se eliminuje pomocí ochranných dob. Jejich použití má jednu nevýhodu. Dochází ke zkreslování generovaných impulzů a tedy i výstupních průběhů napětí.

6.1.3 Spínací kmitočet

Spínací kmitočet f_{sp} závisí především na výkonu a dynamických parametrech použitých součástek. V dnešní době stále rostou požadavky na vyšší spínací kmitočet. Se zvyšujícím se f_{sp} klesá zvlnění výstupního proudu střídače. U IGBT tranzistorů se spínací kmitočet pohybuje okolo 1 kHz. Dynamické parametry ABB IGBT modulu na 6,5 kV jsou v [14].

6.2 Provozní podmínky

6.2.1 Harmonická skladba proudu

Z hlediska běžně používané zátěže střídačů (RL zátěž, pohon) je optimální generovat harmonické průběhy. Požadujeme co nejvyšší podíl základní harmonické a minimalizovat podíl ostatních. Ne u všech modulačních technik je výsledkem harmonický průběh. Některé techniky záměrně deformují výstupní signál za účelem zvýšení amplitudy základní harmonické. Například jde o modulaci prostorového vektoru nebo PWM s injektováním třetí harmonické.

6.2.2 Zvlnění momentu

Pokud uvažujeme připojení motorické zátěže k měniči, je důležitá okamžitá hodnota momentu. Zvlnění momentu způsobuje mechanické rázy a akustické rušení. Při řízení AS pohonu není většinou požadován sinusový proud, jelikož se vektor statorového magnetického toku pohybuje po šestiúhelníku.

6.2.3 Doba odezvy na regulační zásah

Většinou je modulační algoritmus realizován v mikroprocesoru. Jak už bylo řečeno v kapitole 6.1, mikroprocesor pracuje s jistým zpožděním. V dynamických procesech je požadována rychlá reakce modulační techniky na změnu parametrů. Z tohoto důvodu byly používány přídatné HW prostředky (HSO - *High Speed Output*), které pracovaly s velmi rychlou odezvou. Dnes se modulační algoritmy často implementují do hradlových polí (FPGA - *Field Programmable Gate Array*).

6.3 Optimalizace modulačních technik

Podle [1] spočívá optimalizace v eliminaci vyšších harmonických složek ve výstupním signálu nebo snížení jejich obsahu. Je požadováno rovnoměrné zvlnění výstupního proudu bez výrazných špiček v amplitudě. Použité součástky musí být dimenzovány na tyto špičky. To znamená, že se zvyšujícím se zvlněním poroste i cena střídače. Zvlnění proudu je dáno především spínacím kmitočtem.

6.4 Porovnání modulačních technik

Modulační techniky lze porovnávat z různých hledisek: složitost, spínací ztráty, harmonické zkreslení, odezva na regulační zásah atd. V [2] je porovnání modulací založeno na harmonické skladbě výstupního proudu a napětí střídače, což je výhodné i z hlediska optimalizace modulačních technik. Faktory popisující obsah harmonických v průběhu jsou harmonické zkreslení THD (*Total Harmonic Distortion*) a vážené harmonické zkreslení WTHD (*Weighted Total Harmonic Distortion*). Matematicky je lze zapsat jako:

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{k=2,3..}^{\infty} \left(\frac{U_k}{U_1}\right)^2} \quad 6-1$$

$$\text{WTHD} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2,3..}^{\infty} \left(\frac{U_k}{U}\right)^2}}{U_1} \quad 6-2$$

kde U_k a U_1 jsou efektivní hodnoty sledovaných veličin a k je řád harmonické.

7 Metodika práce

Hlavním tématem této diplomové práce jsou modulační techniky pro víceúrovňové střídače. Vzhledem ke způsobu zadání bylo zapotřebí zvolit vhodnou metodiku zpracování praktické části. Zásadním bodem v zadání bylo porovnání alespoň tří modulačních technik pro vybranou topologii víceúrovňového měniče.

Katedra elektrických pohonů a trakce (FEL, ČVUT v Praze) se zabývá víceúrovňovými střídači s plovoucími kondenzátory. Byl zde postaven laboratorní model pětiúrovňového střídače řízeného subharmonickou PWM. Z tohoto důvodu jsem jako vhodnou topologii zvolil tříúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory. Pro pětiúrovňové provedení je složitost řídicích algoritmů výrazně vyšší, a tudíž mi nebyla vedoucím práce doporučena. Pro řízení tohoto typu měniče jsem použil subharmonickou PWM s pilovým (SE PWM) a trojúhelníkovým nosným signálem. Navíc pro subharmonickou PWM s trojúhelníkovým signálem jsem volil odlišná uspořádání nosných signálů (viz Obr. 5.2). Jako poslední modulační techniku jsem zvolil modulaci prostorového vektoru (SVM). Jedná se o nejpoužívanější dopředné modulační techniky. Většina zmíněných modulací je popsána v kapitole 5.

Jednotlivé modulační techniky jsem se rozhodl porovnat prostřednictvím simulačních modelů, které jsem vytvořil v prostředí MATLAB SIMULINK. Jedná se o dva komplexní modely výše zmíněného tříúrovňového střídače s plovoucími kondenzátory. V prvním případě jsou pulzy pro IGBT generovány subharmonickou PWM, ve druhém případě modulací prostorového vektoru. Pomocí těchto modelů lze uspokojivě simulovat chování reálného zapojení.

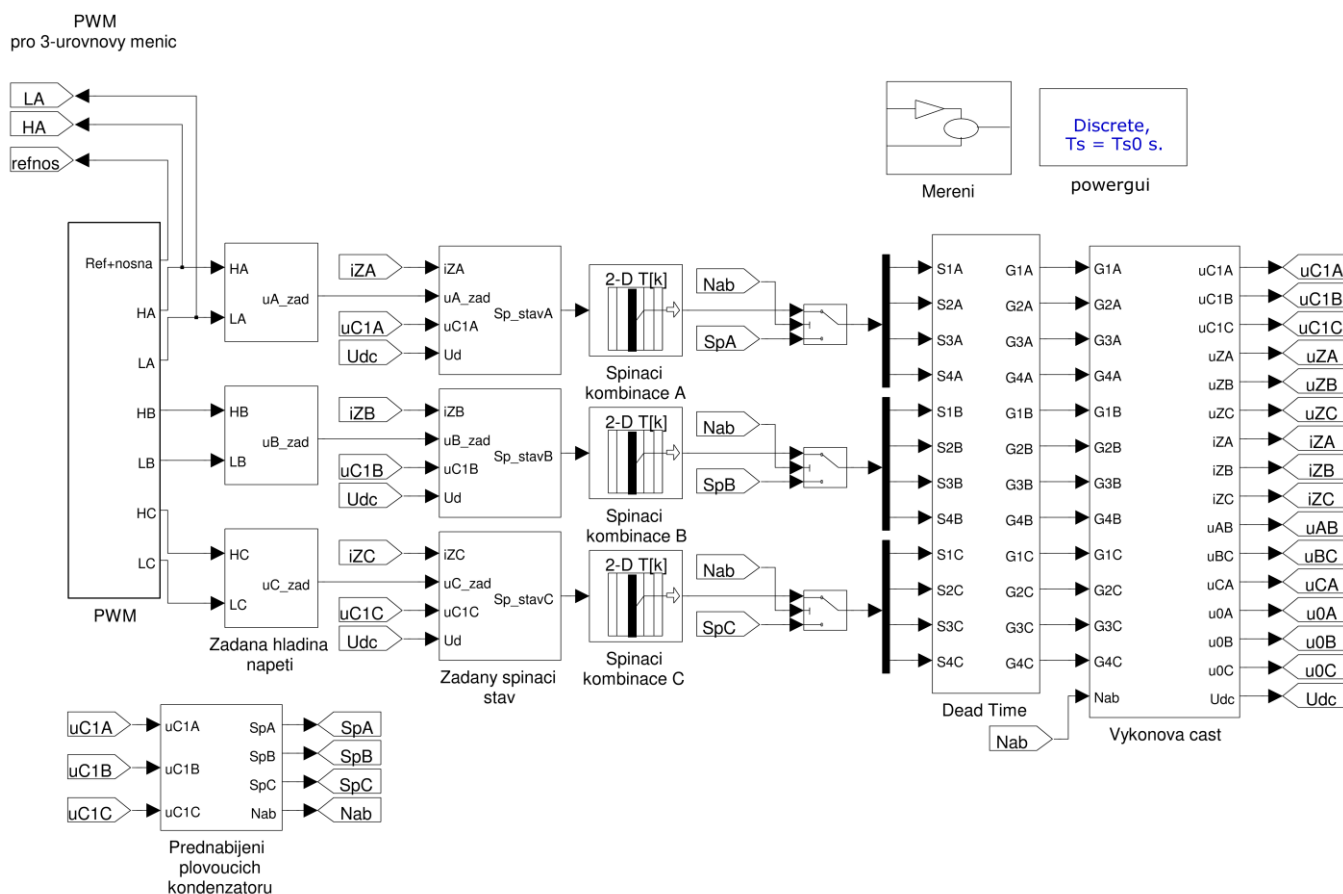
Průběh simulace lze rozdělit do několika částí. V první části se věnuji simulaci a porovnávání průběhů signálů v řídicím a výkonovém obvodu pro jednotlivé modulační techniky. V druhé části pak hodnotím průběhy výstupních napětí a proudů a napětí na plovoucích kondenzátorech při různých spínacích procesech (1K a 2K-přechody), které jsou popsány v kapitole 2.3.2. V poslední části je provedena harmonická analýza a výpočet harmonického zkreslení THD výstupního fázového proudu a napětí střídače pro použité modulační techniky (SE PWM, PD PWM, POD PWM, APOD PWM a SVM) a výsledky mezi sebou porovnávám.

U víceúrovňových střídačů s plovoucími kondenzátory je zapotřebí řešit problematiku balancování plovoucích kondenzátorů, popsanou v kapitole 2.3.1. Balanční algoritmus značným způsobem deformuje výstupní napětí a proudy střídače. Proto jsem do porovnávání z hlediska harmonické analýzy a harmonického zkreslení THD výstupních veličin zahrnul výsledky při jednotlivých spínacích procesech, které jsou určovány balančním algoritmem. Dále jsem přidal i případ, kdy napětí na plovoucím kondenzátoru není řídicím algoritmem ovlivňováno. Simulační modely, výsledky simulací a harmonické analýzy jsou popsány v kapitolách 8 a 9.

8 Simulační modely

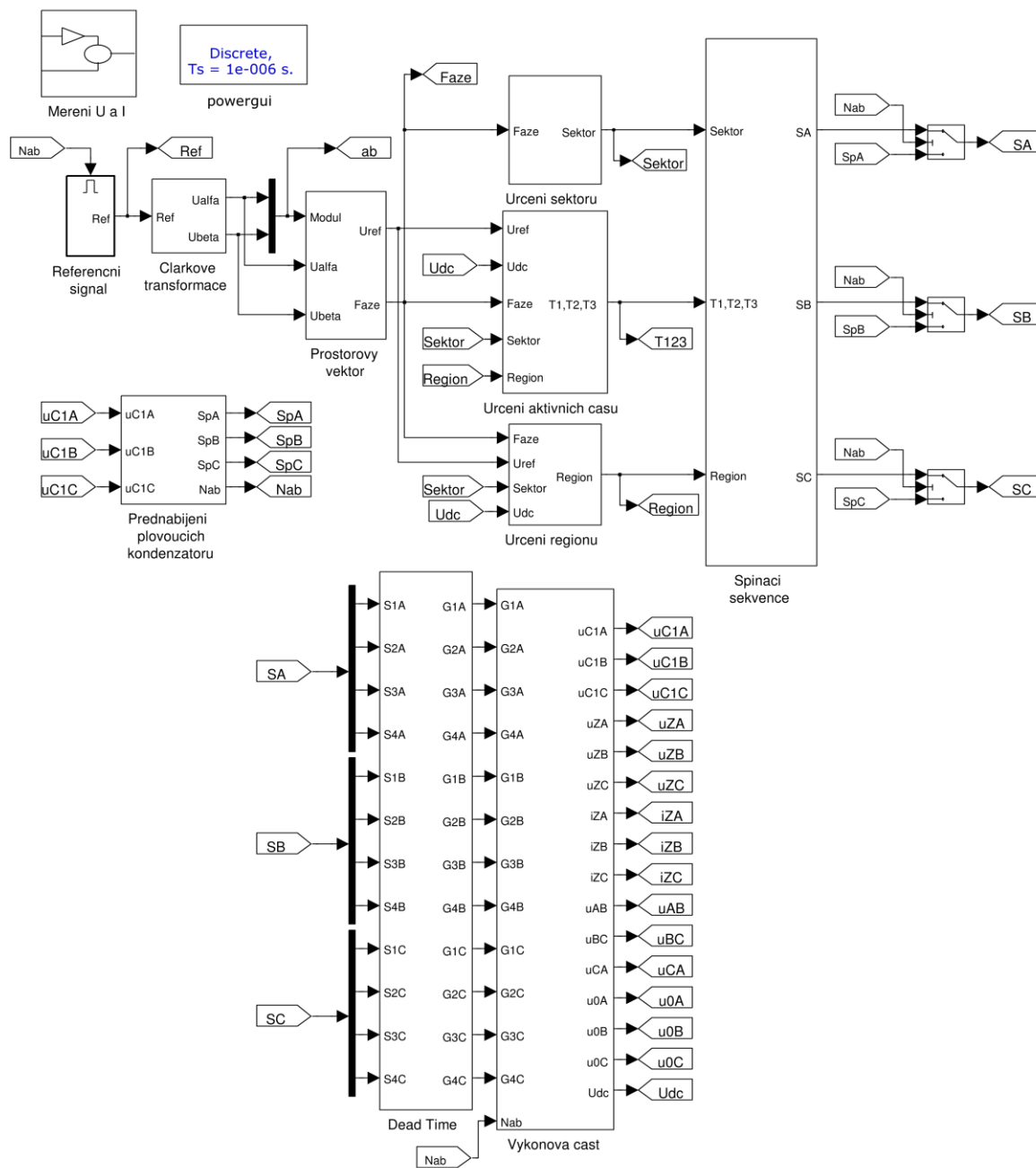
Simulační modely jsou sestaveny ve vývojovém prostředí MATLAB 2011b SIMULINK. Slouží k simulaci odlišných provozních stavů měniče a jeho chování při použití konkrétních modulačních technik. Modely jsou sestaveny tak, aby je bylo možné jednoduše modifikovat v závislosti na vybraném modulačním algoritmu a měnit jednotlivé parametry, kterými jsou například spínací kmitočet f_{sp} , modulační index M , napětí ve stejnosměrném meziobvodu U_d , parametry zátěže a další. Změny uvedených parametrů jsou patrné z průběhů výstupních veličin, pomocí kterých lze také celkem přehledně hodnotit použité modulační techniky. Dále lze měřit jednotlivé signály a veličiny v celém simulačním modelu (řídící signály, napětí, proudy), což nám dává jasný obraz o získání řídicích signálů z modulačního algoritmu ovlivňujících chování výkonového obvodu.

Na Obr. 8.1 a Obr. 8.2 jsou zobrazeny simulační modely tříúrovňového měniče s plovoucími kondenzátory a na něj aplikovaných modulačních technik (subharmonická PWM a SVM). Jednotlivé modely lze rozdělit do několika sekcí: řídicí část, balancování plovoucích kondenzátorů, ochranné doby (*Dead Time*), přednabíjení plovoucích kondenzátorů a výkonová část. Princip funkce a popis těchto bloků bude uveden v následujících podkapitolách.



Obr. 8.1 Simulační model PWM pro tříúrovňový měnič s plovoucími kondenzátory

SPACE VECTOR MODULATION
pro 3-úrovňový měnič

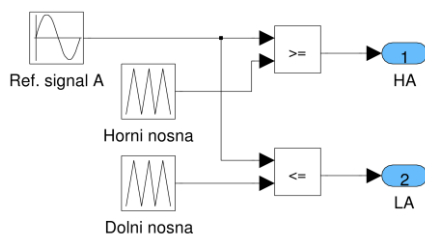


Obr. 8.2 Simulační model SVM pro tříúrovňový měnič s plovoucími kondenzátory

8.1 Řídicí část subharmonické PWM

Funkce PWM modulatoru pro víceúrovňové střídače je založena na principu popsaném v kapitole 5.1. Na Obr. 8.3 je zobrazena část bloku PWM. Výstupní signály nabývají hodnot 0 a 1. Signál *HA* je výsledkem porovnání kladné půlvlny referenčního signálu s horním nosným signálem v komparátoru. Pokud nabývá referenční signál vyšší hodnoty než horní nosný signál, nabývá výstupní signál *HA* hodnoty 1 a naopak. Opačným způsobem jsou určovány hodnoty výstupního signálu *LA*. Odlišnost fází B a C spočívá pouze v referenčních signálech, jejichž počáteční fáze jsou posunuty o $\pm 120^\circ$ elektrických. Je zapotřebí říci, že nosné trojúhelníkové signály lze uspořádat třemi způsoby: PD, POD, APOD. Ty jsou graficky znázorněny na Obr. 5.2. Pozice řídicích signálů a tedy i průběhy výstupních signálů střídače se

odvíjí od vzájemného uspořádání nosných signálů. Z tohoto důvodu lze považovat PD, POD a APOD PWM za odlišné modulační techniky. Algoritmus balancování plovoucích kondenzátorů bude popsán v samostatné kapitole, jelikož je pro všechny modulační techniky totožný.



Obr. 8.3 Blok PWM

8.2 Řídicí část SVM

Další použitou metodou je modulace prostorového vektoru. Pokud budeme uvažovat modulační algoritmus z kapitoly 5.2, lze rozdělit řídicí část modelu na bloky pro získání prostorového vektoru, bloky určení sektoru a regionu, výpočtu aktivních dob sepnutí a spínací sekvence. V kapitolách 8.2.1 - 8.2.5 bude popsáno získání řídicích signálů pro IGBT tranzistory fáze A. Pro zbývající fáze jsou zapojení obdobná. Případné odlišnosti jsou příslušných místech popsány.

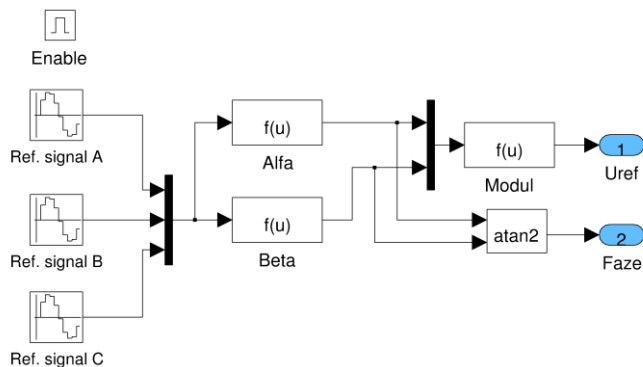
8.2.1 Referenční signály, Clarkové transformace a prostorový vektor

Pro názornost byly bloky referenčních signálů, Clarkové transformace a prostorového vektoru spojeny (viz Obr. 8.4). Získání prostorového vektoru v komplexní rovině bylo podrobně popsáno v kapitole 4.2.2. Referenční signály A, B, C představují napětí trojfázového systému. Ty jsou transformovány podle vztahu (4-2) do dvouosého systému (α, β) . Výstupem jsou modul a fáze referenčního prostorového vektoru \underline{V}_{ref} . Modul je definován vztahem:

$$|\underline{V}_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad 8-1$$

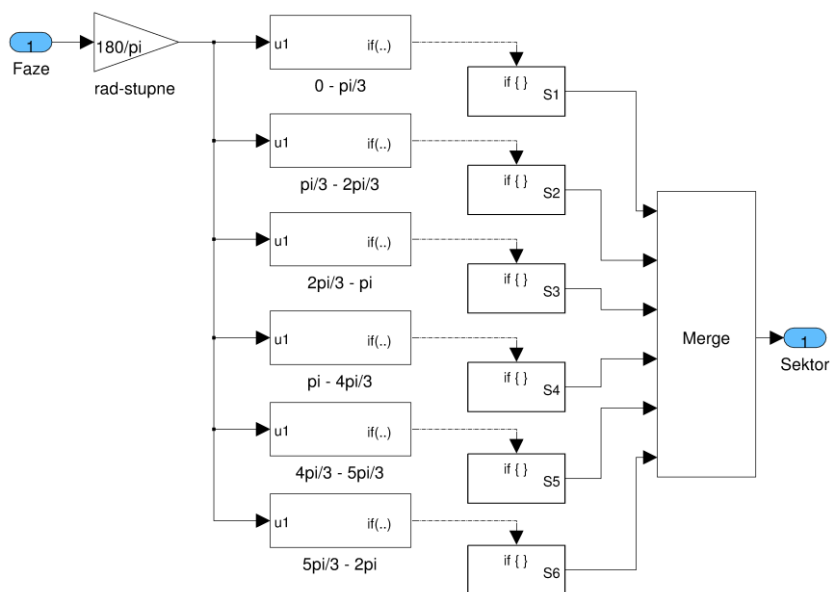
a fázový posuv určíme jako:

$$\theta = \arctg \frac{V_\alpha}{V_\beta} \quad 8-2$$



Obr. 8.4 Blok pro získání prostorového vektoru v komplexní rovině

8.2.2 Určení sektoru

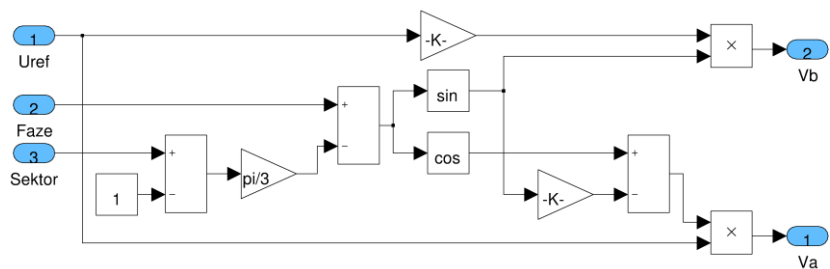


Obr. 8.5 Blok určení sektoru

Blok určení sektoru tříúrovňového střídače je na Obr. 8.5. Jednotlivé sektory jsou měněny pomocí rozhodovacích prvků v závislosti na fázi referenčního prostorového vektoru \underline{V}_{ref} , která je vstupem tohoto bloku. Vektor se v komplexní rovině může pohybovat v rozmezí úhlů $0 - 360^\circ$. Šestiúhelník, definovaný stavy prostorových vektorů, z Obr. 4.8 je rozdělen na šest sektorů. Pro každý z nich je vyhrazeno 60° . To znamená, že algoritmus určení sektoru je totožný pro dvou- i tříúrovňový střídač. Blok „Merge“ zajišťuje průchod signálu z aktivního subsystému. Na neaktivní subsystémy nereaguje.

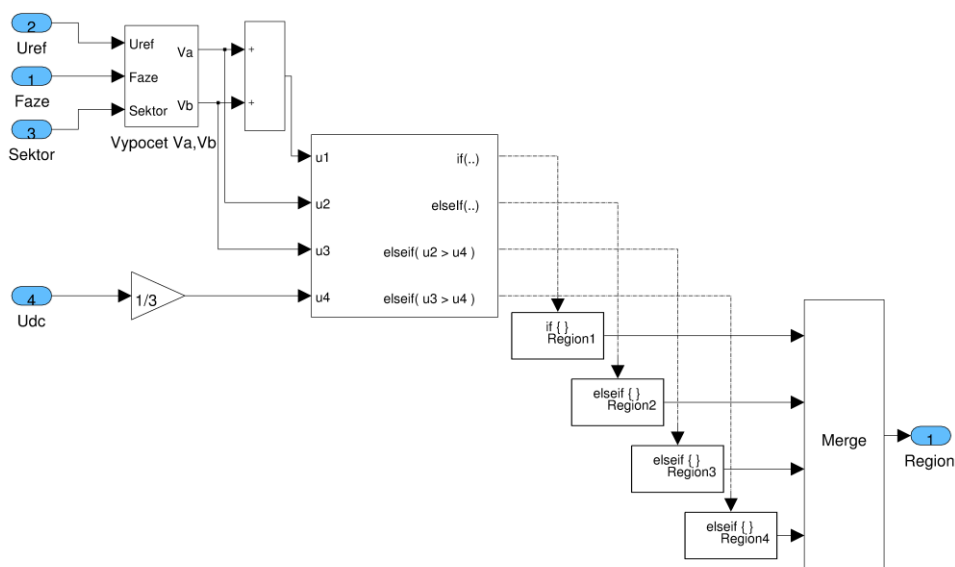
8.2.3 Určení regionu

U víceúrovňových střídačů jsou sektory rozděleny na určitý počet regionů, který závisí na počtu úrovní střídače. Jelikož je referenční prostorový vektor určován v každém regionu jinými stacionárními vektory, musíme nějakým způsobem získat informaci o tom, v jakém regionu se současně \underline{V}_{ref} nachází. Abychom toho byli schopni, musíme zavést vektory \underline{V}_a a \underline{V}_b , jejichž velikost je dána vztahy (5-11) a (5-8). Subsystem pro výpočet těchto vektorů je na Obr. 8.6. Z geometrického uspořádání jednotlivých sektorů a velikosti \underline{V}_a a \underline{V}_b vyplývají podmínky pro určení jednotlivých regionů. Podrobně je tato problematika popsána v kapitole 5.2.



Obr. 8.6 Blok výpočtu vektorů \underline{V}_a a \underline{V}_b

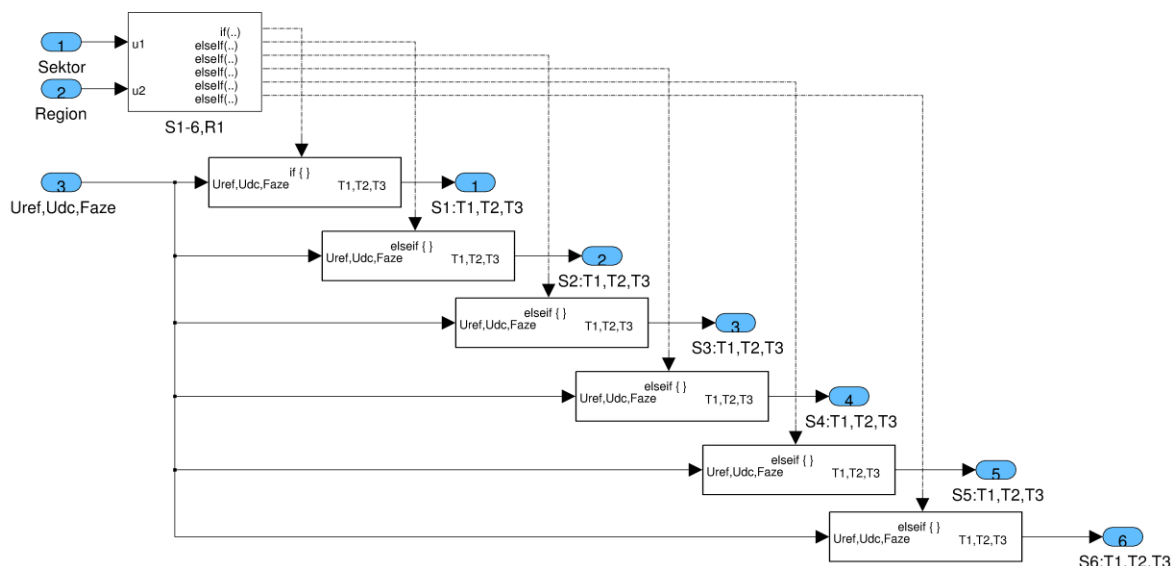
Na Obr. 8.7 je logika určení regionu použita v simulačním modelu. Na základě rozhodovacího členu jsou voleny regiony, splňující podmínky konkrétního uspořádání vektorů \underline{V}_a a \underline{V}_b resp. referenčního prostorového vektoru \underline{V}_{ref} .



Obr. 8.7 Logika určení regionu

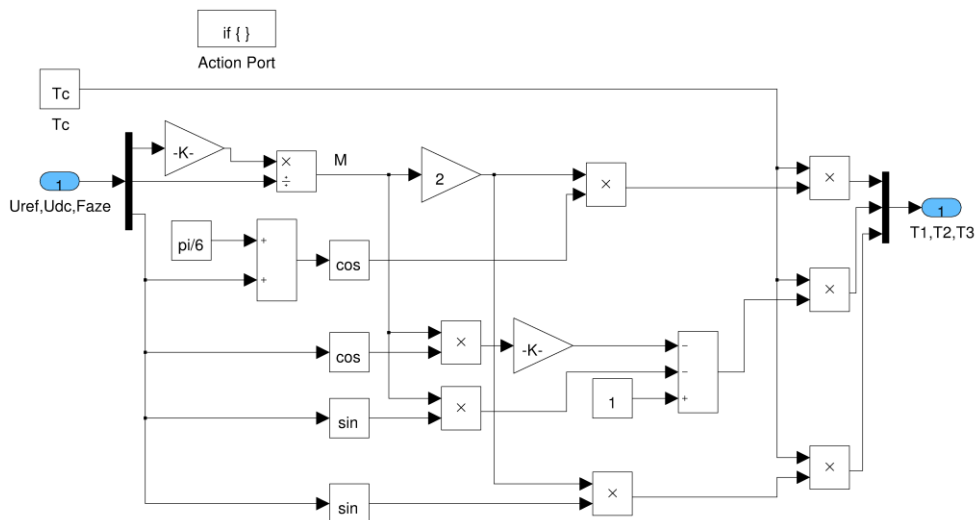
8.2.4 Výpočet aktivních dob sepnutí

Na Obr. 8.8 je zobrazena logika určení výpočtu aktivních dob pro Region 1. V závislosti na sektoru, ve kterém se nachází prostorový vektor, jsou určovány aktivní doby sepnutí T_1 , T_2 , T_3 . Pro ostatní regiony je model totožný.



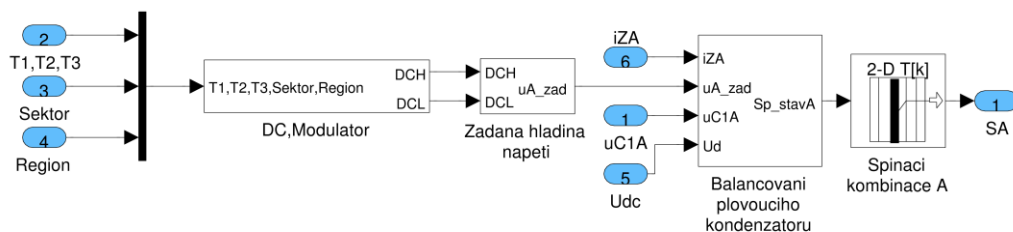
Obr. 8.8 Logika výpočtu aktivních dob sepnutí pro Region 1

Jak už bylo řečeno, v každém regionu se výpočet aktivních dob sepnutí liší. Z hlediska vysokého počtu možností není možné postihnout výpočty ve všech regionech. Proto je na Obr. 8.9 zobrazena pouze situace pro Sektor a Region 1. Doby T_1 , T_2 a T_3 byly odvozeny způsobem popsáním v kapitole 5.2.



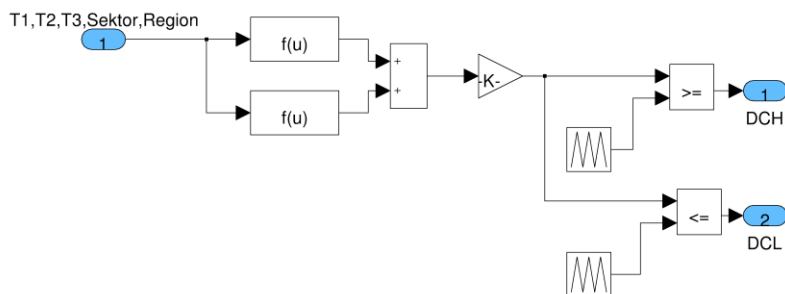
Obr. 8.9 Blok výpočtu aktivních dob sepnutí pro Sektor a Region 1

8.2.5 Spínací sekvence



Obr. 8.10 Blok spínací sekvence

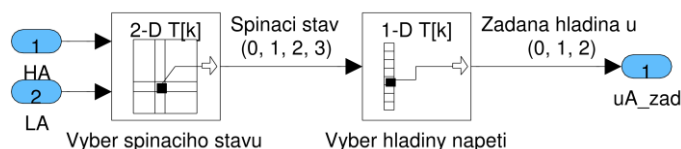
Funkce tohoto bloku je založena na principu popsaném v kapitole 5.2. Na Obr. 8.10 je zobrazena část bloku spínací sekvence. Skládá se z několika subsystémů. Prvním je modulátor, ve kterém je porovnáván nosný signál s referenčním. Nosné signály jsou uspořádány způsobem PD (*Phase Disposition*). Porovnávací funkci plní komparátory. Výstupní signály nabývají hodnoty 0 a 1. Signál *DCH* je výsledkem porovnání kladné půlvlny referenčního signálu s horním nosným signálem. Pokud nabývá referenční signál vyšší hodnoty než horní nosný signál, nabývá výstupní signál *DCH* hodnoty 1 a naopak. Opačným způsobem jsou určovány hodnoty výstupního signálu *DCL*. Je zřejmé, že funkce modulátoru je stejná jako u subharmonické PWM. Odlišují se pouze ve tvaru referenčních signálů. Pro fázi B a C jsou referenční signály posunuty o $\pm 120^\circ$ elektrických. Vnitřní struktura subsystému modulátoru je zobrazena na Obr. 8.11. Dále blok spínací sekvence zahrnuje i algoritmus balancování plovoucích kondenzátorů, který je popsán v následující kapitole.



Obr. 8.11 Modulátor

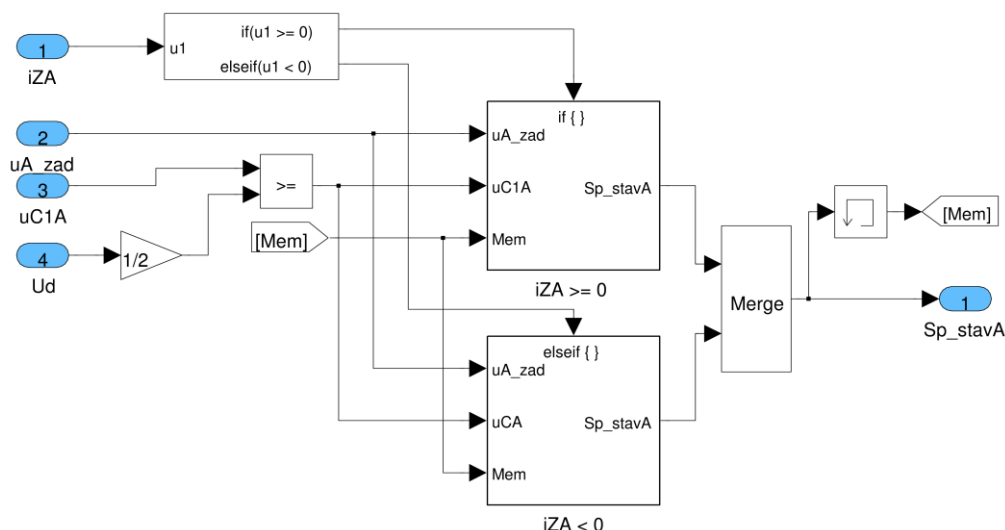
8.3 Balancování napětí na plovoucích kondenzátorech

Algoritmus balancování plovoucích kondenzátorů je totožný jak pro řízení subharmonickou PWM, tak i modulaci prostorového vektoru. Na Obr. 8.10 je zobrazen balanční algoritmus pro jednu fázi střídače skládající se ze dvou subsystémů: žádaná hladina napětí a balancování plovoucího kondenzátoru.



Obr. 8.12 Žádaná hladina napětí

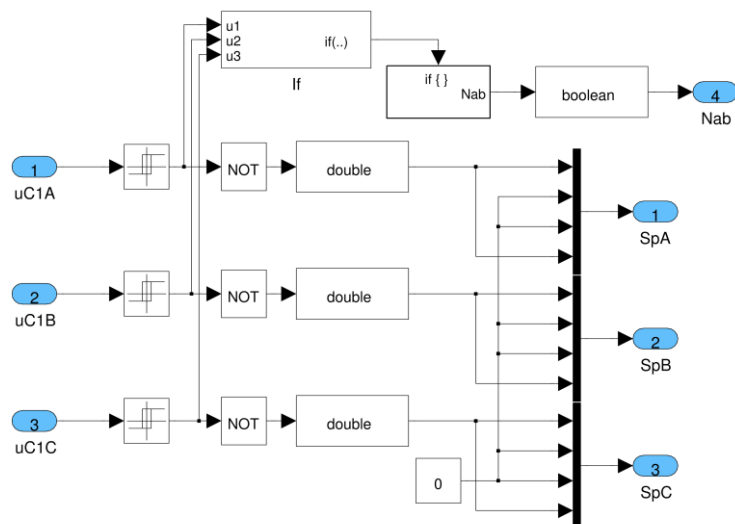
Získání žádané hladiny napětí je nutné pro korektní určení spínacího stavu víceúrovňového střídače. Hladina napětí je dána výstupními signály modulátoru. Tento subsystém obsahuje dva bloky Direct Look-Up Table, sloužící k transformaci vstupních signálů. V prvním bloku 2D Look-Up Table jsou vstupní signály z modulátoru transformovány na spínací stavy 1 - 4. V bloku 1D Look-Up Table je vybrána žádaná hladina napětí, odpovídající spínacímu stavu (viz Obr. 8.12).



Obr. 8.13 Balancování plovoucích kondenzátorů

Žádaná hladina napětí je jedním ze čtyř vstupních signálů bloku balancování plovoucího kondenzátoru, který je na Obr. 8.13. Dalšími vstupními signály je proud jedné fáze RL zátěže. Jelikož nabíjení nebo vybíjení plovoucího kondenzátoru závisí na polaritě proudu, musí být na tuto podmínku brán zřetel (viz kapitola 2.3.1). Vždy je vybrán jeden ze dvou subsystémů, pro který je splněna podmínka polarity proudu zátěže i_{ZA} . Dále do subsystémů vstupuje informace o předchozím spínacím stavu a napětí na plovoucím kondenzátoru, které je porovnáváno s poloviční hodnotou napětí ve stejnosměrném meziobvodu $U_d/2$, tedy se jmenovitou hodnotou napětí U_{C1An} . Jednotlivé subsystémy obsahují blok 3D Look-Up Table, který určuje na základě předchozího spínacího stavu, žádané hladiny napětí a napětí na plovoucím kondenzátoru vhodný spínací stav. Výstupní signál musí být dále transformován do jednotlivých spínacích signálů pro IGBT, což zajišťuje blok „Spínací kombinace A“. Třífázové provedení balančního algoritmu pro PWM je na Obr. 8.1. V tomto případě je modulátorem subsystém „PWM“.

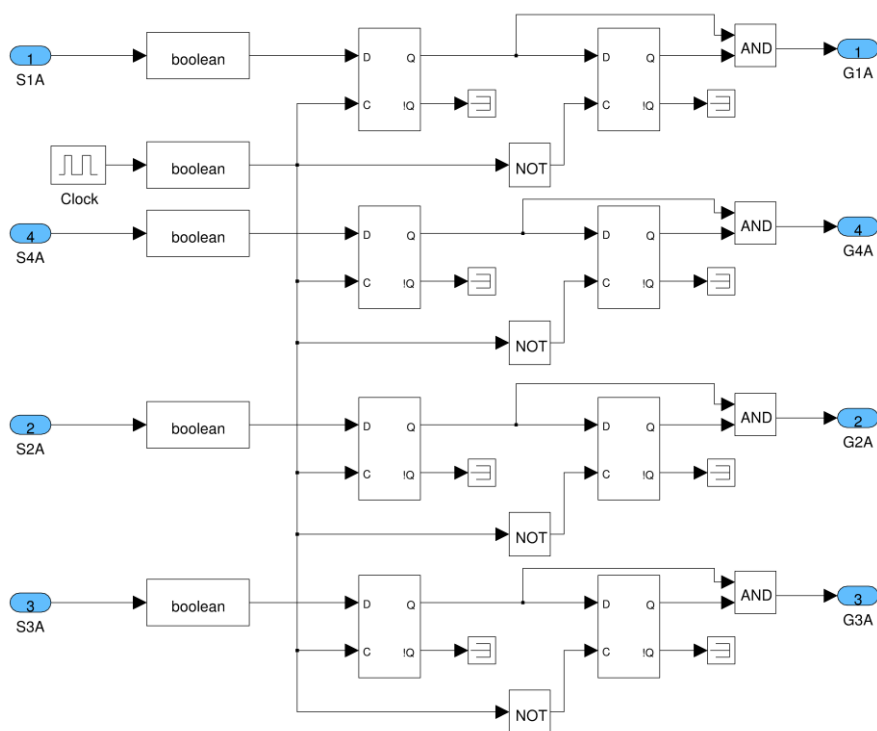
8.4 Přednabíjení plovoucích kondenzátorů



Obr. 8.14 Přednabíjení plovoucích kondenzátorů

Na začátku pracovního režimu střídače musíme nabít plovoucí kondenzátory na jmenovitou hodnotu U_{C1n} . Logika přednabíjení plovoucích kondenzátoru je na Obr. 8.14. Do tohoto subsystemu přivádíme napětí měřená na plovoucích kondenzátorech u_{C1x} . Bloky „Relay“ kontrolují velikost napětí. Pokud u_{Cx} překročí hodnotu U_{C1xn} , rozhodovací člen spustí řídicí algoritmus. Při $u_{C1x} < U_{C1xn}$ jsou nabíjeny stejnosměrným proudem přes odpory R_{n1} a R_{n2} (viz Obr. 8.16).

8.5 Ochranné doby (Dead Time)



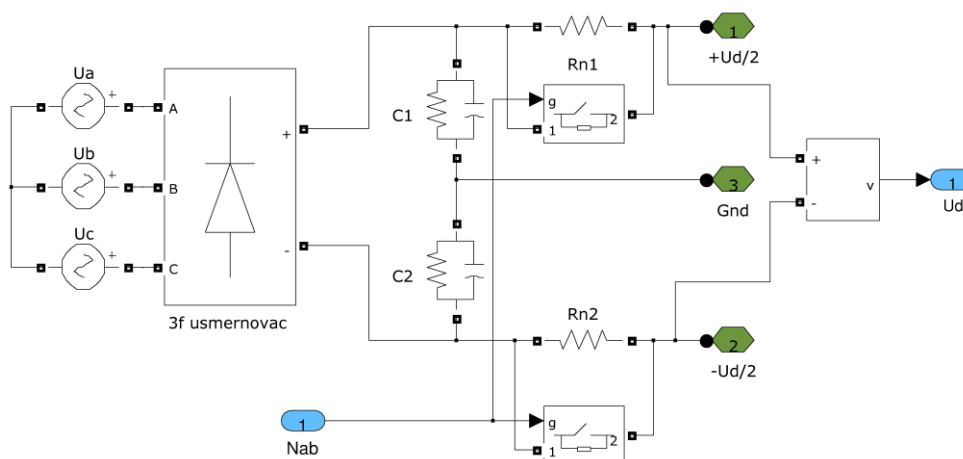
Obr. 8.15 Blok Dead Time

Na Obr. 8.15 je zobrazen blok simulace ochranných dob pro fázi A. Pro zbývající fáze B a C je zapojení obdobné. Ochranné doby slouží k zabránění zkratování výkonového obvodu při spínání a rozpínání IGBT. Během spínacího procesu dochází ke komplementárnímu spínání výkonových prvků. Následující spínač nebo dvojici spínačů lze sepnout až po uplynutí ochranné doby, během které dojde k úplnému vypnutí předchozích spínačů. Podrobnější popis této problematiky je v kapitole 2.3.2. Zpoždění je realizováno pomocí dvou D - Latch klopných obvodů. Velikost zpoždění je určována pomocí hodinového signálu.

8.6 Výkonová část

Blok výkonové části byl vytvořen pomocí knihovny „*SimPowerSystems*“, která nabízí modely reálných výkonových součástek a zdrojů. Výkonová část měniče je totožná pro všechny modulační techniky a skládá se ze tří hlavních částí: bloku napájení stejnosměrného meziobvodu, tříúrovňového střídače s plovoucími kondenzátory a třífázové RL zátěže.

8.6.1 Napájení stejnosměrného meziobvodu

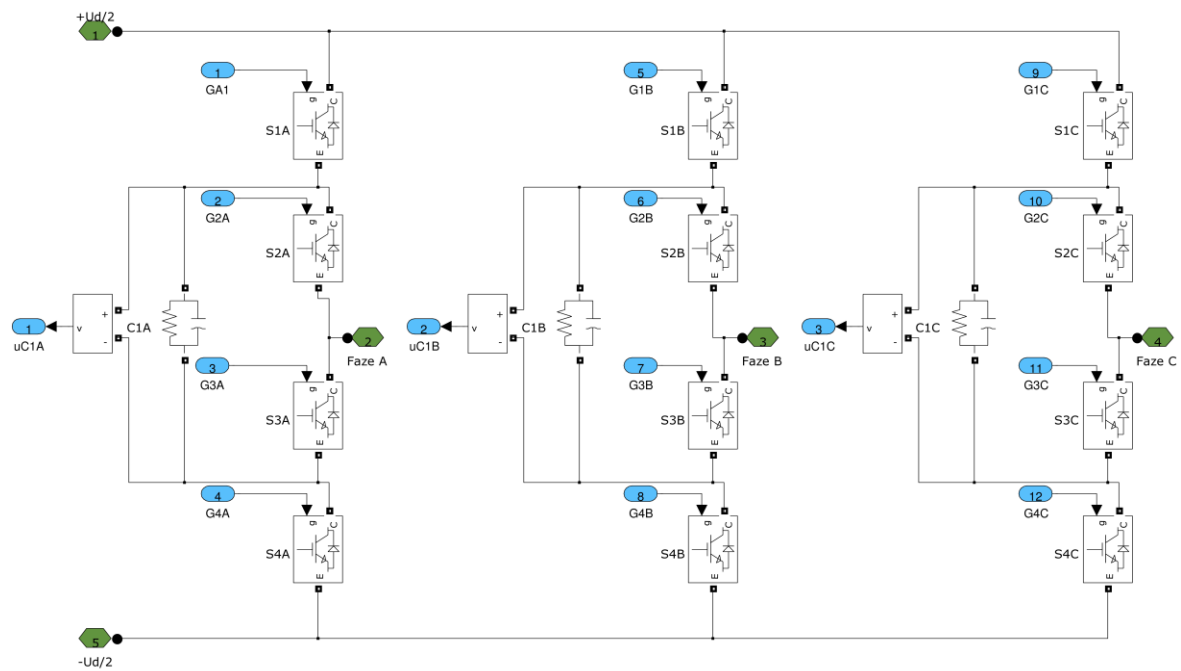


Obr. 8.16 Blok napájení stejnosměrného meziobvodu

Na Obr. 8.16 je zobrazen blok napájení a stejnosměrného meziobvodu. Stejnoseměrný meziobvod sestává ze dvou kondenzátorů s paralelními odpory představující svod. Mezi nimi je uměle vytvořen střed meziobvodu. Kondenzátory jsou napájené z třífázového diodového usměrňovače, který usměrňuje napětí z třífázové střídavé sítě. Napětí stejnosměrného meziobvodu je přivedeno na vstup výkonového měniče, jehož schéma je na Obr. 8.17. Pomocí odporů R_{n1} a R_{n2} jsou plovoucí kondenzátory nabíjeny na začátku pracovního režimu střídače. Po nabití na žádanou hodnotu napětí jsou odpory přemostěny paralelními spínači.

8.6.2 Tříúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory

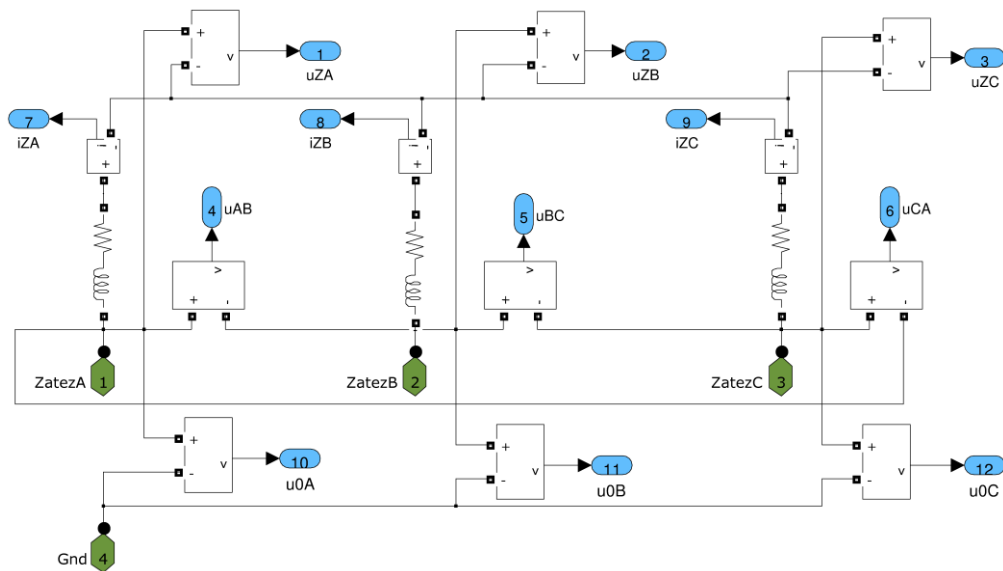
V bloku střídače jsou všechny tři fáze propojeny, ale navzájem se neovlivňují (viz kapitola 2.3). Tato skutečnost velmi zjednodušuje řídicí strategii, jelikož je možné řídit jednotlivé fáze nezávisle na sobě. Pro každou fázi jsou použity čtyři IGBT se zpětnými diodami. Jelikož je použit model tříúrovňového střídače, postačuje pro každou fázi jeden plovoucí kondenzátor s paralelním odporem představujícím svod. Na plovoucím kondenzátoru je měřeno napětí, které je dále použito v řídicí části modelu.



Obr. 8.17 Blok třífázového střídače s plovoucími kondenzátory

8.6.3 Třífázová pasivní RL zátěž

Výstup střídače je připojen ke třífázové pasivní RL zátěži, jejíž model je na Obr. 8.18. Pro řízení měniče je nutné měřit proud procházející zátěží a napětí mezi každou fází a středem stejnosměrného meziobvodu. Dále jsou pro úplnost měřena všechna fázová a sdružená napětí.



Obr. 8.18 Blok třífázové RL zátěže

9 Výsledky simulace

V této kapitole jsou zhodnoceny výsledky simulací provedených na simulačních modelech, které byly popsány v kapitole 8. Simulace je rozdělena do několika bloků. V prvním bloku je ověřena správná funkce modulačních algoritmů a získání řídicích signálů pro výkonový obvod střídače (kapitoly 9.1 a 9.2). Druhý blok představuje simulaci průběhů základních veličin ve výkonovém obvodu střídače (kapitola 9.3). Třetí blok je věnován deformaci výstupních napětí a proudů vlivem spínacích procesů, které jsou úzce spojeny s balancováním plovoucích kondenzátorů a ochrannými dobami (kapitola 9.4). V posledním simulačním bloku jsou výsledky harmonické analýzy výstupních proudů a napětí střídače. Ty jsou mezi sebou porovnávány jak z hlediska použitých modulačních technik, tak způsobu provedení balančního algoritmu (kapitola 9.5).

Všechny simulační modely pracují v diskrétním čase se simulačním krokem $T_s = 1 \mu\text{s}$. Délka simulačního kroku je volena s ohledem na ochranné doby IGBT tranzistorů. V dnešní době jsou prakticky všechny střídače řízeny číslicově. Aby bylo možné použít modely k porovnání s reálným zapojením, je zapotřebí zvolit vhodnou vzorkovací periodu. Zvolil jsem $T_{vz} = 100 \mu\text{s}$, což odpovídá vzorkovací periodě skutečného řídicího systému. Takový řídicí systém je použit v [3]. Pro úplnost je zapotřebí uvést následující parametry, které byly pro jednotlivé simulace zvoleny:

Výkonová část

$U_A = 64 \text{ V}$	efektivní hodnota fázového napětí sítě
$U_d = 156 \text{ V}$	napětí v meziobvodu měniče
$f = 50 \text{ Hz}$	síťový kmitočet
$C_{C1} = C_{C2} = 10 \text{ mF}$	kapacita kondenzátorů ve stejnosměrném meziobvodu
$R_{C1} = R_{C2} = 10 \text{ k}\Omega$	svod kondenzátorů ve stejnosměrném meziobvodu
$R_{n1} = R_{n2} = 25 \Omega$	nabíjecí odpory
$C_{1A} = C_{1B} = C_{1C} = 1 \text{ mF}$	kapacita plovoucích kondenzátorů
$R_{1A} = R_{1B} = R_{1C} = 10 \text{ k}\Omega$	svod plovoucích kondenzátorů
$R_Z = 20 \Omega$	odpor jedné fáze zátěže
$L_Z = 40 \text{ mH}$	indukčnost jedné fáze zátěže
$t_{DT} = 2 \mu\text{s}$	ochranná doba (<i>Dead Time</i>)

Řídicí část

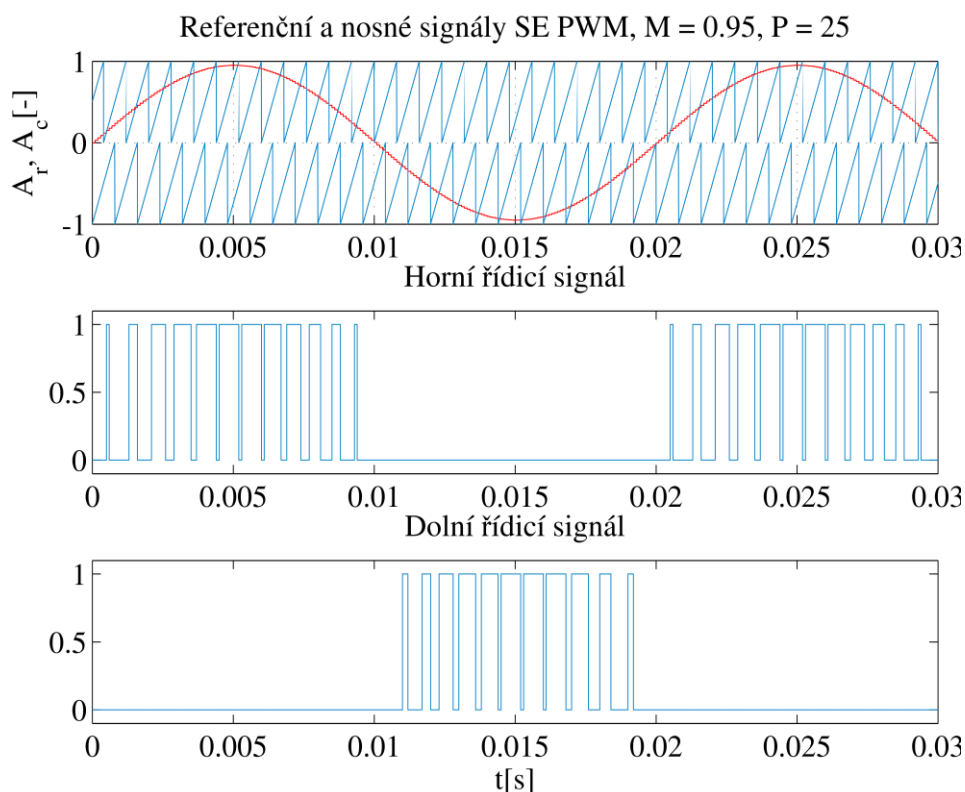
$f_r = 50 \text{ Hz}$ a 30 Hz	kmitočet referenčního signálu
$f_{sp} = 1250 \text{ Hz}$	spínací kmitočet
$M = 0,95$	modulační index
$P = 25$ a $41,7$	frekvenční poměr

9.1 Simulace řídicího algoritmu subharmonické PWM

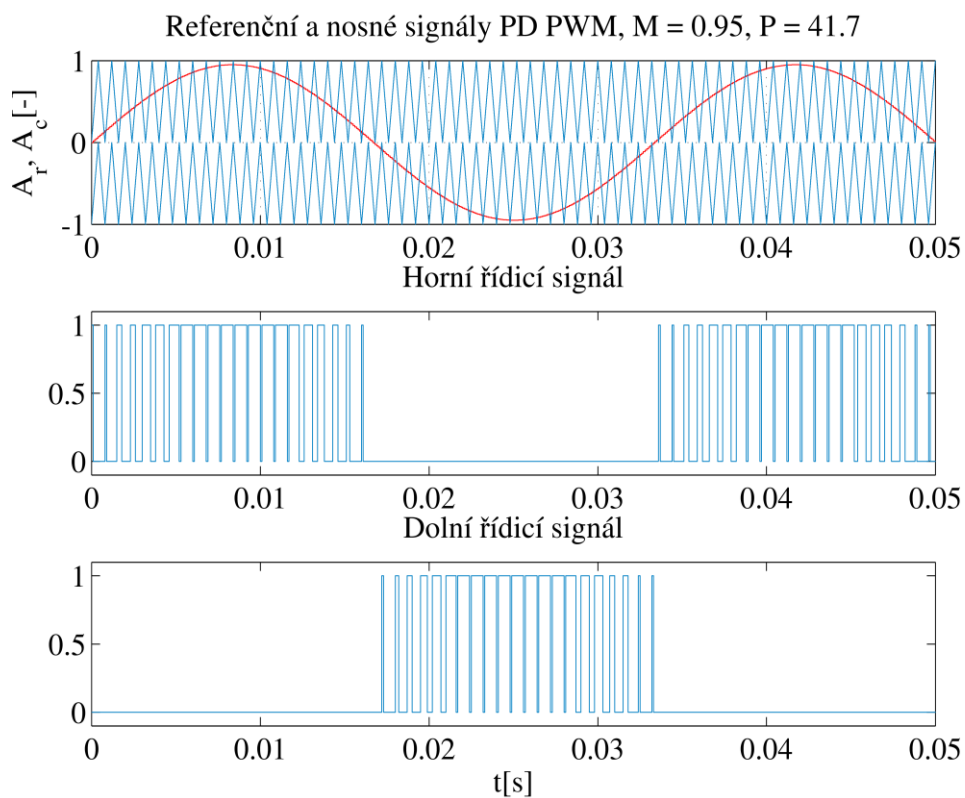
V rámci řídicího algoritmu subharmonické PWM byly simulovány referenční, nosné a řídicí signály pro PWM s pilovými nosnými signály (SE PWM) a PWM s odlišným vzájemným uspořádáním trojúhelníkových nosných signálů (PD, POD a APOD). Aby byl postihnout synchronní i asynchronní typ modulace, je provedena simulace PD PWM pro dva kmitočty referenčního signálu f_r (50 Hz a 30 Hz) při konstantním spínacím kmitočtu f_{sp} (1250 Hz). Odlišnosti obou typů jsou popsány v kapitole 3.3. Výsledky simulace jsou zobrazeny na Obr. 9.1, Obr. 9.2, Obr. 9.3, Obr. 9.4 a Obr. 9.5.

Porovnání nosného a referenčního signálu se odehrává v modulátoru, jehož simulační model je zobrazen na Obr. 8.3. Jelikož se jedná o řídicí algoritmus pro tříúrovňový střídač, je referenční signál porovnáván se dvěma nosnými signály. Jeden je použit pro kladnou a druhý pro zápornou půlvlnu referenčního signálu, což je zřejmé i z dvojice generovaných pulzů, které jsou výstupem komparátoru. Rovněž představují vstupní hodnoty bloku určení žádané napěťové hladiny, který je součástí balančního algoritmu. Ten udržuje napětí na plovoucím kondenzátoru na jmenovité hodnotě a transformuje generované pulzy na řídicí signály jednotlivých IGBT tranzistorů.

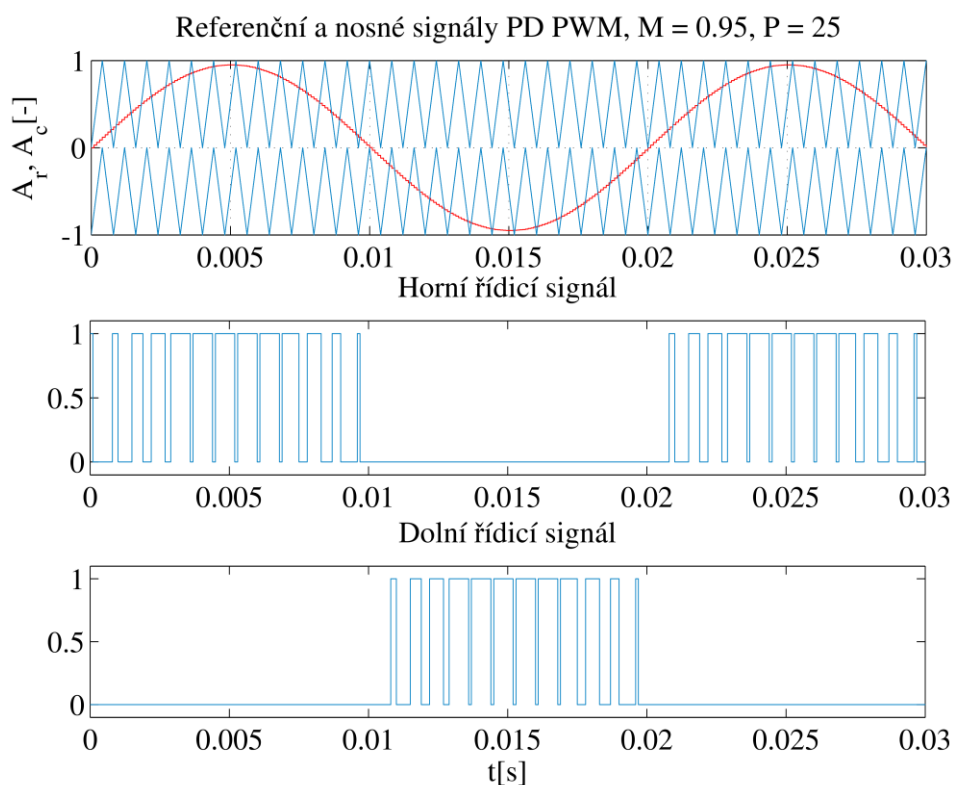
Z průběhů horních a dolních řídicích signálů je zřejmá odlišnost jednotlivých modulačních technik. Vzhledem k různému fázovému posuvu nosných signálů oproti referenčnímu se šířka pulzů řídicích signálů liší. To znamená, že i harmonické spektrum výstupních napětí a proudů střídače u daných modulací bude rozdílné. Změny jsou znatelné především v oblasti kolem nulové hodnoty referenčního signálu. SE, PD, POD a APOD PWM jsou porovnány z hlediska harmonické analýzy v kapitole 9.5.



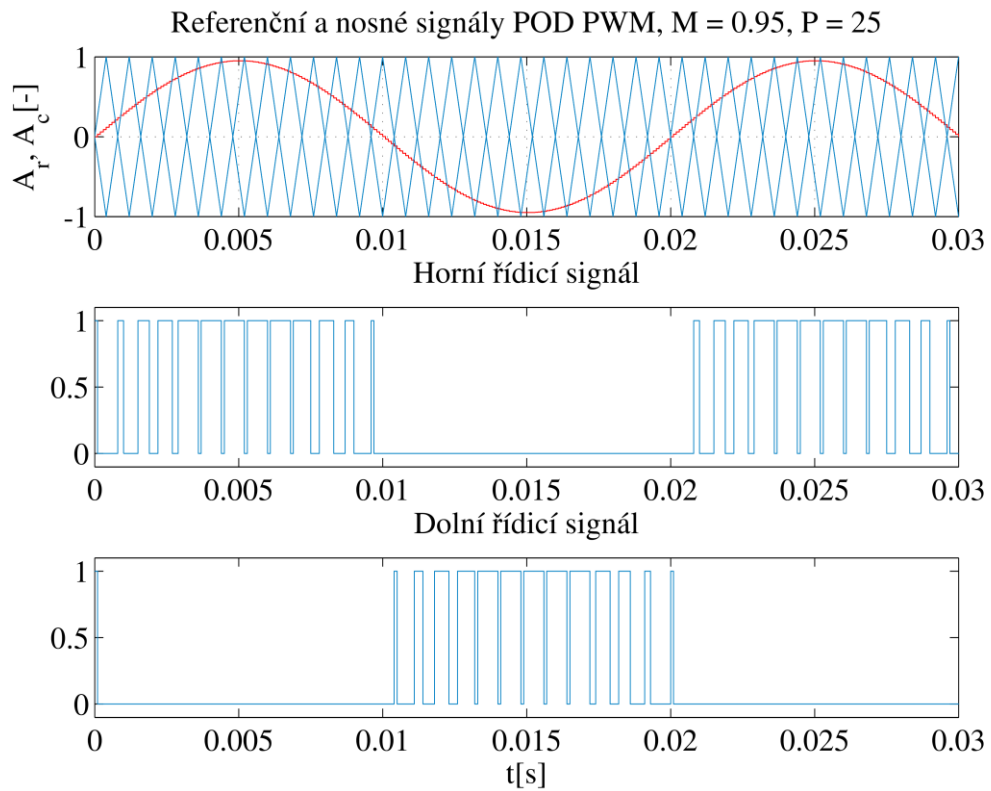
Obr. 9.1 Referenční a řídicí signály SE PWM, $f_r = 50\text{Hz}$



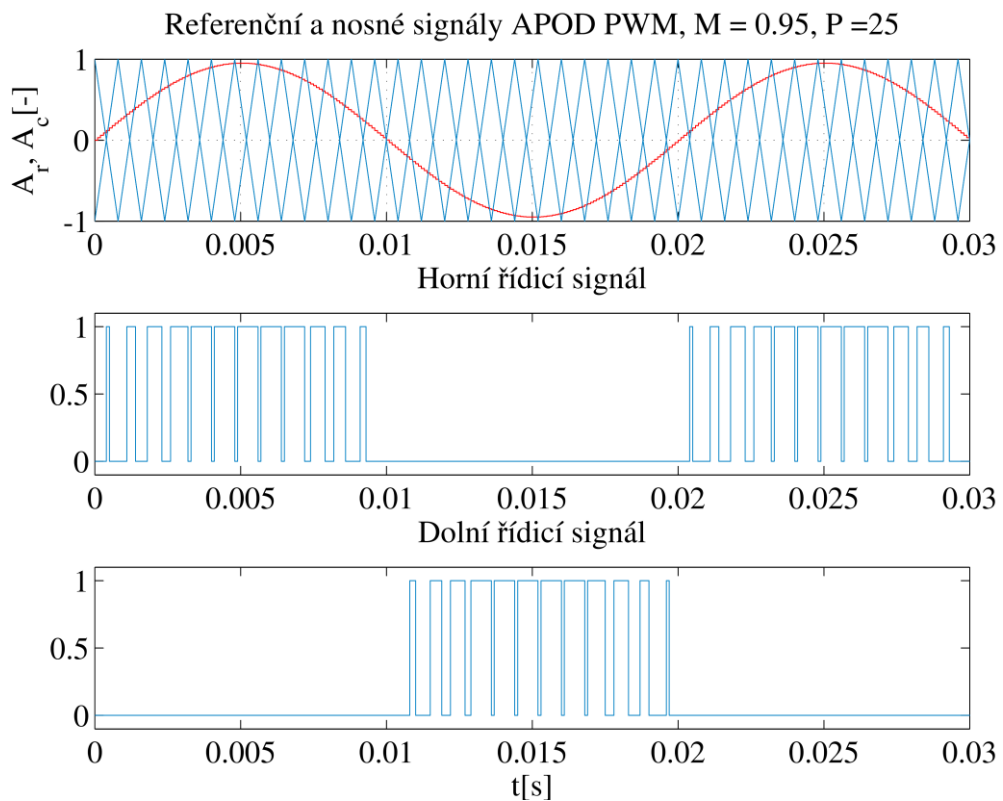
Obr. 9.2 Referenční a řídicí signály PD PWM, $f_r = 30\text{Hz}$



Obr. 9.3 Referenční a řídicí signály PD PWM, $f_r = 50\text{Hz}$



Obr. 9.4 Referenční a řídicí signály POD PWM, $f_r = 50\text{Hz}$

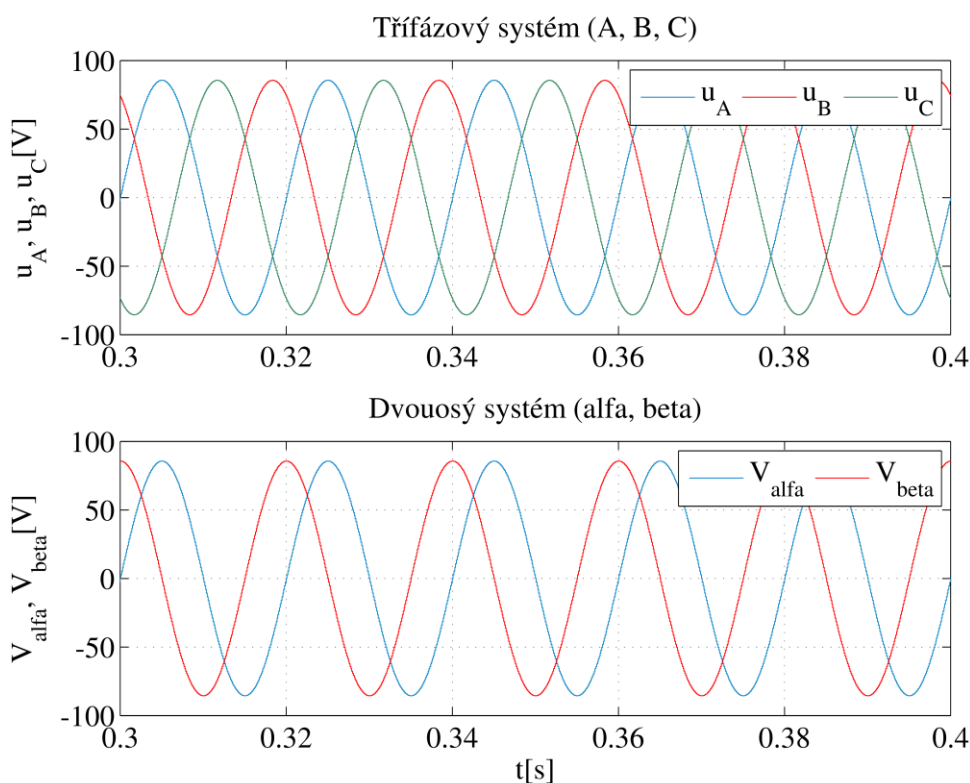


Obr. 9.5 Referenční a řídicí signály APOD PWM, $f_r = 50\text{Hz}$

9.2 Simulace řídicího algoritmu SVM

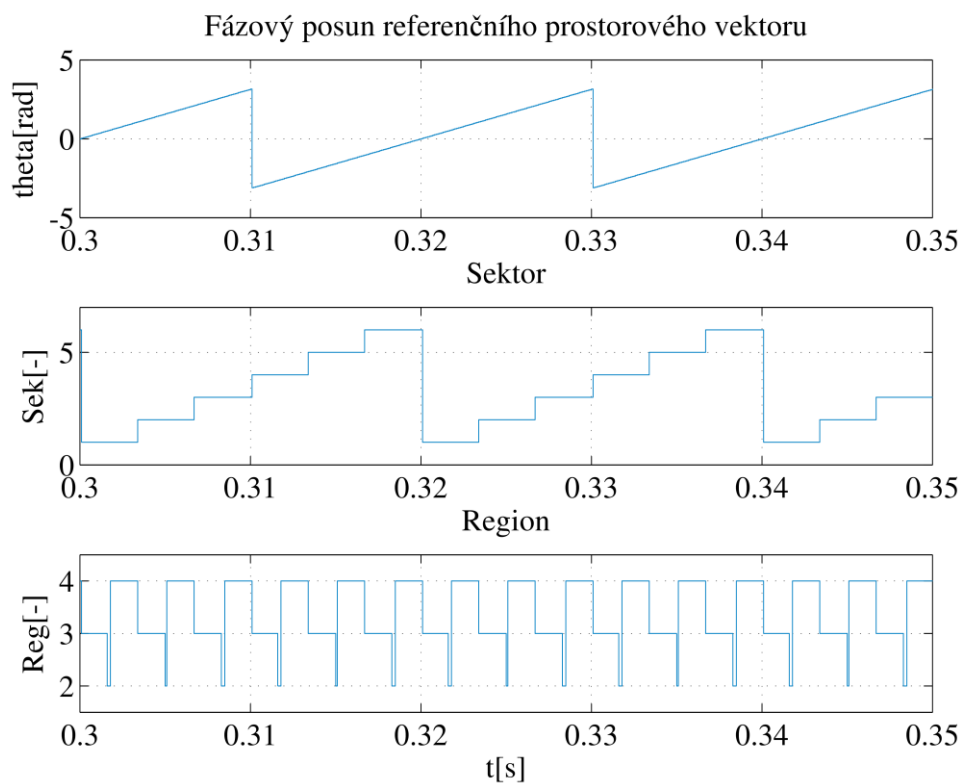
Algoritmus modulační prostorového vektoru je výrazně složitější než algoritmus subharmonické PWM. Referenční signály modulační prostorového vektoru jsou vypočítávány modulačním algoritmem na rozdíl od subharmonické PWM, u které jsou průběhy referenčních signálů předem definovány. Z tohoto důvodu byly simulované průběhy jednotlivých veličin voleny takovým způsobem, aby postihly jednotlivé kroky řídicího algoritmu, od získání referenčního prostorového vektoru až po průběhy referenčních a řídicích signálů jednotlivých fází střídače. Modulační algoritmus byl sestaven podle popisu v kapitole 5.2

Prvním krokem je Clarkové transformace souřadnic. Průběhy napětí jednotlivých systémů souřadnic jsou na Obr. 9.6. Je zřejmé, že průběh fázového napětí u_A je totožný s průběhem \underline{V}_α , jelikož osa A leží v ose α . Tato skutečnost vyplývá z Obr. 4.7, na kterém je zobrazeno uspořádání souřadnic obou systémů. Z průběhů \underline{V}_α a \underline{V}_β je dále získán modul a fáze referenčního prostorového vektoru.

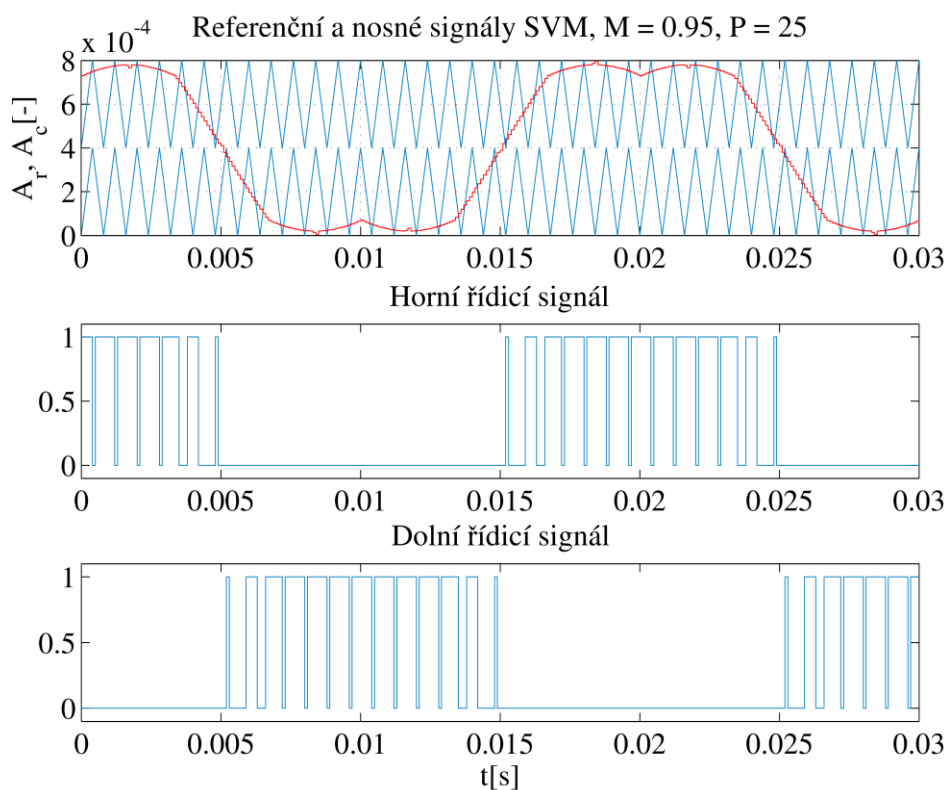


Obr. 9.6 Simulace Clarkové transformace

Pohyb referenčního prostorového vektoru je definován změnou jeho fáze θ (viz Obr. 9.7). V závislosti na úhlu θ se mění jak sektory tak i regiony šestiúhelníku z Obr. 5.3. Jednotlivé sektory se střídají vzestupně od 1 do 6. Pokud budeme uvažovat značení regionů z Obr. 5.5 a danou velikost modulačního indexu M , budou se regiony měnit v pořadí 3-2-4. Z toho vyplývá, že volba jednotlivých regionů závisí také na velikosti modulačního indexu. Při nízkém M bude prostorový vektor procházet i regionem 1. Znalost sektoru a regionu, ve kterém se prostorový vektor nachází je zásadní pro výpočet aktivních do sepnutí T_1 , T_2 a T_3 .



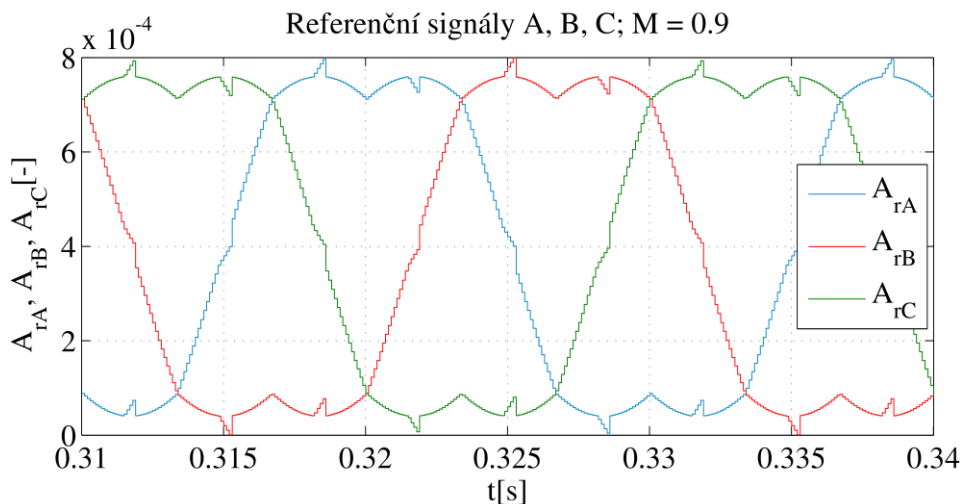
Obr. 9.7 Pohyb prostorového vektoru



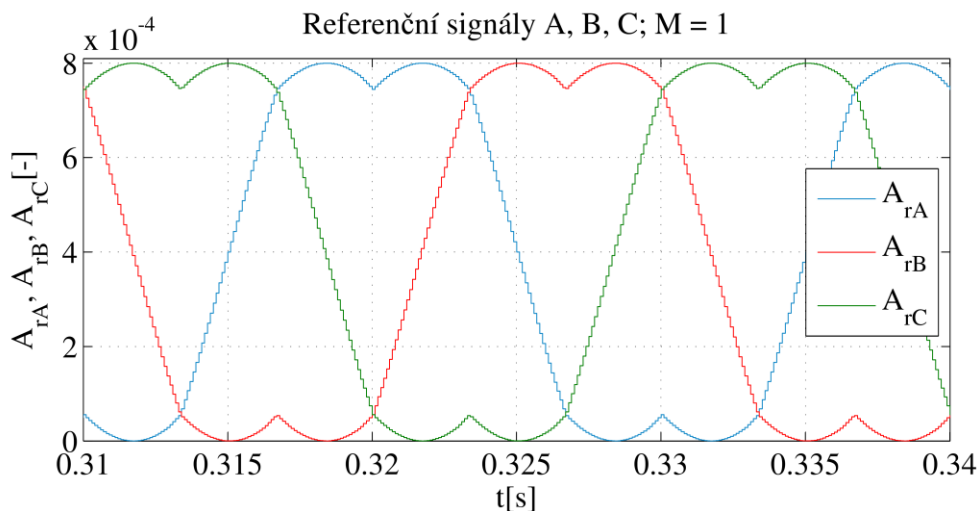
Obr. 9.8 Referenční a řídicí signály SVM

Z vypočítaných aktivních dob sepnutí T_1 , T_2 a T_3 a střídy (*Duty cycle*) získáme referenční průběhy jednotlivých fází. Průběhy referenčního a nosného signálu fáze A jsou na Obr. 9.8. Je zřejmé, že vlivem řídicího algoritmu dochází k úmyslné deformaci referenčního signálu za účelem zvýšení amplitudy základní harmonické výstupního napětí

střídače. Z tohoto důvodu nemá signál sinusový průběh, což by platilo u algoritmu subharmonické PWM. Lze říci, že modulátor, jehož simulační model je na Obr. 8.11, pracuje stejným způsobem jako u subharmonické PWM. Odlišnost je především v přivedeném referenčním signálu a tedy i v generovaných řídicích pulzech. To se projeví na výstupním napětí a proudu víceúrovňového střídače. Řídicí pulzy opět vstupují do balančního algoritmu, který definuje přesnou pozici pulzů pro jednotlivé výkonové prvky.



Obr. 9.9 Referenční signály SVM, $M = 0.9$



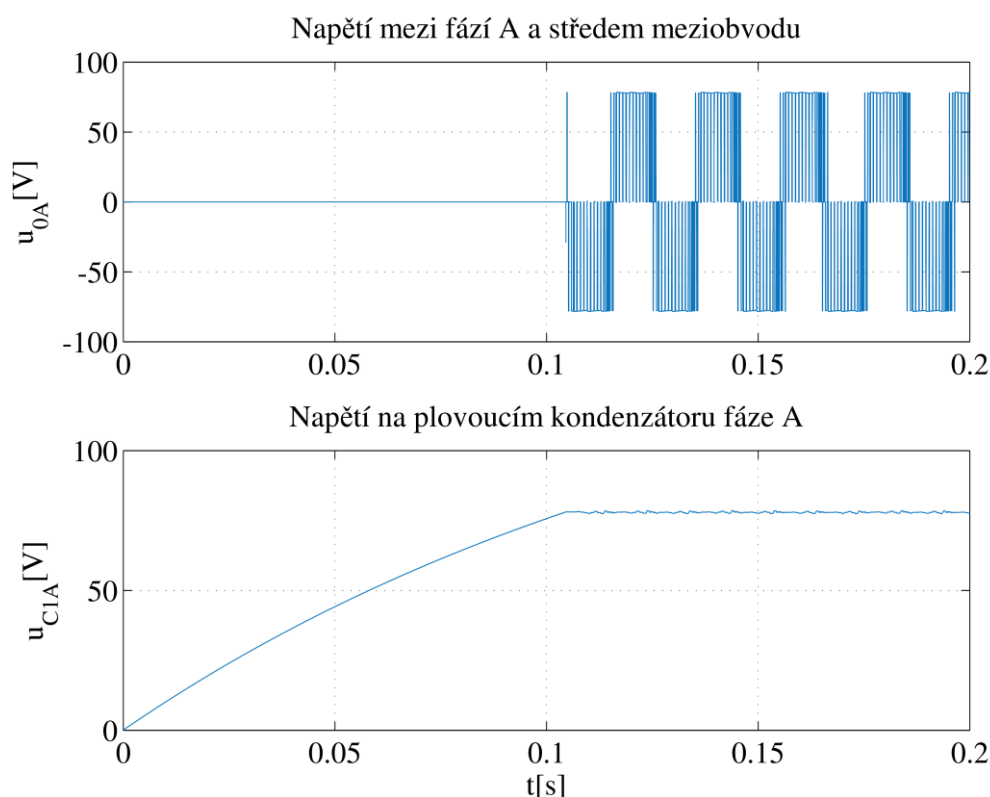
Obr. 9.10 Referenční a řídicí signály SVM, $M = 1$

Na Obr. 9.9 a Obr. 9.10 jsou zobrazeny referenční signály pro fáze A, B, C při zvolených modulačních indexech $M = 0,9$ a 1 . Při snižování hodnoty modulačního indexu dochází nejen ke snížení amplitudy a obsahu základní harmonické ve výstupním napětí střídače, ale také k deformaci referenčních signálů. Na Obr. 9.9 je možné vidět malé "špičky" v amplitudě signálů jednotlivých fází. Tato deformace je způsobena použitým řídicím algoritmem. U dvouúrovňových střídačů k ní nedochází. Při dalším snižování modulačního indexu budou špičky narůstat a zkraslení výstupního napětí bude výraznější. Při modulačním indexu $M = 1$ se deformace neobjeví a z modulačního algoritmu jsou získávány požadované referenční průběhy.

9.3 Simulace veličin ve výkonovém obvodu střídače

V této podkapitole jsou zobrazeny detaily průběhů jednotlivých napětí a proudů ve výkonovém obvodu. Napětí je definováno jako rozdíl potenciálů. Proto je vždy měřeno mezi dvěma body. Na Obr. 8.18 je znázorněno, mezi kterými body byla jednotlivá napětí měřena. Průběhy napětí byly simulovány pro fázi A. U dvou zbývajících fází jsou průběhy totožné. Jejich počáteční fáze je pouze posunuta o $\pm 120^\circ$ elektrických.

Začátek simulace je zobrazen na Obr. 9.11. Jak už bylo řečeno, napětí na plovoucích kondenzátorech musí být udržováno na jmenovité hodnotě, v našem případě $U_{C_{IA_n}} = 78 \text{ V}$. Pokud by tato podmínka nebyla dodržena, napětí U_d by se na součástky rozložilo nerovnoměrně a mohlo by dojít k jejich destrukci. Na počátku pracovního režimu je na plovoucích kondenzátorech napětí nulové. Z tohoto důvodu musí být nabity na hodnotu $U_{C_{An}}$. Až po dokončení nabíjecího procesu mohou být přivedeny řídicí pulzy na výkonové prvky.

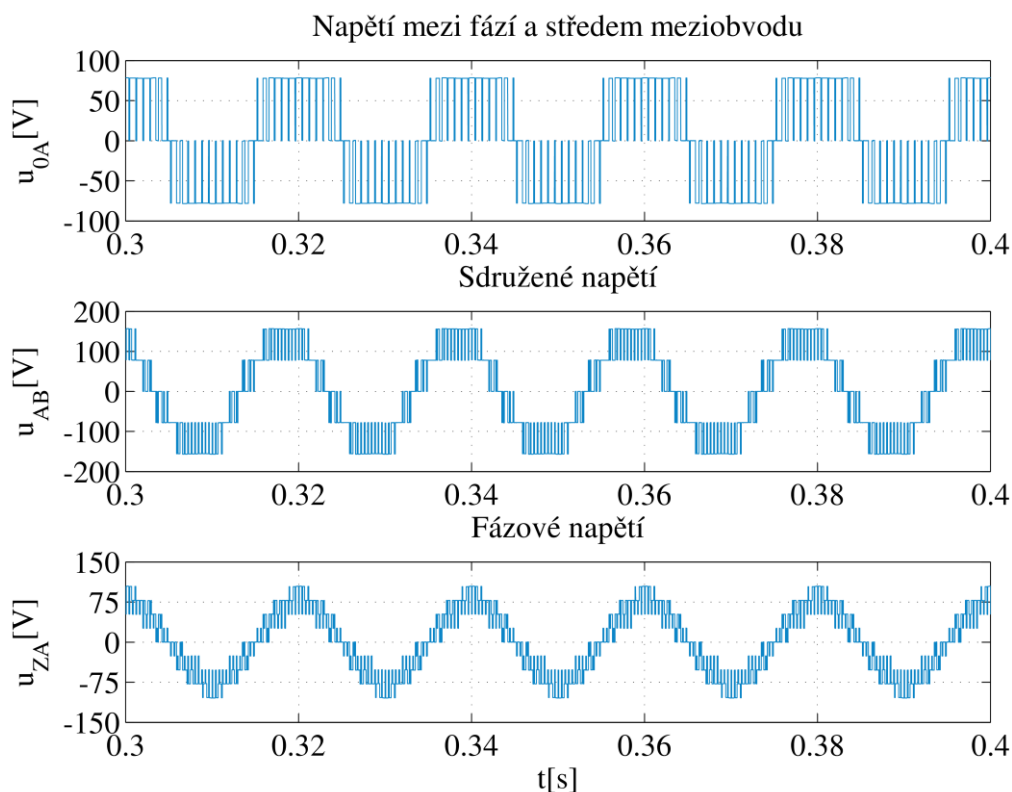


Obr. 9.11 Simulace přednabíjení plovoucích kondenzátorů

V kapitole 4.1 jsou definována napětí, měřená na výstupu střídače. Jedná se o napětí mezi fází a středem meziobvodu u_{0A} , sdružené napětí na u_{AB} a fázové napětí u_{ZA} , jejichž průběhy jsou simulovány na Obr. 9.12. Z důvodu přehlednosti byla tato simulace provedena bez použití ochranných dob, které ve spojení s balančním algoritmem deformují výstupní napětí (viz kapitola 2.3.2). Napětí u_{AB} a u_{ZA} nabývají pěti různých napěťových hladin, což může být matoucí při určování počtu úrovní střídače. Je tedy důležité si říci, že počet úrovní střídače se odvíjí od průběhu napětí u_{A0} . To je spínáno ve třech napěťových hladinách ($\pm 78 \text{ V}$, 0 V). Hodnoty $\pm 78 \text{ V}$ odpovídají polovině napětí ve stejnosměrném meziobvodu $\pm U_d/2$. Jak už bylo řečeno v úvodní kapitole, napětí musí přecházet vždy jen mezi sousedícími napěťovými hladinami. Při nedodržení této podmínky by byly součástky namáhány nepřipustným napětím a to zvláště v případě, kdy je napětí ve stejnosměrném

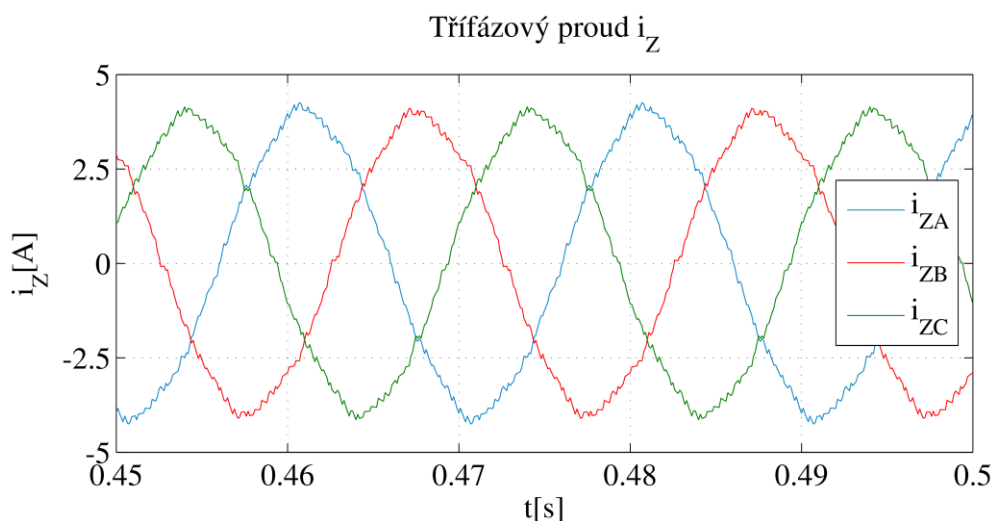
obvodu až 10 kV. Při bezporuchovém chodu, nemůže napětí tříúrovňového střídače s plovoucími kondenzátory prakticky přejít přes více než jednu hladinu, což neplatí pro střídače s vyšší počtem úrovní vlivem 3-K a 4-K přechodů.

Na vstupu stejnosměrného meziobvodu je použit diodový usměrňovač, jehož výstupní napětí resp. napětí U_d není přímo konstantní, ale je dáno obalovou křivkou napětí třífázového systému, což má za následek mírné zvlnění v amplitudě měřených napětí. Tato skutečnost je zřejmá spíše z průběhů napětí v kapitole 9.4.

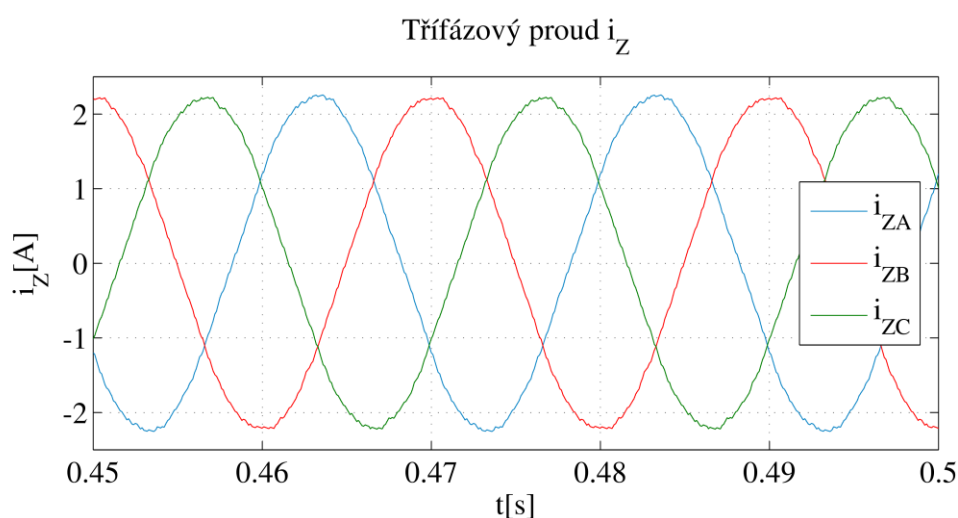


Obr. 9.12 Průběhy napětí ve výkonovém obvodu

V následujícím odstavci je popsána simulace průběhů třífázového proudu, protékajícím pasivní RL zátěží. Jelikož se jedná o měnič s napěťovým stejnosměrným meziobvodem, tak si proud odebírá zátěž sama. Z Obr. 9.13 a Obr. 9.14 je zřejmé, že amplituda a zvlnění výstupního proudu závisí nejen na použitém řídicím algoritmu, ale také na velikosti účinníku RL zátěže. S narůstající indukčností RL obvodu, roste jeho celková impedance a hodnota účinníku klesá. Pro čistě induktivní resp. odporovou zátěž platí, že její $\cos \varphi = 0$ resp. $\cos \varphi = 1$. Čím menší bude hodnota účinníku, tím větší bude celková impedance obvodu zátěže, a tudíž dojde k poklesu jak amplitudy, tak i efektivní hodnoty střídavého proudu a naopak. Spínání napětí střídače je přechodný děj. Indukčnost se při přechodném ději brání změně proudu, snaží se udržet jeho původní směr a hromadí elektrickou energii. To znamená, že také vhodně přispívá k vyhlazení třífázového proudu. Menší zvlnění výstupního proudu lze také docílit zvýšením spínací frekvence IGBT tranzistorů.



Obr. 9.13 Průběh třífázového proudu ($R_Z = 20 \Omega$, $L_Z = 20 \text{ mH}$, $\cos \varphi = 0,95$)



Obr. 9.14 Průběh třífázového proudu ($R_Z = 20 \Omega$, $L_Z = 100 \text{ mH}$, $\cos \varphi = 0,54$)

9.4 Simulace spínacích procesů

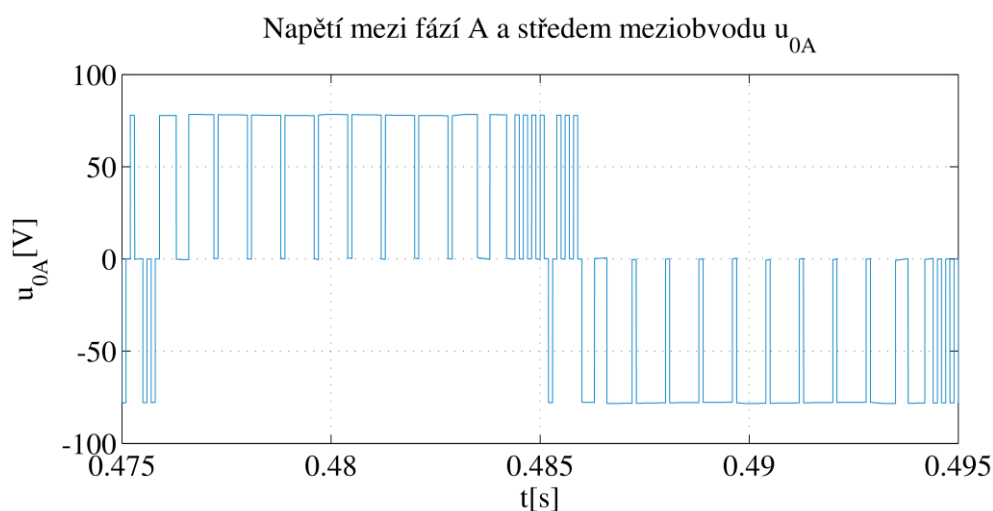
Problematika spínacích procesů je popsána v kapitole 2.3.2. Vlivem balancování plovoucích kondenzátorů dochází u tříúrovňového střídače k 1K a 2K-přechodům. Ty způsobují deformaci průběhů výstupního napětí a proudu. To znamená, že balancování znehodnocuje zvolený modulační algoritmus, ale z funkčního a bezpečnostního hlediska je jeho použití nezbytné. Z tohoto důvodu jsou do výsledků simulací zahrnuty průběhy napětí mezi fází a středem meziobvodu u_{0A} , napětí na plovoucím kondenzátoru u_{C1A} a třífázového proudu i_Z při 1K a 2K-přechodech. Dále jsou simulovány průběhy napětí a proudů při vypuštění balančního algoritmu z řídicí strategie. Jako vhodná modulační technika pro simulaci spínacích procesů byla zvolena modulace prostorového vektoru (SVM).

9.4.1 1K-přechody

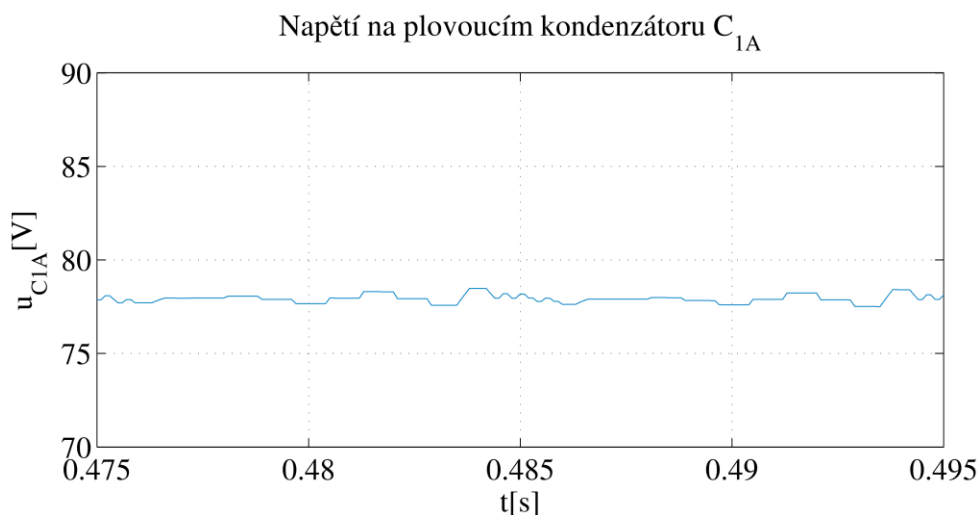
1K-přechodům odpovídá levý stavový diagram z Obr. 2.8. Z toho vyplývá, že balanční algoritmus povoluje pohyb pouze po čtyřúhelníku stavového diagramu. Pokud je požadován přechod ze spínacího stavu 2 do stavu 3 anebo naopak, čemuž odpovídá přebíjení plovoucího kondenzátoru, algoritmus nejprve zajistí přechod do stavu 1 nebo 4 a až poté přechod do stavu 2 nebo 3. To znamená, že při přebíjení plovoucího kondenzátoru

se objeví v průběhu napětí u_{0A} pulzy, jejichž šířka je dána vzorkovací periodou T_{vz} . Průběh napětí u_{0A} při 1K-přechodech je znázorněn na Obr. 9.15. U tříúrovňového provedení střídače není možné sestavit balanční algoritmus tak, aby nenarušoval algoritmus modulační a tedy i průběhy napětí a proudu. Takto tomu nemusí v plné míře být u čtyř a pětiúrovňových topologií, kde existuje větší množství spínacích stavů, pomocí kterých lze dosáhnout 1K- přechodu v rámci jedné napěťové hladiny. Tím se zabývají např. [3] a [6].

Zvlnění napětí na plovoucím kondenzátoru C_{1A} , jehož průběh je na Obr. 9.16, odpovídá spínání napětí u_{0A} . Proto lze říci, že se zvyšujícím se spínacím kmitočtem výkonových součástek se bude zvlnění projevovat méně.

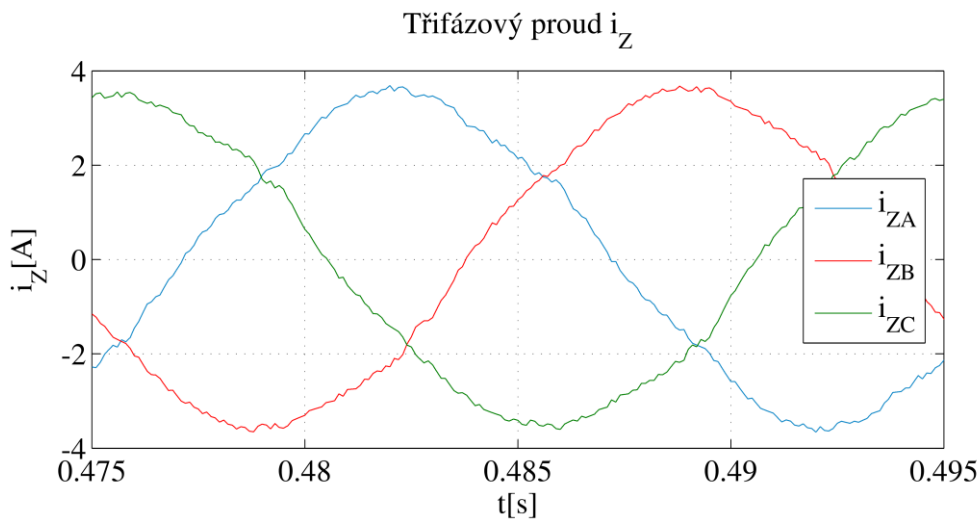


Obr. 9.15 Průběh napětí mezi fází a středem meziobvodu (1K)



Obr. 9.16 Průběh napětí na plovoucím kondenzátoru (1K)

Na Obr. 9.17 jsou průběhy třífázového proudu i_Z , které by měly co nejvíce odpovídat harmonickým průběhům. Deformace a zvlnění jsou způsobeny výše zmíněnými pulzy vkládanými balančním algoritmem do průběhů napětí u_{0A} . Při použití kratší vzorkovací periody by deformace proudu byla méně výrazná. Z pohledu zátěže je tvar výstupního proudu jedno z nejdůležitějších kritérií pro optimální funkci. Například při použití pohonu je požadováno co nejnižší zvlnění proudu, a tak i momentu, z důvodu minimalizace mechanických kmitů a akustického hluku.



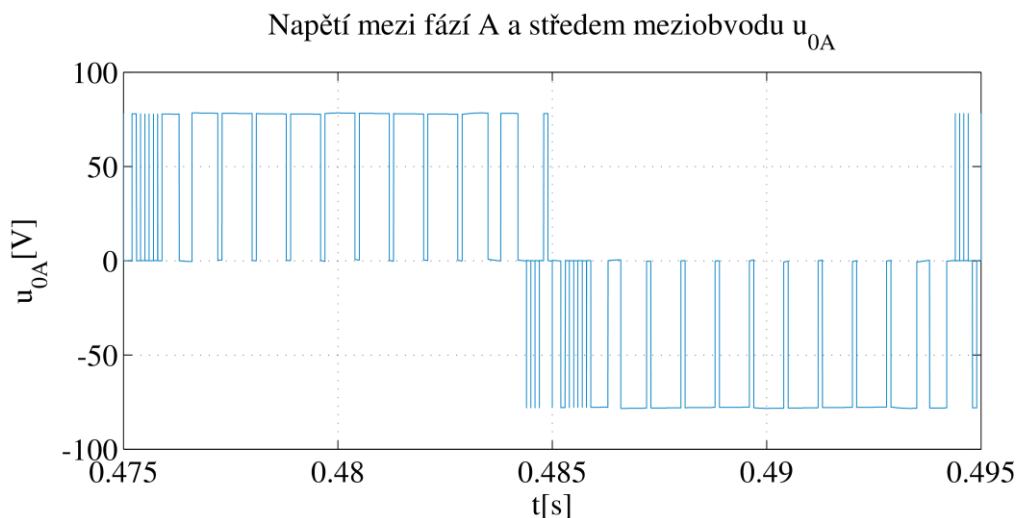
Obr. 9.17 Průběh třífázového proudu (1K)

9.4.2 2K-přechody

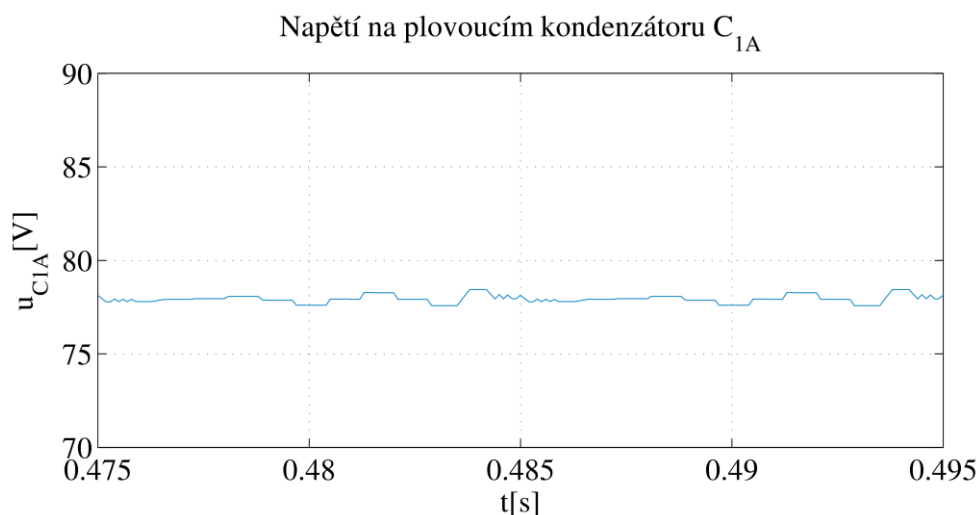
2K-přechody odpovídají pravému stavovému diagramu z Obr. 2.8. Přechod ze spínacího stavu 2 do stavu 3 a naopak nastává okamžitě. Z toho vyplývá, že dochází k sepnutí obou komplementárních dvojic výkonových prvků střídače. Tento případ je graficky znázorněn na Obr. 2.10. Po časový úsek trvání ochranné doby je mezi fází a střed meziobvodu přivedeno kladné nebo záporné napětí o amplitudě $U_d/2$, což potvrzuje i Obr. 9.18, na němž je zobrazen simulovaný průběh napětí u_{0A} při 2K-přechodech. Balanční algoritmus v tomto případě samozřejmě pracuje jak s 2K tak i s 1K-přechody. To znamená, že kombinuje oba stavové diagramy z Obr. 2.8.

Napětí u_{0A} deformováno méně než v případě bez 2K-přechodů, jelikož šířka pulzů není závislá na vzorkovací periodě, ale na velikosti ochranných dob. Lze říci, že dochází ke zvýšení spínacího kmitočtu výkonových součástek a tedy i k častějšímu vybíjení a nabíjení plovoucího kondenzátoru. Z tohoto důvodu je zvlnění napětí na plovoucím kondenzátoru menší než v případě 1K-přechodů (viz Obr. 9.19).

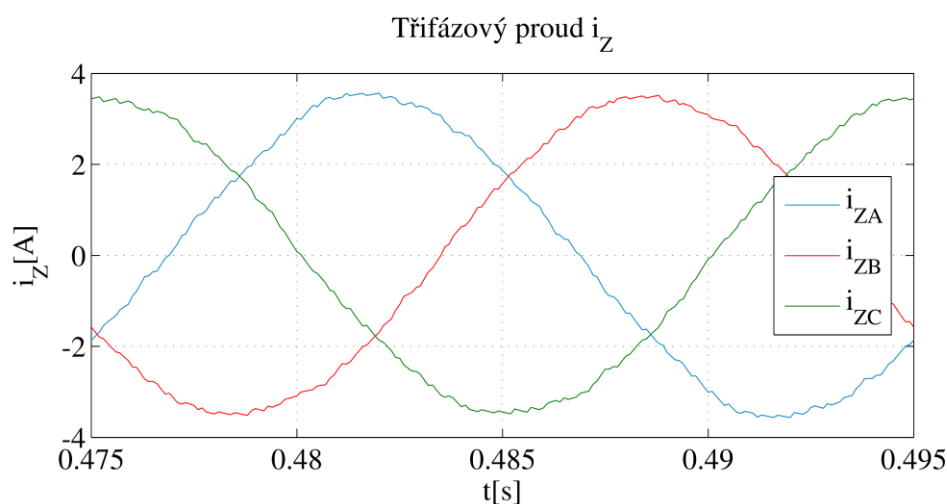
Menší deformace je patrná i z průběhů třífázového proudu i_z , jehož průběh je graficky znázorněn na Obr. 9.20. Proudů se více podobají harmonickým průběhům a vlivem vyššího spínacího kmitočtu dochází k poklesu jejich zvlnění.



Obr. 9.18 Průběh napětí mezi fází a středem meziobvodu (2K)



Obr. 9.19 Průběh napětí na plovoucím kondenzátoru (2K)



Obr. 9.20 Průběh třífázového proudu (2K)

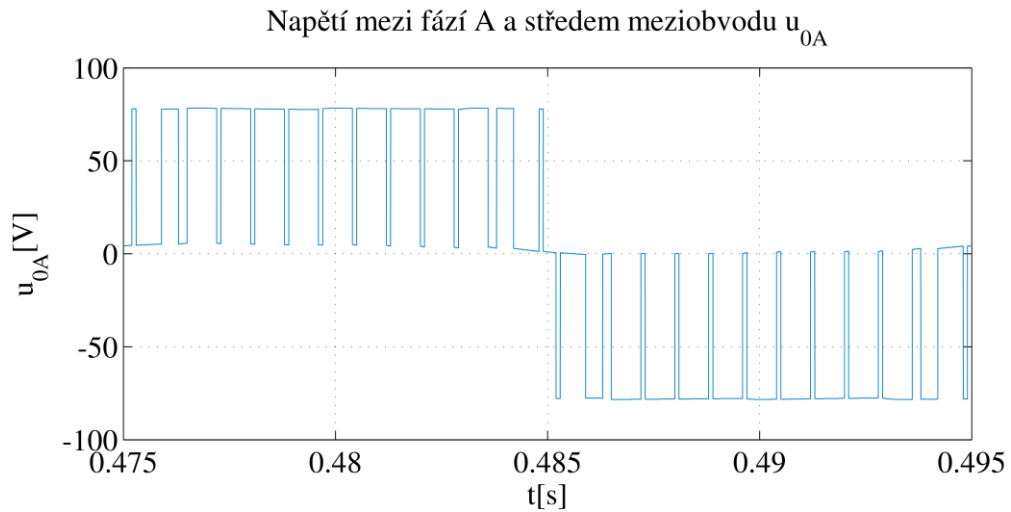
9.4.3 Spínací procesy bez balancování plovoucích kondenzátorů

Poslední simulací jsou spínací procesy při vyřazeném algoritmu balancování napětí na plovoucích kondenzátorech. Ze simulovaných průběhů je zřejmé, že střídač má jistou samobalancovní schopnost. Plovoucí kondenzátory jsou schopny se nabít na hodnotu přibližnou U_{C1An} i bez balančního algoritmu. Na Obr. 9.21 je zobrazen průběh napětí mezi fází a středem meziobvodu u_{0A} . Průběh napětí není deformován a odpovídá řídicím pulzům modulačního algoritmu, což je ideální případ z hlediska deformace výstupního třífázového proudu, který je simulován na Obr. 9.23

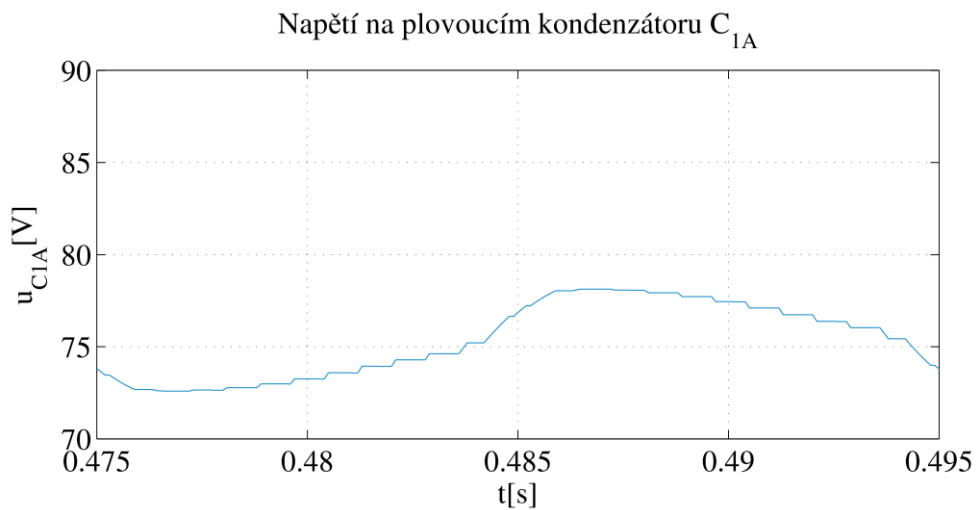
Nevýhodou je zvlnění vnitřní napěťové hladiny. Jeho vlivem je způsobeno nerovnoměrné rozložení napětí na výkonových součástkách. Pokud bude zvlnění příliš vysoké, na vypnutých součástkách se objeví napětí vyšší než je maximální závěrné napětí a dojde k jejich destrukci. Z tohoto důvodu není bezpečné provozovat střídač bez balančního algoritmu.

V simulovaném případě jsou při spínání napětí používány pouze stavy 1, 2 a 4. Z tohoto důvodu je pro $i_z > 0$ okamžitá hodnota vnitřní napěťové hladiny dána rovnicí (2-4) a plovoucí kondenzátor je nabíjen. Pro $i_z < 0$ je dána naopak rovnicí (2-5), která popisuje stav, kdy je plovoucí kondenzátor vybíjen. To lze pozorovat i z průběhu napětí na

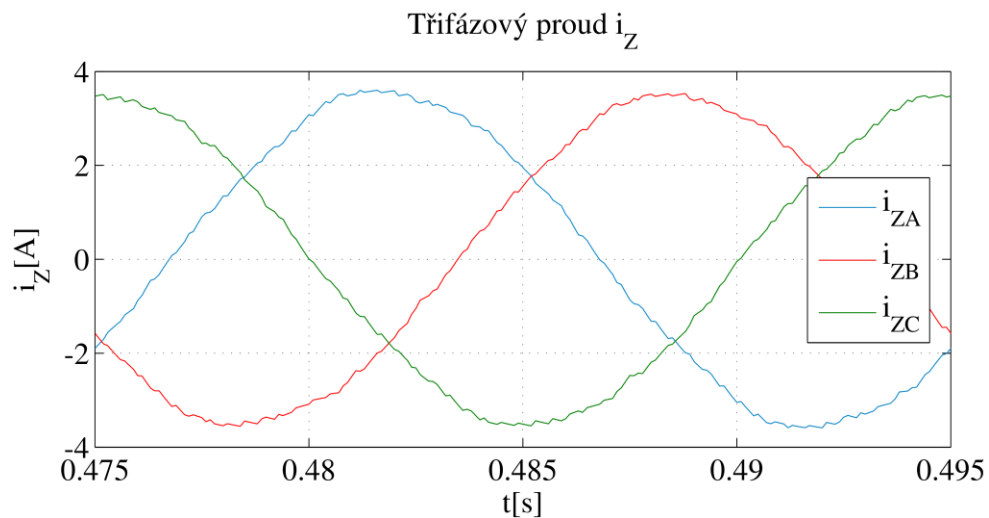
plovoucím kondenzátoru (viz Obr. 9.22). Z obou rovnic vyplývá, že zvlnění napětí u_{0A} je svázáno s průběhem napětí u_{C1A} a jeho číselná hodnota je dána rozdílem napětí ve stejnosměrném meziobvodu a napětí na plovoucím kondenzátoru.



Obr. 9.21 Průběh napětí mezi fází a středem meziobvodu (bez balancování)



Obr. 9.22 Průběh napětí na plovoucím kondenzátoru (bez balancování)



Obr. 9.23 Průběh třífázového proudu (bez balancování)

9.5 Výsledky harmonické analýzy

Pro harmonickou analýzu byl použit nástroj „*FFT analysis*“ z knihovny powergui. Ten umožňuje výpočet jednotlivých harmonických složek a harmonického zkreslení THD simulovaných průběhů. Pro získání adekvátních výsledků je zapotřebí zvolit vhodný signál k analyzování, nastavit časový úsek odpovídající periodě signálu a hodnotu kmitočtu, do které bude analýza prováděna. Výsledky lze zobrazit v grafické formě nebo jako seznam dat. Amplituda jednotlivých harmonických složek je vztažena k amplitudě základní harmonické a udávána v procentech.

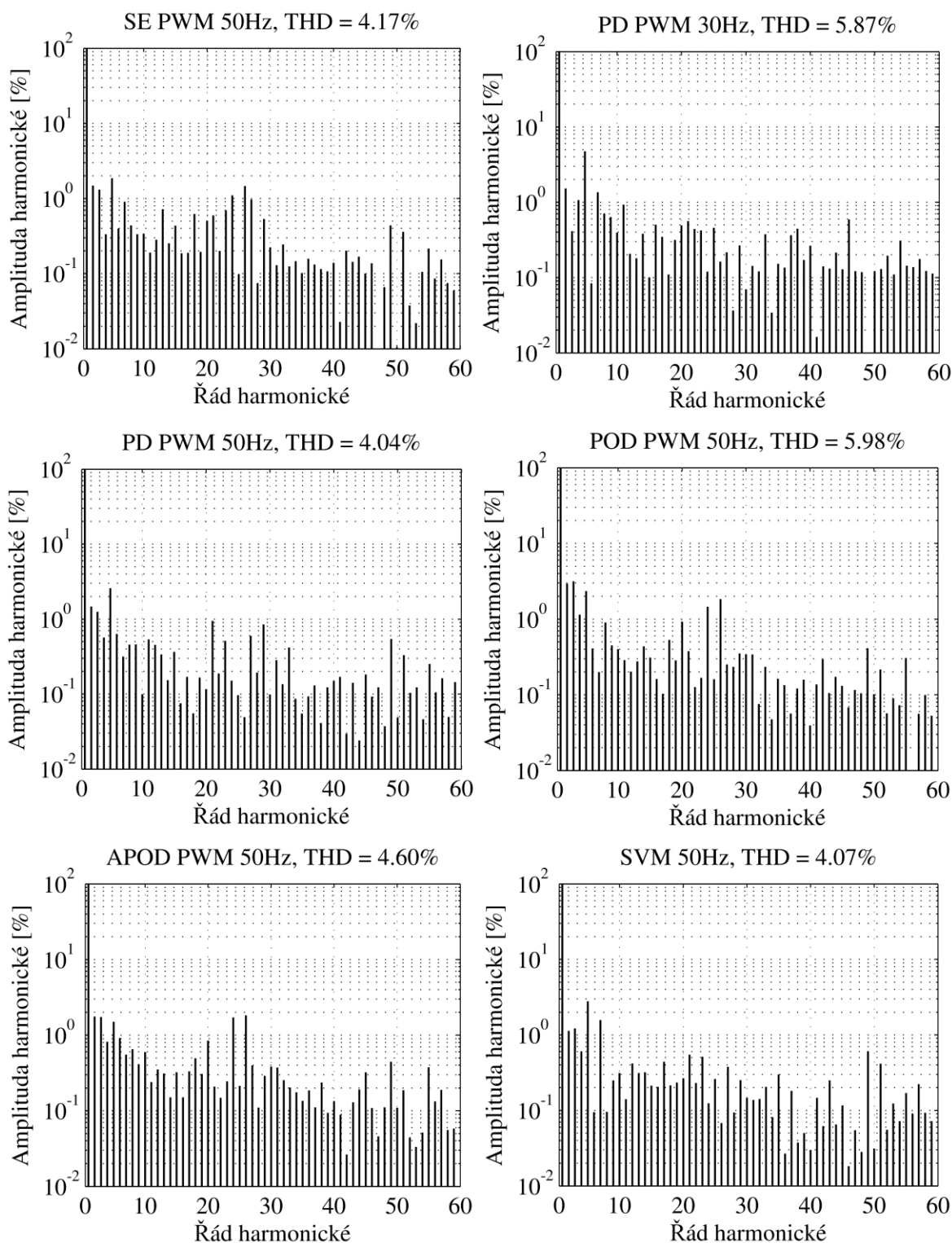
V rámci harmonické analýzy byly analyzovány průběhy výstupního proudu střídače pro použité modulační techniky v kombinaci s různými balančními algoritmy. Pro úplnost jsou za stejných podmínek analyzovány průběhy fázového napětí střídače, jejichž harmonická spektra jsou zahrnuta v Příloze 1. Z výsledků lze přehledně porovnávat a volit optimální kombinace modulačního a balančního algoritmu pro použitou topologii střídače. Výsledky harmonické analýzy proudů i fázových napětí jsou tabelovány do 30. harmonické v Příloze 2.

9.5.1 Harmonická analýza proudu (1K-přechody)

Na Obr. 9.24 jsou zobrazena harmonická spektra výstupního proudu při 1-K přechodech, které byly simulovány v kapitole 9.4.1. Průběh proudu při 1K-přechodech je silně deformován (viz Obr. 9.17), což potvrzuje i jeho harmonické spektrum a velikost THD.

U modulačních technik APOD a POD PWM lze pozorovat jistou podobnost v harmonických spektrech. To dokazují i stejné dominantní harmonické složky, mezi které patří 2., 3., 5., 24. a 26. harmonická. To samé lze říci o technikách PD PWM a SVM, u kterých jsou dominantními harmonickými složkami 2., 3., 5., 7., 49. a 51. harmonická. SE PWM má stejné dominantní složky jako APOD a POD PWM, ale z hlediska harmonického zkreslení dosahuje lepších výsledků. Při porovnání synchronní a asynchronní PD PWM je vidět, že velikost THD je u asynchronní modulace výrazně vyšší. Tak vysoká hodnota je způsobena použitým balančním algoritmem. Při použití algoritmu s 2K-přechody se hodnota THD sníží a více se přibližuje výsledkům synchronní PD PWM (viz kapitola 9.5.2).

Z analýzy subharmonické PWM lze usoudit, že velikost harmonického zkreslení u víceúrovňových střídačů závisí spíše na vzájemném fázovém posunu jednotlivých nosných signálů než na použitém typu signálu (pila a trojúhelník). Jednotlivé modulační techniky se liší především ve velikosti THD. Z tohoto hlediska lze tvrdit, že synchronní PD PWM a SVM dosahují o dost příznivějších výsledků než ostatní použité modulační techniky, ale vlivem použitého balančního algoritmu, povolujícího pouze 1K-přechody, jsou hodnoty stále příliš vysoké.

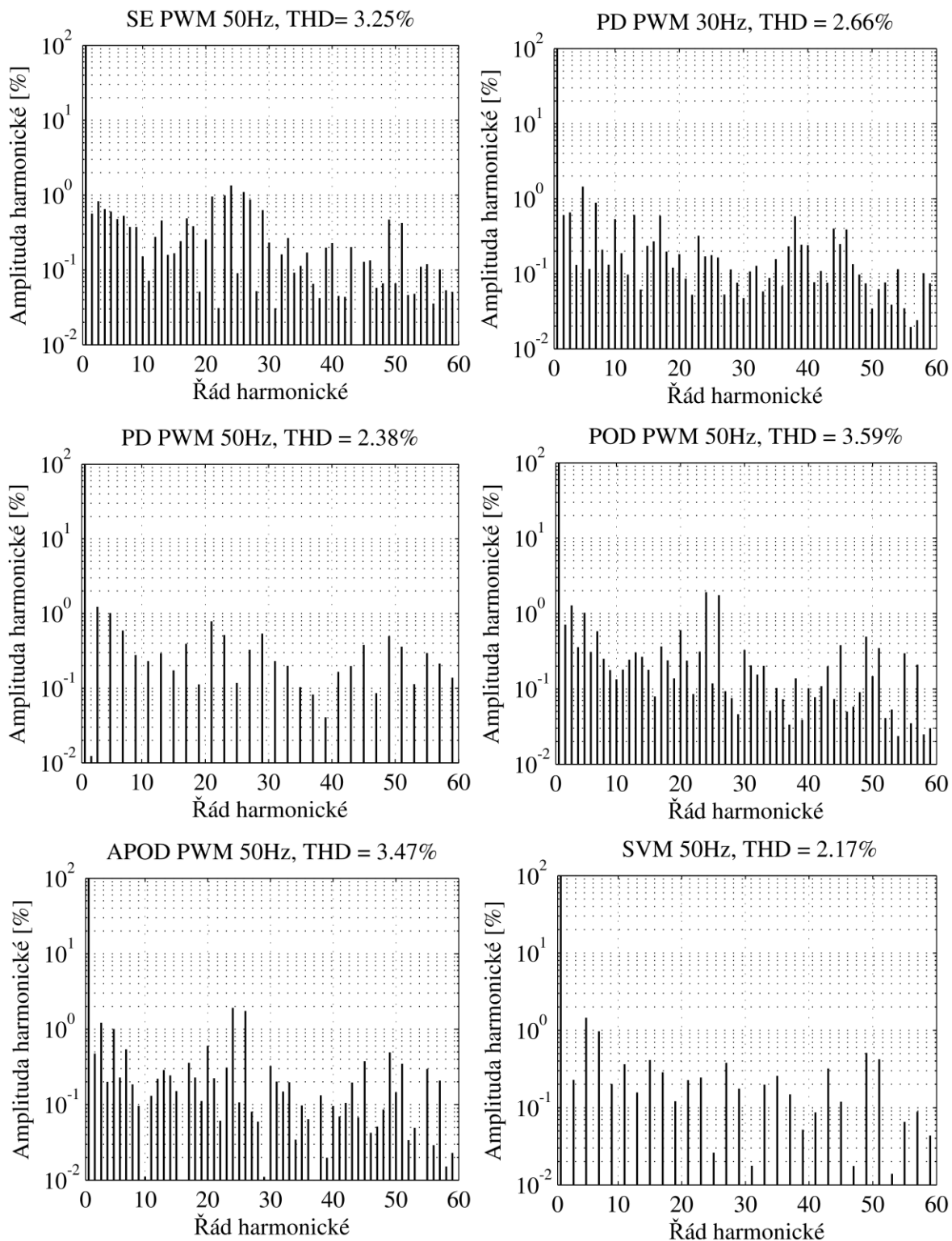


Obr. 9.24 Harmonické spektrum proudu (1K)

9.5.2 Harmonická analýza proudu (2K-přechody)

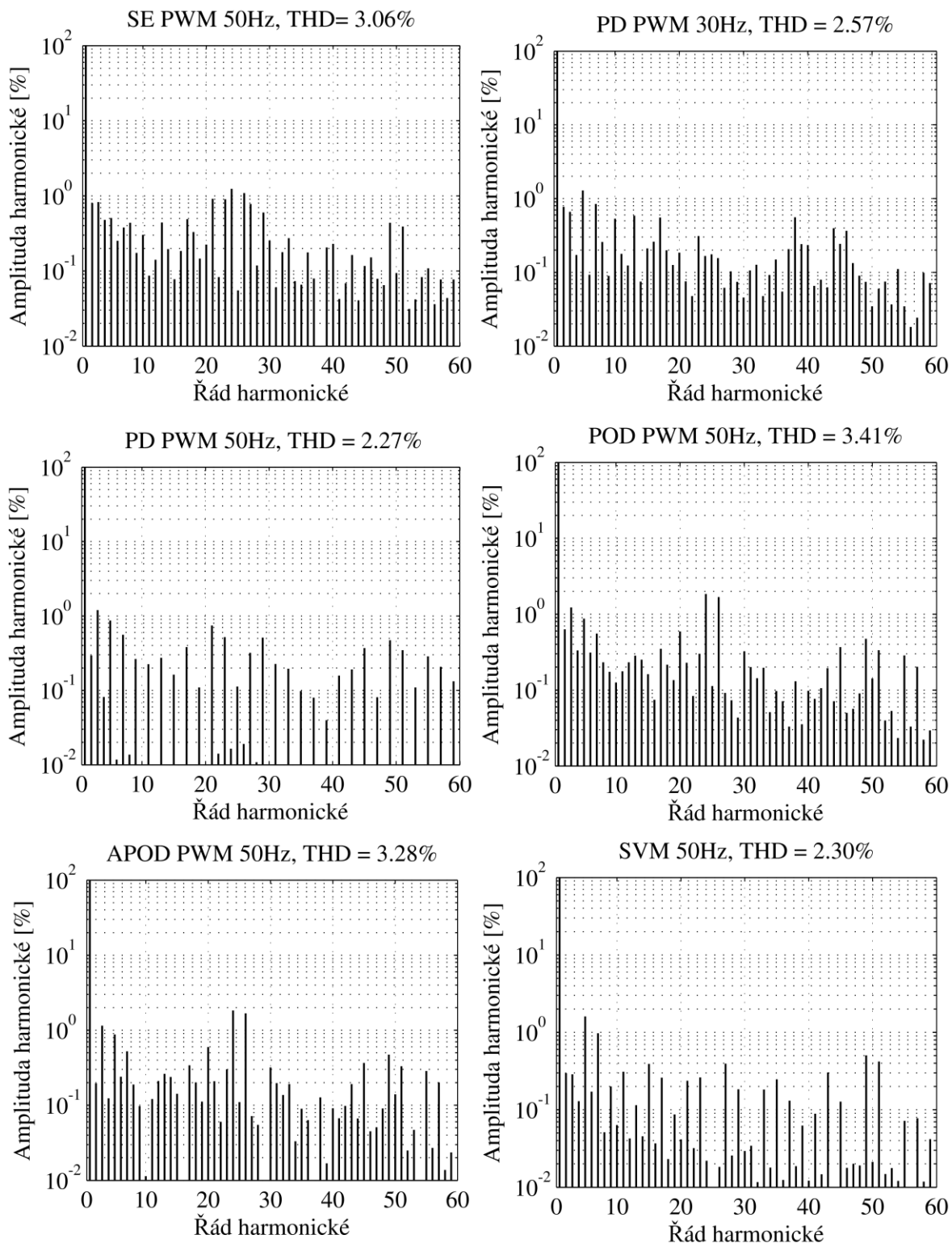
Harmonická analýza proudu (2K-přechody) Na Obr. 9.25 jsou zobrazena harmonická spektra výstupního proudu při použití jednotlivých modulací a balančního algoritmu, povolujícího 1K i 2K-přechody. Jak už vyplývá z průběhu a zvlnění třífázového proudu simulovaného na Obr. 9.20, je podíl vyšších harmonických složek výrazně nižší oproti případu s 1K-přechody. Tento fakt je možné pozorovat i na výsledcích THD, jejichž hodnoty jsou až dvakrát nižší. Lze říci, že dominantní harmonické složky u všech

modulačních technik jsou totožné s předchozím případem (1K-přechody). U modulací PD PWM a SVM při $f_r = 50$ Hz je vidět, že v harmonickém spektru proudu je eliminována většina sudých harmonických složek. Tím lze vysvětlit nízké hodnoty THD. Z výsledků analýzy a hodnot THD vyplývá, že nevhodnější kombinací modulačního a balancního algoritmu je modulace prostorového vektoru (SVM) a balancování plovoucích kondenzátorů povolující 1K i 2K-přechody.



Obr. 9.25 Harmonické spektrum proudu (2K)

9.5.3 Harmonická analýza proudu (Bez balancování)



Obr. 9.26 Harmonické spektrum proudu (bez balancování)

Jako poslední byla provedena harmonická analýza bez balancování plovoucích kondenzátorů. Jak už bylo řečeno v kapitole 9.4.3, balanční algoritmus deformuje výstupní napětí a tedy i proud střídače, což potvrzují výsledky harmonické analýzy, které jsou zobrazeny na Obr. 9.26. U modulací SE, PD (synchronní i asynchronní), POD a APOD PWM jsou hodnoty THD nižší než v případech balancování plovoucích kondenzátorů.

Pouze SVM dosahuje lepších výsledků při použití balančního algoritmu. Přesněji řečeno při použití algoritmu s 2K-přechody. V případech PWM lze konstatovat, že z hlediska deformace a zvlnění výstupního proudu je vhodnější vyřadit balanční algoritmus, ale je zapotřebí brát ohled na namáhání výkonových součástek vlivem zvlnění vnitřní napěťové hladiny výstupního napětí (viz Obr. 9.21).

10 Shrnutí

První částí zadání diplomové práce bylo seznámení se základními topologiemi víceúrovňových střídačů a typy používaných modulací. Druhou částí bylo porovnání alespoň tří modulačních technik pro vybranou topologii víceúrovňového střídače.

V úvodní kapitole jsou popsány základní rozdíly mezi dvouúrovňovými a víceúrovňovými střídači. Hlavní rozdíl je především ve vyšším počtu hladin výstupního napětí. To znamená, že víceúrovňové střídače umožňují zvýšení napěťové zatížitelnosti celého měniče, za použití běžných výkonových součástek. Dále jsou zde uvedeny hlavní výhody a nevýhody víceúrovňových topologií.

V druhé kapitole je uveden přehled topologií víceúrovňových střídačů. Dají se rozdělit na čtyři základní typy: kaskádní víceúrovňový střídač, víceúrovňový střídač s upínacími diodami, víceúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory a M²C měnič. Pro každý typ jsou v textu popsány základní vlastnosti a principy spínání.

Třetí kapitola vysvětluje pojem modulace, zavádí obecný přehled modulací a základních parametrů, kterými jsou modulační index a frekvenční poměr. Tyto parametry udávají kvalitu modulace a tedy i deformaci výstupního napětí střídače.

Ve zbylých kapitolách teoretické části jsou popsány nejpoužívanější modulační techniky dvou a víceúrovňových střídačů a způsoby jejich porovnávání a hodnocení. Jedná se o subharmonickou PWM (PD, POD, APOD) a modulaci prostorového vektoru (SVM).

Úvodem do praktické části je metodika práce. Jako vhodná topologie byl vybrán tříúrovňový střídač s plovoucími kondenzátory. Pro porovnání byly zvoleny následující modulační techniky: SE PWM 50 Hz, PD PWM 30 Hz, PD PWM 50 Hz, POD PWM 50 Hz, APOD PWM 50 Hz a SVM 50 Hz.

Porovnání a zhodnocení jednotlivých technik bylo provedeno prostřednictvím simulačních modelů vytvořených v prostředí MATLAB SIMULINK. Jsou rozděleny do několika základních částí. První je řídicí část, která obsahuje samotné modulační techniky. Vzhledem k volbě výše uvedené topologie bylo zapotřebí model doplnit o balancování plovoucích kondenzátorů a jejich přednabíjení. Pro věrohodnou simulaci skutečného zapojení, modely zahrnují blok ochranných dob. Posledním blokem je výkonová část samotného měniče, skládající se ze střídavé sítě, usměrňovače, stejnosměrného meziobvodu, tříúrovňového střídače a pasivní RL zátěže. Simulační modely jsou podrobně popsány v osmé kapitole.

V rámci simulací jsou zobrazeny průběhy referenčních a řídicích signálů jednotlivých modulačních technik, průběhy napětí a proudů ve výkonovém obvodu, průběhy napětí a proudů při různých spínacích procesech (1K a 2K-přechody), udávaných balančním algoritmem. Dále byla provedena harmonická analýza proudů a fázových napětí a výpočet harmonického zkreslení THD. Pomocí THD lze přehledně porovnat jednotlivé typy modulací ve spojení se střídačem. V textu jsou zobrazeny výsledky harmonických spekter šesti výše uvedených modulačních technik a to pro různé balanční algoritmy, které velmi ovlivňují výsledné průběhy výstupních napětí a proudů.

Závěrem lze říci, že z nasimulovaných průběhů a výsledků harmonické analýzy je k řízení tříúrovňových střídačů s plovoucími kondenzátory nejvýhodnější použít kombinaci modulace prostorového vektoru a balančního algoritmu, který povoluje 1K i 2K-přechody výstupního napětí.

Použitá literatura

- [1] JAVŮREK, J., Regulace moderních elektrických pohonů, Grada Publishing, a.s., 2003, ISBN 80-247-0507-9
- [2] HOLMES, D. G., LIPO, T. A., Pulse Width Modulation for Power Converters, IEEE Press, 2003, ISBN 978-0-471-20814-3
- [3] KOBRLE, P., Control Strategy of Five-level Flying Capacitor Inverter, Disertační práce, FEL ČVUT v Praze, 2014
- [4] MIŚKIEWICZ, M., JOHANNESSEN, A., A Three-level Space Vector Modulation Strategy for Two-level Parallel Inverters, Aalborg University, 2009
- [5] KOŠŤÁL, T., Techniky Subharmonické PWM, Diplomová práce, FEL ČVUT v Praze, 2014
- [6] THAI, T., V., Multilevel Inverters for High Voltage Drive, Disertační práce, FEL ČVUT v Praze, 2003
- [7] TOLUNAY, B., Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters, Uppsala University, 2012
- [8] DONCKER, R., PULLE, D. W. J., VELTMAN, A., Advanced Electrical Drives, Springer Netherlands, 2011, ISBN 978-94-007-0179-3
- [9] POLJAK, L., Vektorová PWM pro tříúrovňový měnič s upínacími diodami, Diplomová práce, ZČU Plzeň, 2013
- [10] PAVELKA, J., ČEŘOVSKÝ, Z., LETTL, J., Výkonová elektronika, 3. vyd. ČVUT v Praze, 2007, ISBN 978-80-01-03626-6
- [11] KLÍMA, B., Číslicové řízení střídavých pohonů, Zkrácená verze habilitační práce, FEKT VUT v Brně, 2012, ISBN 978-80-214-4521-5
- [12] TRIPURA, P., KISHORE BABU, Y., TAGORE, Y., R., Space Vector Pulse Width Modulation Schemes for Two-level Voltage Source Inverter, ACEEE Int. J. on Control System and Instrumentation, Vol. 02, No. 03, 2011
- [13] LAKSHMI PRIYANKA, A., SRIKANTH, M., Three Phase and Five Phase Space Vector Modulation Applied to The Five-Level Inverter, International Journal of Electrical and Electronics, Vol. 3, Issue 3, p. 107-118, 2013, ISSN 2250-155X
- [14] 5SNA 0500J650300 HiPak IGBT Module Data Sheet, ABB
- [15] <http://mathworks.com/support>

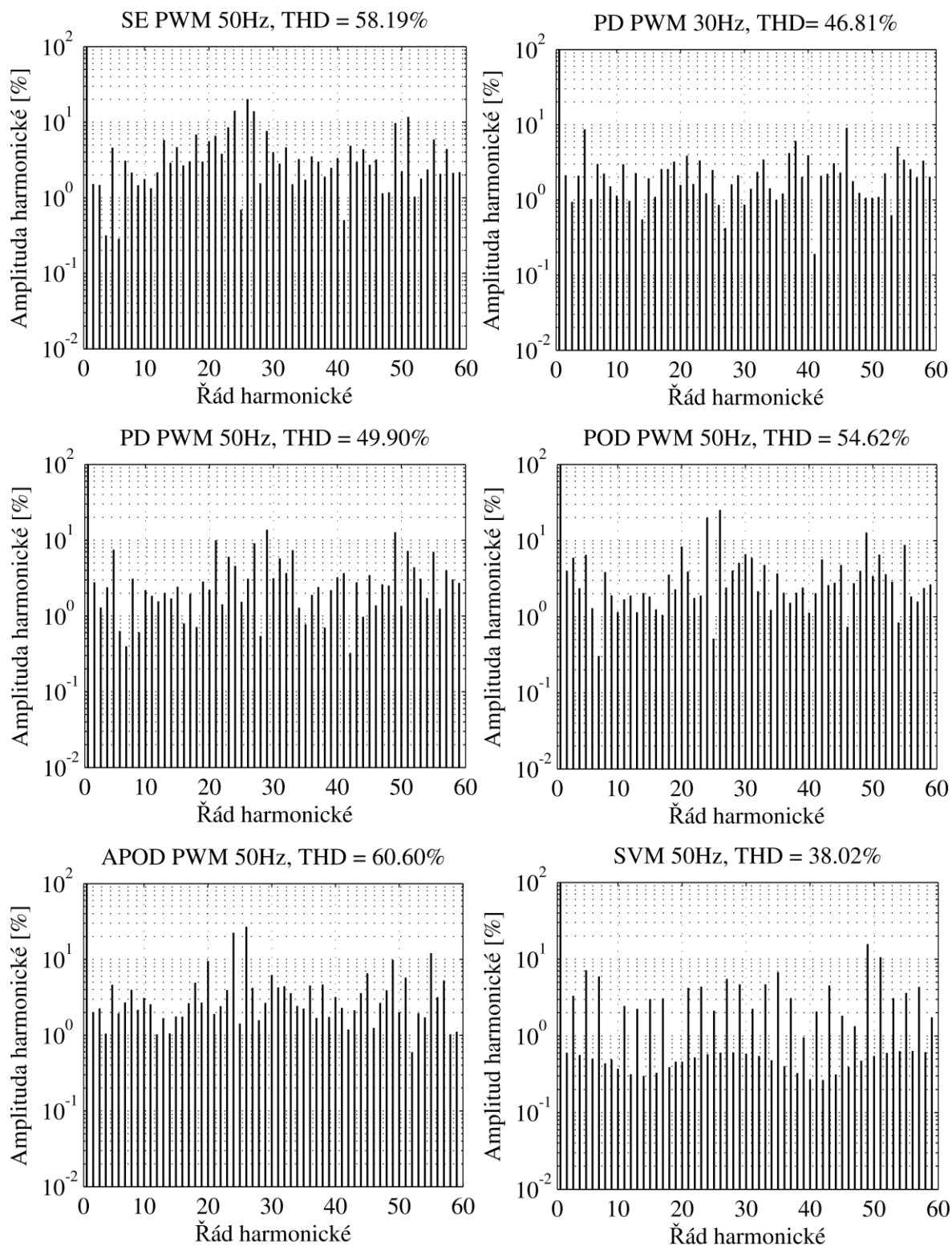
Přílohy

Příloha 1 - Harmonické spektrum fázového napětí

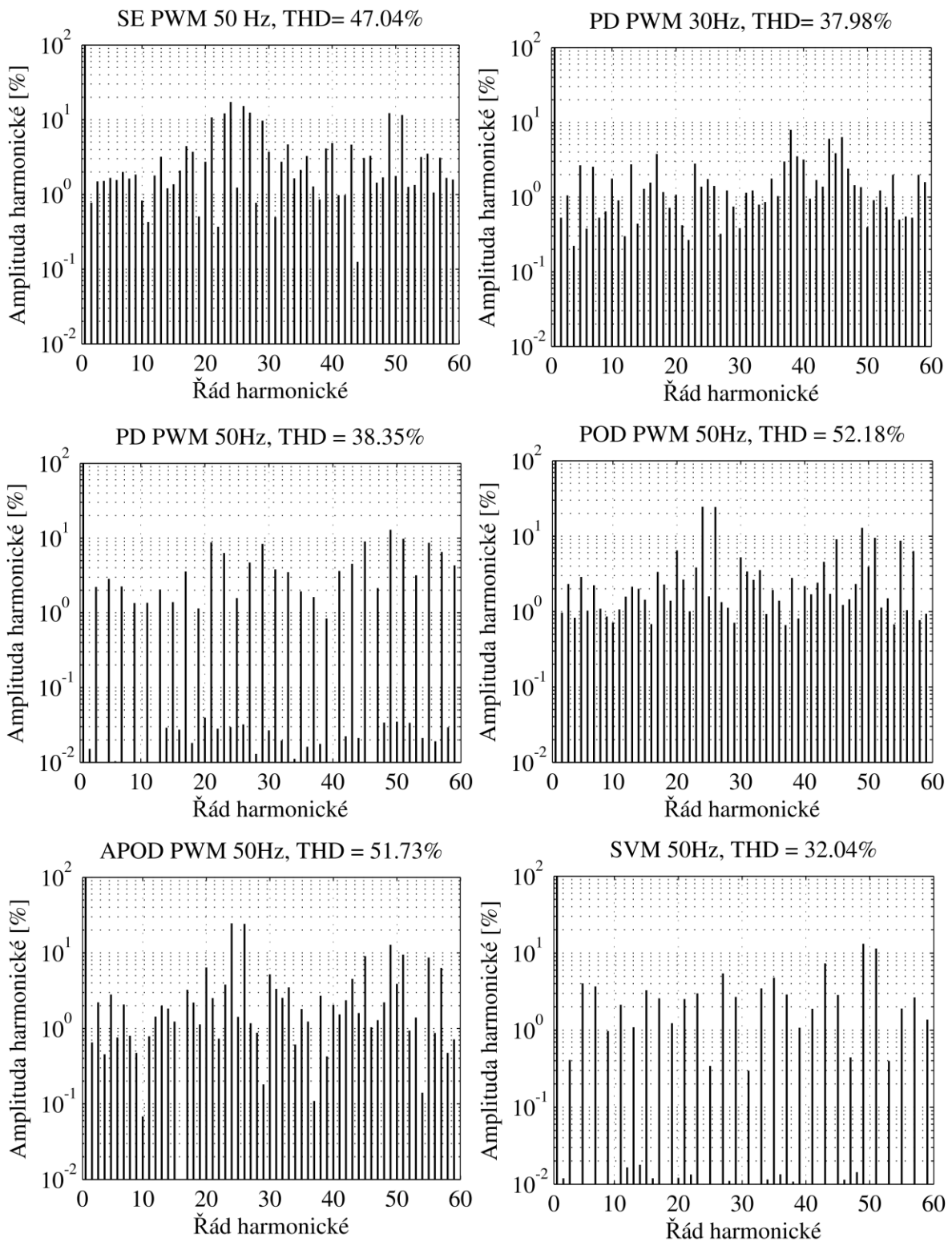
Příloha 2 - Tabelované výsledky harmonické analýzy

Příloha 3 - DVD s elektronickou verzí diplomové práce a simulačními modely

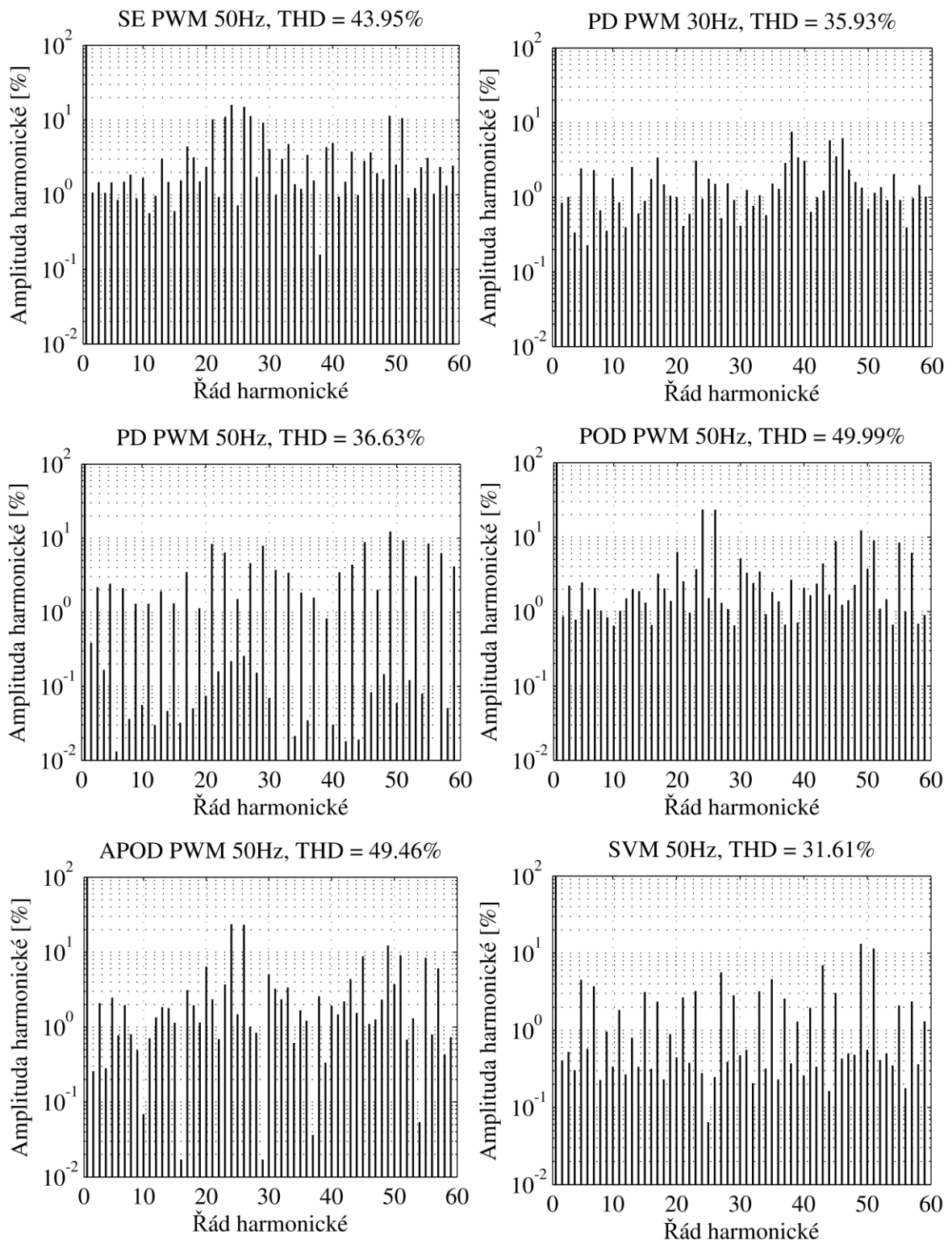
Příloha 1



Obr. 1 Harmonické spektrum fázového napětí (1K-přechody)



Obr. 2 Harmonické spektrum fázového napětí (2K-přechody)



Obr. 3 Harmonické spektrum fázového napětí (Bez balancování)

Příloha 2

Tab. 1 Harmonická analýza proudu (1K-přechody)

Řád harmonické	SE PWM 50Hz [%]	PD PWM 30Hz [%]	PD PWM 50Hz [%]	POD PWM 50Hz [%]	APOD PWM 50Hz [%]	SVM 50Hz [%]
1	100	100	100	100	100	100
2	1,48	1,52	1,47	2,94	1,76	1,13
3	1,31	0,41	1,25	3,16	1,73	1,21
4	0,34	1,06	0,57	1,14	0,82	0,61
5	1,86	4,74	2,58	2,34	1,5	2,78
6	0,4	0,08	0,63	0,41	0,92	0,09
7	0,9	1,35	0,32	0,2	0,55	1,57
8	0,44	0,71	0,46	0,9	0,65	0,1
9	0,33	0,63	0,46	0,45	0,41	0,25
10	0,34	0,39	0,1	0,4	0,6	0,31
11	0,19	0,93	0,53	0,29	0,24	0,14
12	0,28	0,21	0,45	0,2	0,35	0,42
13	0,72	0,18	0,34	0,28	0,31	0,31
14	0,25	0,38	0,15	0,44	0,15	0,32
15	0,43	0,1	0,37	0,31	0,32	0,21
16	0,19	0,5	0,08	0,16	0,15	0,2
17	0,19	0,35	0,17	0,1	0,33	0,44
18	0,62	0,11	0,06	0,53	0,5	0,21
19	0,19	0,31	0,17	0,28	0,31	0,23
20	0,51	0,49	0,12	0,92	0,85	0,27
21	0,59	0,56	0,94	0,38	0,21	0,55
22	0,2	0,44	0,19	0,13	0,15	0,23
23	0,69	0,42	0,51	0,17	0,24	0,51
24	1,1	0,12	0,15	1,45	1,71	0,12
25	0,1	0,46	0,1	0,16	0,21	0,26
26	1,46	0,16	0,05	1,83	1,83	0,07
27	0,97	0,22	0,6	0,25	0,4	0,38
28	0,07	0,04	0,19	0,23	0,11	0,09
29	0,53	0,27	0,85	0,35	0,29	0,25
30	0,22	0,07	0,1	0,34	0,38	0,15
THD[%]	4,17	5,87	4,04	5,98	4,6	4,07

Tab. 2 Harmonická analýza proudu (2K-přechody)

Řád harmonické	SE PWM 50Hz [%]	PD PWM 30Hz [%]	PD PWM 50Hz [%]	POD PWM 50Hz [%]	APOD PWM 50Hz [%]	SVM 50Hz [%]
1	100	100	100	100	100	100
2	0,56	0,6	0,01	0,71	0,47	0,01
3	0,82	0,65	1,22	1,28	1,21	0,23
4	0,65	0,13	0	0,36	0,2	0
5	0,6	1,44	1,02	1,03	1,01	1,44
6	0,48	0,12	0	0,31	0,23	0
7	0,53	0,88	0,59	0,35	0,54	0,97
8	0,38	0,21	0	0,25	0,18	0
9	0,38	0,13	0,28	0,18	0,1	0,2
10	0,15	0,53	0	0,13	0,01	0
11	0,07	0,19	0,23	0,18	0,13	0,36
12	0,28	0,1	0	0,24	0,22	0
13	0,46	0,61	0,29	0,3	0,29	0,16
14	0,16	0,06	0	0,27	0,24	0
15	0,17	0,23	0,17	0,18	0,15	0,41
16	0,24	0,27	0	0,08	0	0
17	0,49	0,59	0,39	0,37	0,36	0,28
18	0,38	0,2	0	0,24	0,23	0
19	0,05	0,12	0,11	0,14	0,11	0,12
20	0,26	0,18	0	0,6	0,6	0
21	0,95	0,09	0,78	0,24	0,22	0,23
22	0,03	0,05	0	0,09	0,06	0
23	0,99	0,32	0,51	0,31	0,31	0,24
24	1,35	0,17	0	1,92	1,92	0
25	0,09	0,18	0,12	0,12	0,11	0,03
26	1,1	0,16	0	1,75	1,75	0
27	0,87	0,05	0,33	0,09	0,08	0,38
28	0,05	0,11	0	0,08	0,06	0
29	0,63	0,08	0,54	0,05	0,01	0,18
30	0,23	0,05	0	0,33	0,32	0
THD[%]	3,25	2,66	2,38	3,59	3,47	2,17

Tab. 3 Harmonická analýza proudu (Bez balancování)

Řád harmonické	SE PWM 50Hz [%]	PD PWM 30Hz [%]	PD PWM 50Hz [%]	POD PWM 50Hz [%]	APOD PWM 50Hz [%]	SVM 50Hz [%]
1	100	100	100	100	100	100
2	0,8	0,77	0,29	0,63	0,2	0,3
3	0,82	0,66	1,2	1,23	1,15	0,29
4	0,48	0,17	0,08	0,33	0,12	0,13
5	0,51	1,29	0,87	0,87	0,88	1,61
6	0,25	0,09	0,01	0,31	0,24	0,17
7	0,38	0,84	0,56	0,55	0,52	0,97
8	0,44	0,26	0,01	0,23	0,19	0,05
9	0,17	0,09	0,26	0,17	0,1	0,2
10	0,3	0,53	0,01	0,13	0,01	0,06
11	0,09	0,18	0,22	0,18	0,12	0,31
12	0,14	0,12	0,01	0,23	0,21	0,04
13	0,44	0,59	0,27	0,28	0,26	0,11
14	0,2	0,07	0,01	0,25	0,24	0,05
15	0,08	0,21	0,16	0,16	0,14	0,39
16	0,18	0,26	0,01	0,07	0	0,04
17	0,49	0,55	0,38	0,35	0,34	0,26
18	0,33	0,2	0,01	0,22	0,2	0,02
19	0,15	0,13	0,11	0,14	0,11	0,09
20	0,22	0,18	0,01	0,59	0,6	0,04
21	0,91	0,08	0,74	0,23	0,21	0,24
22	0,08	0,05	0,01	0,08	0,06	0,03
23	0,9	0,31	0,52	0,3	0,3	0,26
24	1,24	0,17	0,02	1,84	1,84	0,02
25	0,06	0,17	0,11	0,11	0,11	0,01
26	1,09	0,16	0,02	1,68	1,68	0,02
27	0,78	0,06	0,32	0,09	0,07	0,39
28	0,12	0,1	0,01	0,07	0,05	0,03
29	0,6	0,07	0,51	0,04	0	0,18
30	0,25	0,05	0,01	0,32	0,32	0,03
THD[%]	3,06	2,57	2,27	3,41	3,28	2,3

Tab. 4 Harmonická analýza fázového napětí (1K-přechody)

Řád harmonické	SE PWM 50Hz [%]	PD PWM 30 Hz [%]	PD PWM 50Hz [%]	POD PWM 50Hz [%]	APOD PWM 50Hz [%]	SVM 50Hz [%]
1	100	100	100	100	100	100
2	1,52	2,13	2,79	3,97	2,01	0,6
3	1,47	0,94	1,3	5,93	2,26	3,34
4	0,32	2,09	2,39	2,37	1,05	0,56
5	4,61	8,68	7,51	6,47	4,63	7,16
6	0,29	1,03	0,63	1,29	1,93	0,51
7	3,09	3	0,4	0,3	2,71	5,95
8	2,15	2,24	3,11	3,84	3,97	0,44
9	1,46	1,51	0,61	1,91	2,16	0,5
10	1,77	1,14	2,2	1,15	3,1	0,37
11	1,33	2,97	1,84	1,69	2,55	2,45
12	2,17	0,97	1,56	1,89	1,02	0,32
13	5,82	2,27	2,01	1,14	1,68	2,24
14	2,9	0,55	1,7	2,04	1,05	0,3
15	4,67	1,93	2,42	1,84	1,76	3,02
16	2,68	1,1	0,8	1,25	1,75	0,33
17	3,03	2,56	1,96	1,06	2,65	3,08
18	6,87	2,57	0,71	3,55	4,93	0,39
19	3	3,21	2,85	2,28	2,68	0,46
20	5,58	1,58	2,23	8,32	9,48	0,46
21	6,61	3,85	9,9	3,9	1,89	4,21
22	3,81	1,62	1,42	1,75	2,41	0,53
23	8,51	3,35	6,02	1,89	3,93	4,36
24	14,2	1,22	4,59	19,89	22,51	0,58
25	0,69	2,49	1,53	0,51	1,42	2,12
26	20,17	0,85	3,09	25,26	26,98	0,6
27	13,97	0,42	9,08	2,41	4,19	5,52
28	1,55	1,61	0,54	4,04	1,57	0,61
29	7,67	2,13	13,79	5,1	2,66	4,7
30	4,01	0,86	3,16	6,62	6,19	0,59
THD[%]	58,19	46,18	49,9	54,62	60,6	38,02

Tab. 5 Harmonická analýza fázového napětí (2K-přechody)

Řád harmonické	SE PWM 50Hz [%]	PD PWM 30Hz [%]	PD PWM 50Hz [%]	POD PWM 50Hz [%]	APOD PWM 50Hz [%]	SVM 50Hz [%]
1	100	100	100	100	100	100
2	0,77	0,53	0,02	0,96	0,65	0,01
3	1,49	1,05	2,21	2,31	2,2	0,41
4	1,51	0,22	0	0,83	0,45	0,01
5	1,66	2,65	2,84	2,86	2,81	4,04
6	1,56	0,38	0,01	1,02	0,76	0
7	2	2,53	2,25	2,22	2,06	3,69
8	1,62	0,53	0,01	1,09	0,8	0
9	1,85	0,64	1,35	0,86	0,47	0,97
10	0,82	1,77	0,01	0,71	0,07	0,01
11	0,43	0,9	1,36	1,06	0,78	2,13
12	1,79	0,3	0,01	1,57	1,43	0,02
13	3,18	2,73	2,04	2,12	2	1,09
14	1,2	0,44	0,03	2	1,83	0,02
15	1,36	1,29	1,38	1,43	1,23	3,3
16	2,09	1,56	0,03	0,68	0	0,01
17	4,44	3,77	3,57	3,33	3,24	2,58
18	3,7	1,16	0,02	2,28	2,2	0
19	0,51	0,72	1,14	1,39	1,13	1,23
20	2,72	1,07	0,04	6,44	6,41	0,01
21	10,7	0,42	8,77	2,64	2,51	2,53
22	0,37	0,27	0,03	1	0,73	0,01
23	12,14	2,79	6,32	3,83	3,79	3
24	17,2	1,38	0,03	24,54	24,52	0,01
25	1,23	1,73	1,57	1,58	1,42	0,34
26	15,23	1,41	0,03	24,21	24,33	0,01
27	12,43	0,32	4,71	1,33	1,17	5,46
28	0,77	1,22	0,01	1,12	0,88	0,01
29	9,68	0,75	8,32	0,71	0,18	2,71
30	3,71	0,38	0,03	5,22	5,18	0,01
THD[%]	47,04	37,98	38,35	52,18	51,73	32,04

Tab. 6 Harmonická analýza fázového napětí (Bez balancování)

Řád harmonické	SE PWM 50Hz [%]	PD PWM 30Hz [%]	PD PWM 50Hz [%]	POD PWM 50Hz [%]	APOD PWM 50Hz [%]	SVM 50Hz [%]
1	100	100	100	100	100	100
2	1,01	0,84	0,39	0,86	0,26	0,41
3	1,47	1,01	2,17	2,23	2,08	0,53
4	1,06	0,34	0,17	0,78	0,28	0,3
5	1,46	2,43	2,44	2,46	2,46	4,48
6	0,85	0,23	0,01	1,06	0,78	0,58
7	1,49	2,31	2,1	2,08	1,97	3,71
8	1,85	0,67	0,04	1,02	0,8	0,23
9	0,88	0,35	1,3	0,84	0,49	0,96
10	1,69	1,81	0,06	0,65	0,07	0,34
11	0,56	0,86	1,3	1,02	0,71	1,83
12	0,96	0,4	0,03	1,5	1,35	0,27
13	3,03	2,54	1,92	1,99	1,84	0,79
14	1,48	0,6	0,05	1,88	1,79	0,34
15	0,6	0,89	1,32	1,32	1,14	3,14
16	1,55	1,76	0,03	0,66	0,02	0,32
17	4,43	3,39	3,48	3,21	3,12	2,35
18	3,17	1,49	0,05	2,04	1,96	0,23
19	1,5	1,05	1,13	1,39	1,15	0,89
20	2,37	1	0,07	6,34	6,36	0,44
21	10,17	0,41	8,3	2,55	2,34	2,66
22	0,93	0,6	0,16	0,97	0,69	0,38
23	11,04	3,1	6,38	3,69	3,7	3,21
24	15,93	0,95	0,22	23,57	23,5	0,28
25	0,72	1,77	1,51	1,52	1,48	0,06
26	15,02	1,51	0,26	23,29	23,28	0,25
27	11,24	0,53	4,6	1,31	1,02	5,65
28	1,73	1,53	0,15	1,08	0,84	0,39
29	9,21	0,92	7,9	0,65	0,02	2,84
30	4,1	0,41	0,07	5,14	5,09	0,47
THD[%]	43,95	35,93	36,63	49,99	49,46	31,61