

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Asymetrický modulární víceúrovňový měnič

Bc. Eva Matějková

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Specializace: Elektroenergetika

Vedoucí: Ing. Pavel Koblíček, Ph.D.



FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Praha 2021

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Matějková** Jméno: **Eva** Osobní číslo: **457035**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Specializace: **Elektroenergetika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Asymetrický modulární víceúrovňový měnič

Název diplomové práce anglicky:

Asymmetric Modular Multilevel Converter

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s topologií a principem fungování asymetrického modulárního víceúrovňového měniče (A-MMC). Obojí porovnejte s konvenčním MMC.
2. Popište vhodnou modulaci a způsob balancování napětí na kondenzátorech submodulů A-MMC.
3. Vytvořte funkční simulační model A-MMC.
4. Proveďte vhodné simulace s modely A-MMC a MMC. Výsledky simulací zhodnoťte a porovnejte.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Kshirsagar, A., Ramanath, A., Deivanayagam, J.D.M., Thamballa, S., Mohan, N.: Analytical modeling of MMCs with asymmetric cell voltages for utility-scale renewable energy integration. 2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Toronto, Canada, 17-20 June 2019.
- [2] Srivastav, K., Sahoo, A.K., Iyer, K.V., Mohan, N.: Modulation, control, and performance analysis of asymmetric modular multilevel converter (A-MMC). IET Power Electronics, Vol. 11, Issue 5, 2018, pp. 834-843.
- [3] Iyer, K.V., Sahoo, A.K., Mohan, N.: Asymmetrical Modular Multilevel Converter(A MMC) based HVDC System. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, Canada, 20-24 Sept. 2015.
- [4] Li, B., Yang, R., Xu, D., Wang, G., Wang, W., Xu, D.: Analysis of the phase-shifted carrier modulation for modular multilevel converters. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, Issue 1, 2015, pp. 297-310.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Pavel Kobrle, Ph.D., katedra elektrických pohonů a trakce

Jméno a pracoviště druhého(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **19.09.2019**

Termín odevzdání diplomové práce: **05.01.2021**

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2021**

Ing. Pavel Kobrle, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomantka bere na vědomí, že je povinna vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studentky



Prohlášení

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

V Praze,

.....



Poděkování

Tímto bych chtěla poděkovat panu Ing. Pavlu Kobrlemu, Ph.D. za odborné vedení práce, konzultace a připomínky. Dále chci poděkovat panu Ing. Jakubovi Zedníkovi také za odborné rady a za poskytnutí porovnávacího modelu MMC. Velký dík patří také mé rodině, která mě po celou dobu studia neúnavně podporovala.





Anotace

Tato diplomová práce se zabývá víceúrovňovým modulárním měničem s asymetrickou topologií modulu (A-MMC). V teoretické části popisuje jeho topologii, funkci, modulační techniky a problematiku balancování napětí na kondenzátorech. Dále práce popisuje vytvořený funkční model A-MMC v programu MATLAB Simulink. Výsledky simulací jsou prezentovány a porovnány se simulačními výsledky konvenčního modulárního víceúrovňového měniče (MMC).

Klíčová slova: Víceúrovňový měnič, A-MMC, MMC, asymetrický modul, hybridní PWM, balancování napětí na kondenzátorech

Annotation

The main topic of this diploma thesis is modular multilevel converter with asymmetric module topology (A-MMC). In the theoretical part of the thesis the topology and function of A-MMC is discussed, as well as different modulation techniques and capacitor voltage balancing methods. Next, the thesis describes A-MMC model created in MATLAB Simulink. Simulation results are presented and compared to simulation results of conventional modular multilevel converter (MMC).

Keywords: Multilevel converter, A-MMC, MMC, asymmetrical module, hybrid PWM, capacitor voltage balancing



Obsah

I Seznam obrázků

II Seznam tabulek

III Seznam zkratek

IV Seznam použitých symbolů

1	Úvod	1
2	Topologie a princip funkce A-MMC	2
3	Porovnání asymetrického a konvenčního MMC	6
3.1	Výhody MMC oproti dvouúrovňovým měničům	7
4	Modulace a balancování napětí na kondenzátorech	9
4.1	Pulzně šířková modulace (PWM)	9
4.1.1	Level-shifted PWM (LS-PWM)	10
4.1.2	Phase-shifted PWM (PS-PWM)	11
4.1.3	Hybridní PWM	12
4.2	Balancování napětí na kondenzátorech	14
4.2.1	Metoda třídění	14
4.2.2	Třídění ATB (Average Tolerance Band)	15
4.2.3	Třídění CTB (Cell Tolerance Band)	15
5	Model	17
5.1	Řízení okruhových proudů v modelu A-MMC	18
5.2	Modulace v modelu A-MMC	20
5.3	Balancování napětí na kondenzátorech v modelu A-MMC	23
6	Výsledky simulací	27
6.1	Výstupní napětí a proudy	27
6.2	Napětí mezi středem měniče a výstupními fázemi	31
6.3	Napětí na kondenzátorech v modulech	32
6.4	Výsledky řízení okruhových proudů v A-MMC	33
7	Závěr	40

Seznam obrázků

1	Hlavní schéma A-MMC [10]	4
2	Provozní stavy asymetrického modulu [10]	5
3	Půlmůstkový modul [11]	6
4	Provozní stavy půlmůstkového modulu	7
5	PD-PWM	10
6	POD-PWM	11
7	APOD-PWM	11
8	PS-PWM	12
9	Skupina nosných jednoho modulu pro generování čtyř napěťových hladin	13
10	Hybridní PWM	13
11	Metody ATB a CTB [4]	16
12	Asymetrický submodul v modelu A-MMC	18
13	Blokový diagram řízení okruhových proudů	19
14	Blokový diagram tvorby signálu pro určení počtu výstupních napěťových hladin pro jednu větev měniče	20
15	Referenční a nosné signály pro modul	21
16	Referenční a nosné signály pro větev	21
17	Výsledný modulovaný signál pro jeden modul měniče	22
18	Výsledný modulovaný signál pro jednu větev měniče	22
19	Blok hybridní modulace pro fázi v modelu A-MMC	23
20	Blok balancování napětí na kondenzátorech v modelu A-MMC	25
21	Algoritmus balancování napětí na kondenzátorech [10]	26
22	Výstupní fázová napětí pro A-MMC a MMC	28
23	Výstupní fázové proudy pro A-MMC a MMC	29
24	Spektrum harmonických výstupního fázového proudu i_a pro A-MMC a MMC	30
25	Napětí mezi středem měniče a výstupními fázemi pro A-MMC a MMC	31
26	Napětí na kondenzátorech C_1 a C_2 v jedné fázi A-MMC	32
27	Napětí na kondenzátorech C v jedné fázi MMC	33
28	Proudy větvemi jedné fáze a příslušný výstupní fázový proud bez a s řízením okruhových proudů, A-MMC	34
29	Spektrum harmonických proudu horní větve fáze a i_{au} bez a s řízením okruhových proudů, A-MMC	35
30	Spektrum harmonických fázového proudu zátěže i_a bez a s řízením okruhových proudů, A-MMC	36



31	Okruhové proudy bez a s jejich řízení, A-MMC	37
32	Napětí na kondenzátorech C_1 v jedné fázi bez a s řízením okruhových proudů, A-MMC	38
33	Napětí na kondenzátorech C_2 v jedné fázi bez a s řízením okruhových proudů, A-MMC	39



Seznam tabulek

1	Tabulka spínacích stavů [10]	5
2	Parametry simulace pro měniče A-MMC a MMC	17
3	Specifikace hybridní modulace pro model A-MMC	20
4	Počty potřebných součástí v měničích A-MMC a MMC	27



Seznam zkratek

A-MMC Asymetrický modulární víceúrovňový měnič.

APOD-PWM Alternate phase opposition disposition PWM.

ASM Asymetrický submodul.

ATB Třídící metoda Average Tolerance Band.

CTB Třídící metoda Cell Tolerance Band.

FACTS Flexible Alternating Current Transmission Systems.

FB plný můstek (full-bridge).

HB půlmůstek (half-bridge).

HVDC Stejnoseměrný vysokonapěťový přenos.

IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor.

LS-PWM Úrovňově posunutá PWM (level-shifted PWM).

MMC Modulární víceúrovňový měnič.

PD-PWM Phase disposition PWM.

POD-PWM Phase opposition disposition PWM.

PS-PWM Fázově posunutá PWM (phase-shifted PWM).

PWM Pulzně šířková modulace.

THD Celkové harmonické zkreslení.



Seznam použitých indexů a symbolů

Indexy

- a, b, c fáze a, b, c
- a_v průměrná hodnota
- C kondenzátor C
- l dolní větev
- p fáze p ($p = a, b, c$)
- u horní větev
- z veličina týkající se okruhových proudů

Symbols

- θ posun mezi skupinami nosných horní a dolní větve
- f frekvence
- f_c frekvence nosných
- i střídavý proud
- I_{dc} stejnosměrný proud
- L_p indukčnost induktoru ve větvi
- N počet modulů ve větvi
- R_p odpor rezistoru ve větvi
- T perioda
- t čas
- T_c perioda nosných
- u střídavé napětí
- U_C jmenovité napětí kondenzátoru
- U_{dc} napětí na stejnosměrné straně měniče
- u_{XY} napětí na výstupu modulu
-



- C kondenzátor v submodulu
- D_x diody v modulech ($x = 1, 2, 3, 4$)
- M_n n-tý modul ve větvi
- s stav tranzistoru
- S_x tranzistory v modulech ($x = 1, 2, 3, 4$)
-



1 Úvod

Modulární víceúrovňový měnič (MMC) se stává velice atraktivním pro vysokonapěťové aplikace, především pro stejnosměrný vysokonapěťový přenos (HVDC). Přenos HVDC má při velkých vzdálenostech menší ztráty oproti střídavému přenosu, a také je úspornější z hlediska materiálu. Tento přenos se využívá především pro podmořská kabelová vedení či pro vedení výkonu do místa spotřeby z velmi vzdáleného zdroje. Vzhledem k rostoucí spotřebě elektrické energie a současnému trendu snižování emisí roste důležitost obnovitelných zdrojů. HVDC by mohlo být využíváno i pro přenos výkonu ze vzdálených farem, např. větrných offshore elektráren [1].

Oproti již známým dvouúrovňovým měničům mají MMC ve vysokonapěťových aplikacích řadu výhod. Mezi hlavní výhody patří téměř sinusové výstupní napětí. MMC totiž umožňují generovat velký počet napěťových hladin, což má za následek menší obsah vyšších harmonických a nízké THD. Odpadá tak potřeba použití velkých, drahých filtrů na výstupu. Filtry mohou být buď znatelně menší, nebo v některých případech nemusí být použity vůbec [8][1]. V závislosti na požadované velikosti výstupního napětí je volen počet modulů na fázi [10].

V budoucnu mohou být MMC klíčové pro mnoho aplikací, včetně zmíněného HVDC přenosu, dále například pro FACTS - systémy zlepšující přenosové vlastnosti sítí [1].

Mezi výzvy MMC technologie patří balancování napětí na kondenzátorech a řízení okruhových proudů. Na kondenzátorech ve fázích měniče dochází ke značnému kolísání napětí, které je potřeba balancovat a omezit tak okruhové proudy, které se uzavírají mezi fázemi měniče a způsobují, mimo jiné, ztráty [1].

Moduly měniče MMC mohou mít různou topologii, přičemž za konvenční je považována topologie půlmůstek. U MMC platí, že počet hladin ve výstupním napětí je úměrný počtu modulů, avšak s každým přidaným modulem roste cena zařízení. Proto je experimentováno s různými topologiemi s cílem získat stejný počet hladin při použití menšího počtu modulů. V tomto ohledu má velký potenciál asymetrický modul [5].

Cílem této práce je představit asymetrický modulární víceúrovňový měnič (A-MMC), vysvětlit princip jeho funkce a problematiku týkající se řízení a porovnat jej s konvenčním MMC. Součástí práce je vytvoření funkčního modelu s využitím softwaru MATLAB Simulink. Prostřednictvím výsledků simulací provedených na vytvořeném modelu A-MMC a modelu MMC, poskytnutém Ing. Jakubem Zedníkem, budou tyto dva měniče porovnány.



2 Topologie a princip funkce A-MMC

V této kapitole bude popsána topologie A-MMC, kterou se bude zabývat i simulační část práce. Schéma konvenčního i asymetrického trojfázového modulárního víceúrovňového měniče je na obr. 1.

Každou ze tří fází lze rozdělit na dvě větve - horní a dolní - přičemž každá větev obsahuje N modulů zapojených do série. Moduly jsou identické, lze o nich uvažovat jako o říditelných zdrojích napětí. V každé větvi je dále zapojený induktor L_p ($p = a, b, c$) pro omezení okruhových proudů a jejich harmonických a pro omezení zkratového proudu při případné poruše na stejnosměrné straně měniče. Vzhledem k tomu, že napětí řetězce modulů lze ovládat s poměrně vysokou přesností, není potřeba velkých induktorů. V kombinaci se sériovým rezistorem dochází k filtraci výstupního napětí [1][10][11].

A-MMC a MMC se liší provedením modulů. Samotný modul A-MMC je tvořen dvěma asymetrickými submoduly (ASM_1 a ASM_2), což jsou dva kaskádně zapojené půlmůstky. Každý submodul je složen z jednoho kondenzátoru a dvou IGBT s antiparalelně zapojenými diodami. Tyto dva submoduly se liší jmenovitým napětím kondenzátorů. Poměr daných napětí je v případě měniče zkoumaném v této práci 1:2, ale může být i jiný, např. 1:3. Submodul ASM_1 obsahuje kondenzátor s napětím U_C , submodul ASM_2 obsahuje kondenzátor s dvojnásobným napětím, tedy $2U_C$. Tranzistory S_1, S_2 a S_3, S_4 mají jmenovitá napětí stejná jako kondenzátor v submodulu, kterému náleží [7][10]. Topologie modulu je na obr. 2.

Asymetrický modul umožňuje dosáhnout čtyř různých hladin napětí a to $0, U_C, 2U_C$ a $3U_C$. Hladin je dosaženo vhodným spínáním tranzistorů submodulů ASM_1 a ASM_2 . Aby nedošlo ke zkratu, musí být zajištěno, že vždy sepne pouze jeden z tranzistorů submodulu.

U submodulu jsou rozlišovány stavy „zapnuto“ („ON“) a „vypnuto“ („OFF“). Pokud kondenzátorem protéká elektrický proud, přisuzujeme příslušnému submodulu stav „zapnuto“. Pokud je kondenzátor přemostěn a proud přes něj neprotéká, je submodul ve stavu „vypnuto“. Submodul ASM_1 je v zapnutém stavu při sepnutém tranzistoru S_1 , ASM_2 při sepnutém tranzistoru S_3 . Jednotlivé spínací stavy pro kladný směr proudu jsou zobrazeny na obr. 2. Spínací stavy s příslušející výstupní napětíovou hladinou modulu jsou uvedeny v tabulce tab. 1 [10]. Jak vyplývá z předchozího textu, kondenzátory se mohou buď nabíjet, vybíjet či být přemostěny.

Pro následující část je uvažováno napětí na vstupu měniče (stejnosemerná strana) U_{dc} a počet modulů ve větvi N . Celkové jmenovité napětí řetězce modulů by mělo odpovídat napětí U_{dc} . Podle [10] platí vztah:

$$U_{dc} = N \cdot U_C + N \cdot 2U_C, \quad (1)$$

z čehož lze vyjádřit jmenovité napětí na kondenzátor U_C :

$$U_C = \frac{U_{dc}}{3N}. \quad (2)$$

Při volbě U_C však není možné vycházet pouze z tohoto vztahu. Musí být brán ohled především na vyráběné řady součástek a aplikaci, ve které budou použity.

Napětí na výstupu modulu závisí na napětí kondenzátoru a stavu tranzistorů [10]:

$$u_{xy} = S_1 \cdot U_C + S_3 \cdot 2U_C, \quad (3)$$

kde S_1 a S_3 nabývají hodnot 0 (tranzistor sepnut) nebo 1 (tranzistor rozepnut).

Celkové okamžité napětí větve se získá součtem napětí na výstupu modulů dané větve, které jsou v zapnutém stavu. Mezi napětím větve ve fázi p a U_{dc} je vztah popsán následovně [10]:

$$u_{pu}(t) = \frac{U_{dc}}{2} - u_p(t), \quad (4)$$

$$u_{pl}(t) = \frac{U_{dc}}{2} + u_p(t), \quad (5)$$

kde $u_{pu}(t)$ je napětí horní větve, $u_{pl}(t)$ napětí dolní větve a $u_p(t)$ je výstupní napětí fáze p. Výstupní hladina napětí fáze je dána rozdílem napětí větví:

$$u_p(t) = \frac{u_{pl}(t) - u_{pu}(t)}{2}. \quad (6)$$

Tomu odpovídá výstupní fázový proud podle [11]:

$$i_p(t) = i_{pu}(t) - i_{pl}(t), \quad (7)$$

kde $i_{pu}(t)$ je fázový proud horní a $i_{pl}(t)$ fázový proud dolní větve fáze p. Proudů větví mají stejnosměrnou a střídavou složku a dle [5] je lze rozepsat následovně:

$$i_{pu}(t) = \frac{i_p(t)}{2} + \frac{I_{dc}}{3} + \text{sudé harmonické}, \quad (8)$$

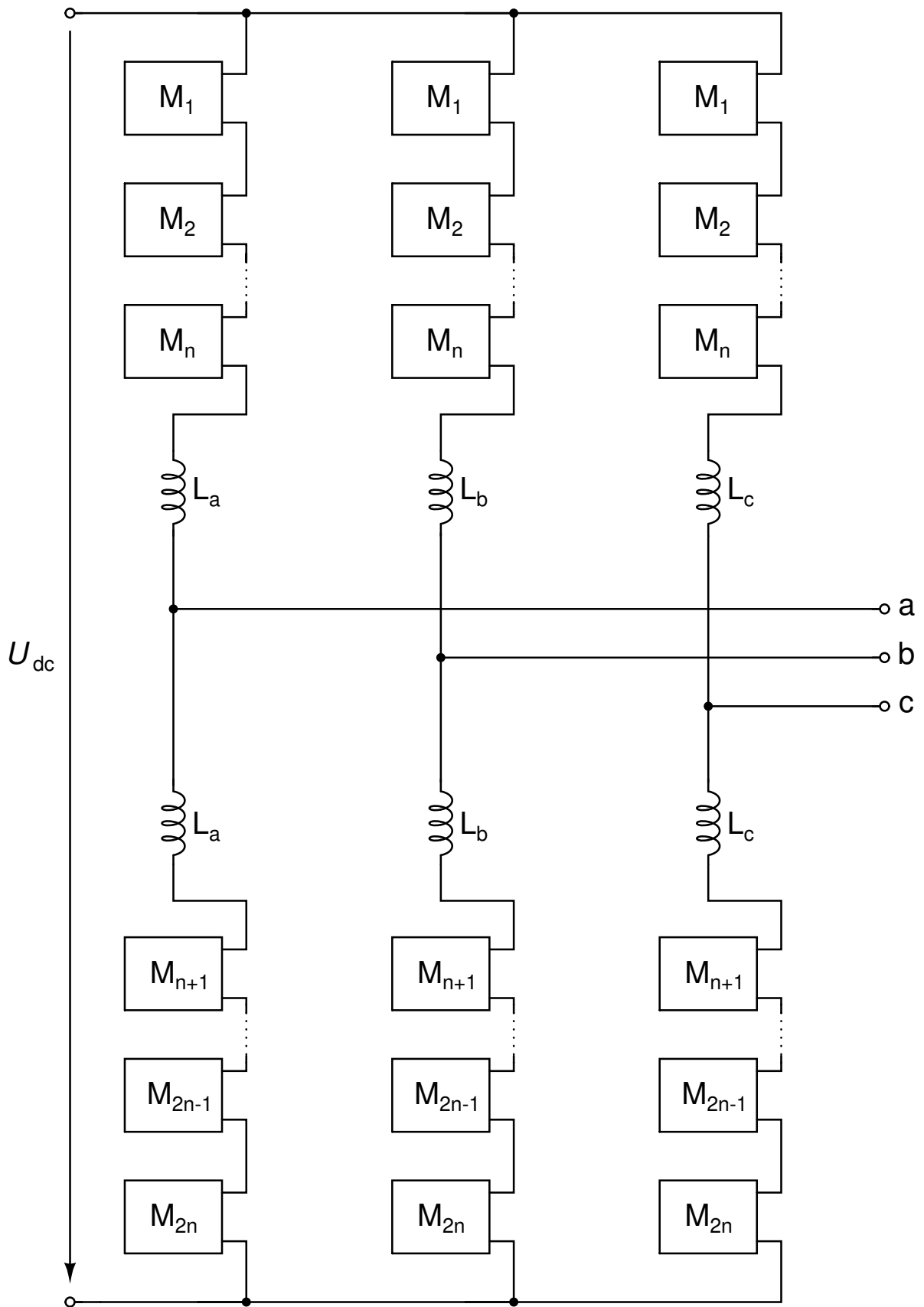
$$i_{pl}(t) = \frac{i_p(t)}{2} - \frac{I_{dc}}{3} + \text{sudé harmonické}. \quad (9)$$

Obvodovou smyčku zahrnující jednu z fází a stejnosměrný zdroj napětí popisuje následující rovnice [11]:

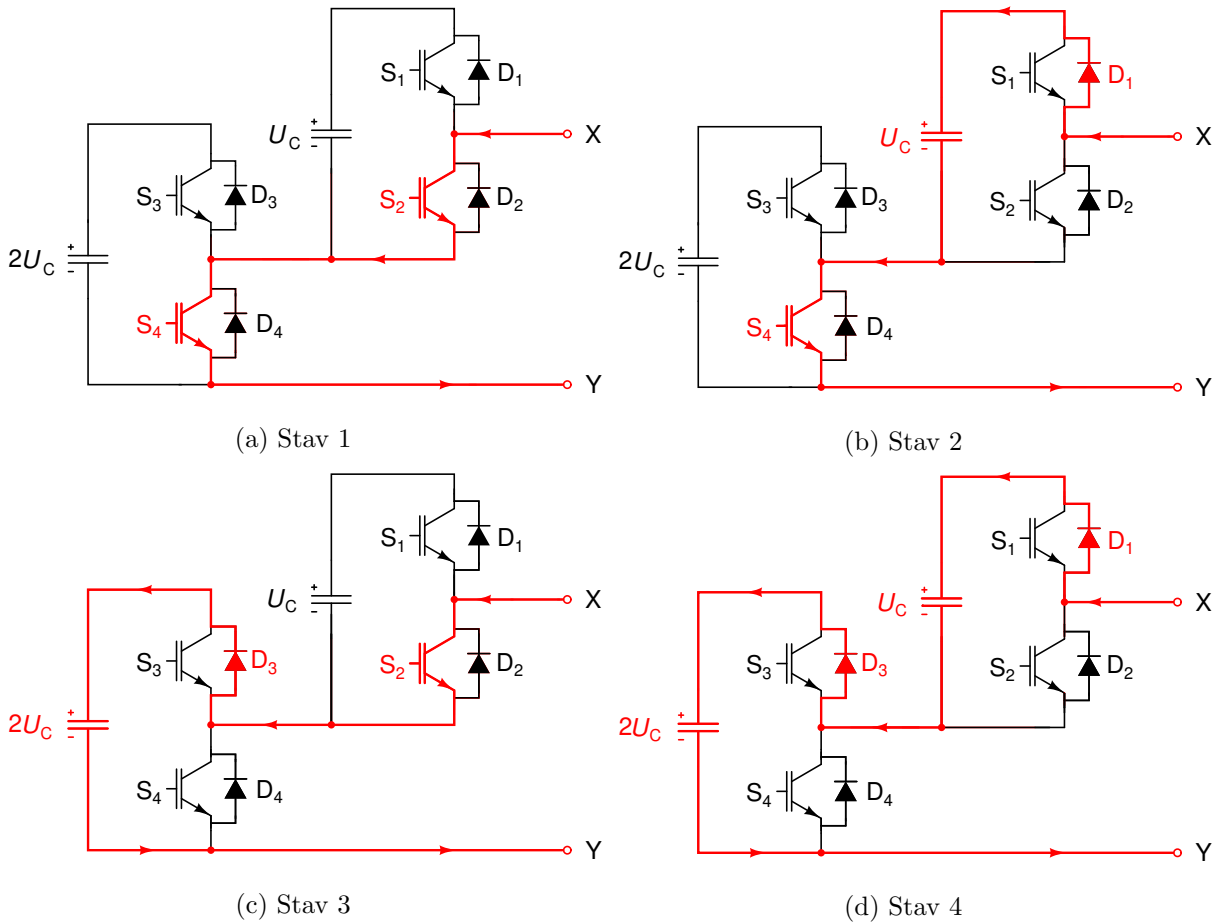
$$u_{pu}(t) + L_p \cdot \frac{di_{pu}(t)}{dt} + u_{pl}(t) + L_p \cdot \frac{di_{pl}(t)}{dt} - U_{dc} = 0. \quad (10)$$

Výstupní svorky a, b, c mohou být podle aplikace připojeny na trojfázovou zátěž nebo síť.

Měnič A-MMC umožňuje dosáhnout $3N+1$ až $6N+1$ napěťových hladin. Počet dosažených hladin závisí na zvolené technice modulace, čímž se bude zabývat jedna z následujících kapitol [10].



Obrázek 1: Hlavní schéma A-MMC [10]



Obrázek 2: Provozní stavy asymetrického modulu [10]

S_1	S_2	S_3	S_4	i	u_{C1}	u_{C2}	u_{XY}
0	1	0	1	≥ 0 < 0	=	=	0
1	0	0	1	≥ 0 < 0	\uparrow \downarrow	=	U_C
0	1	1	0	≥ 0 < 0	=	\uparrow \downarrow	$2U_C$
1	0	1	0	≥ 0 < 0	\uparrow \downarrow	\uparrow \downarrow	$3U_C$

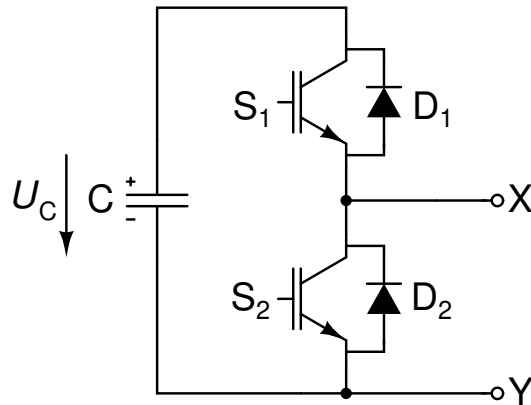
Vysvětlivky: = nemění se, \uparrow nabíjení, \downarrow vybíjení

Tabulka 1: Tabulka spínacích stavů [10]

3 Porovnání asymetrického a konvenčního MMC

Moduly MMC mohou mít různou topologii: půlmůstek, plný můstek, clamp double, double star, již představený asymetrický modul a další. Za konvenční MMC je považován měnič, jehož topologií modulů je právě jednoduchý půlmůstek (half-bridge, HB). Půlmůstková topologie je nejpoužívanější pro svou jednoduchost, ekonomičnost, nízké ztráty, avšak pro některé aplikace není zcela dostačující, a proto jsou testovány nové topologie [6].

Jak bylo uvedeno v předchozí kapitole, topologie MMC a A-MMC se odlišují pouze provedením submodulů. Hlavní schéma A-MMC a MMC je totožné, tudíž i pro MMC platí obr. 1. Půlmůstkový modul, zobrazen na obr. 3, je tvořen jedním kondenzátorem zapojeným paralelně ke dvěma IGBT. Každý tranzistor má opět antiparalelně zapojenou diodu. Aby nedošlo ke zkratu na kondenzátoru, může být vždy sepnut pouze jeden tranzistor.



Obrázek 3: Půlmůstkový modul [11]

Stejně jako asymetrický submodul, i půlmůstkový modul nabývá dvou stavů - zapnuto (ON) a vypnuto (OFF). Stav zapnuto nastává při sepnutém tranzistoru S_1 a rozepnutém tranzistoru S_2 , přes kondenzátor C protéká proud. Při stavu vypnuto je tranzistor S_1 rozepnut a S_2 sepnut, čímž je kondenzátor přemostěn. Výstupní napětí modulu lze vyjádřit vztahem [11]:

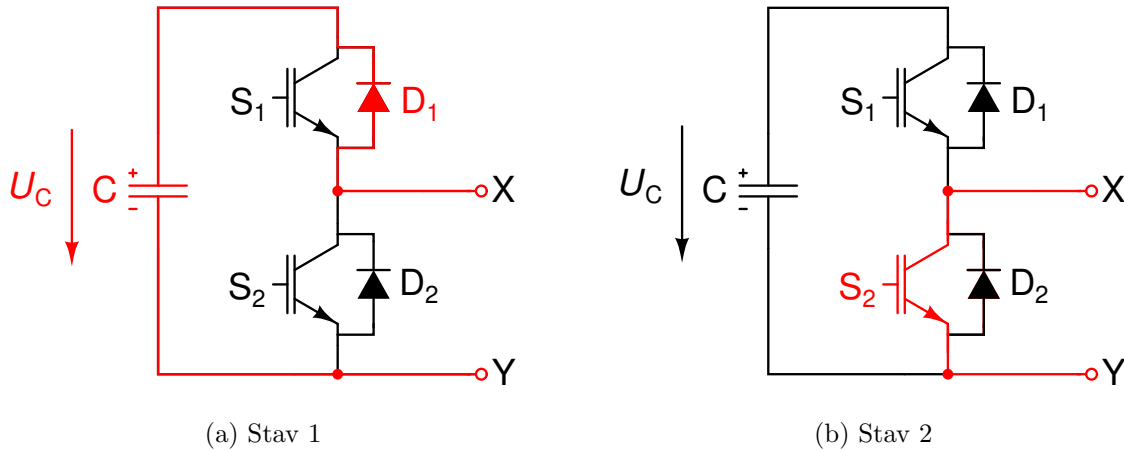
$$u_{XY} = s \cdot U_C, \quad (11)$$

kde s představuje stav modulu. Pro vypnutý stav nabývá s hodnoty 0 a pro zapnutý stav hodnoty 1 [11]. Ze vztahu je zřejmé, že HB-modul generuje dvě hladiny napětí: 0 a U_C . Oba stavy jsou zobrazeny na obr. 4.

Suma jmenovitých napětí kondenzátorů ve větvi se rovná napětí na stejnosměrné straně měniče U_{dc} . Většinou je požadováno, aby byla rovnost dodržena přesně, ale je možné, aby se suma napětí mírně odlišovala [11]:

$$U_{dc} = \sum U_C. \quad (12)$$

Počet napěťových hladin na výstupu závisí na počtu modulů ve větvi N . Série N modulů umožňuje dosažení $N + 1$ hladin až $2N + 1$ hladin. Více hladin je jednoduše docíleno zapojením více takovýchto modulů do série. Je potřeba mít na paměti, že s rostoucím N roste složitost i cena měniče [10].



Obrázek 4: Provozní stavy půlmůstkového modulu

Jak již bylo uvedeno, v aplikacích s použitím MMC dominuje právě půlmůstková topologie modulu. Tato topologie disponuje oproti ostatním výhodami jako jsou nižší výkonové ztráty a nižší cena. Nevýhodou však zůstává ztráta kontroly řízení při zkratu na stejnosměrné straně. Měničem pak protékají zkratové proudy, které dosahují hodnot několikanásobně větších než dosahují provozní proudy. Velikost zkratových proudů závisí např. na velikosti indukčností L_p ve větvích. Poruchové proudy protékají přes diody zapojené antiparalelně k tranzistorům, na což je třeba brát ohled při dimenzování součástek [11].

Tato topologie proto není příliš vhodná např. pro HVDC přenos. V určitých aplikacích vynikají nad půlmůstkovým modulem jiné topologie. Poruchy na stejnosměrné straně zvládá modul s plným můstkem (full-bridge, FB), který je schopen zabránit vysokým zkratovým proudům. FB modul má oproti HB modulu dvojnásobek polovodičových spínačů a výrazně vyšší ztráty. V literatuře existují návrhy na kombinaci modulů různých topologií, např. kdy v jedné větvi má jedna polovina modulů HB topologii a druhá polovina FB topologii. Takový měnič by pak částečně kombinoval výhody těchto topologií [11].

3.1 Výhody MMC oproti dvouúrovňovým měničům

Dvouúrovňové měniče se vyznačují jednoduchostí a použitím nízkého počtu součástek. Jsou tedy ekonomické a jejich řízení je relativně jednoduché. Jejich použití je vhodné v aplikacích nízkého výkonu a napětí. Ve vysokonapěťových aplikacích se však projevují jejich nedostatky. Oproti dvouúrovňovým měničům mají v takových aplikacích MMC následující výhody [11][9]:



- možnost velkého počtu hladin ve výstupním napětí,
- nižší THD, snížení obsahu vyšších harmonických ve výstupním napětí,
- relativně nižší ztráty v polovodičových prvcích,
- nižší výkonové ztráty,
- absence výstupních filtrů.

MMC měniče mohou pracovat s nižšími spínacími frekvencemi, v takovém případě vykazují menší spínací ztráty než dvouúrovňové měniče. Výsledkem je i menší tepelné namáhání zařízení [11].



4 Modulace a balancování napětí na kondenzátorech

Aby střídavé napětí na výstupní straně měniče mělo tvar co nejvíce připomínající harmonický průběh, je potřeba v každé fázi vhodně zařazovat či přemostovat jednotlivé submoduly, a tím zajišťovat nárůst či pokles počtu hladin ve výstupním napětí. Obecně platí, že čím víc hladin obsahuje střídavé napětí na výstupu, tím více se blíží harmonickému průběhu, a tím méně vyšších harmonických obsahuje. Není důležité pouze to, aby byl v konkrétní okamžik zařazen správný počet submodulů a tudíž bylo dosaženo požadovaného počtu hladin, ale je také třeba balancovat napětí na kondenzátorech. Toho se docílí zařazením nebo přemostěním konkrétních submodulů. Jaký počet napěťových hladin má být naspínán a okamžiky sepnutí tranzistorů - okamžiky přepnutí hladin - udává pulzně šířková modulace [11].

4.1 Pulzně šířková modulace (PWM)

Významnou metodou pro řízení měničů je již zmiňovaná PWM. V následujícím textu bude popsáno několik technik této modulace používaných pro víceúrovňové měniče, jimiž jsou Level-shifted PWM (LS-PWM), Phase-shifted PWM (PS-PWM) a hybridní PWM. Poslední uvedená technika modulace bude využita v simulační části práce.

Modulace PWM je založena na principu porovnávání referenčního signálu a nosného signálu trojúhelníkového nebo pilovitého tvaru. Nosný signál má vyšší frekvenci než reference. V analogovém přiblížení dochází k porovnání referenčního a nosného signálu v jejich průsečících, v závislosti na výsledku porovnání je generován spínací signál, který se zpravidla přepíná mezi dvěma hladinami. V případě, že referenční signál má hodnotu větší rovnou hodnotě nosné, nabývá spínací signál hodnoty jedna, v opačném případě hodnoty nula. Výsledkem jsou spínací impulzy pro tranzistor.

V případě LS-PWM, PS-PWM a hybridní PWM však není použita pouze jedna nosná, ale soubor N nosných, které jsou identické jak tvarem, tak frekvencí. Důvodem je dosažení více než dvou hladin. Při použití těchto metod v modulárních měničích je každá nosná přiřazena jednomu konkrétnímu modulu. Reference se porovnává s každou nosnou zvlášť a opět platí, že k tomu dochází v průsečících. Výsledný víceúrovňový signál $u(t)$ se získá součtem N dílčích dvouúrovňových signálů $u_i(t)$ [11]:

$$u(t) = \sum_{i=1}^N u_i(t). \quad (13)$$

Nosné horní a dolní větve fáze jsou uvažovány zvlášť. Pro fázi jsou tedy potřeba dva soubory nosných, jeden pro horní větev, druhý pro dolní větev. Tyto soubory mohou být vůči sobě posunuty o úhel θ a v závislosti na zvoleném úhlu posunutí lze eliminovat velkou část vyšších harmonických ve výstupním napětí [8].

Pro fázi jsou potřeba dva referenční signály - jeden pro horní větev a druhý, inverzní, pro dolní větev. Pro následující výklad předpokládáme frekvenci nosných f_c a periodu T_c .

4.1.1 Level-shifted PWM (LS-PWM)

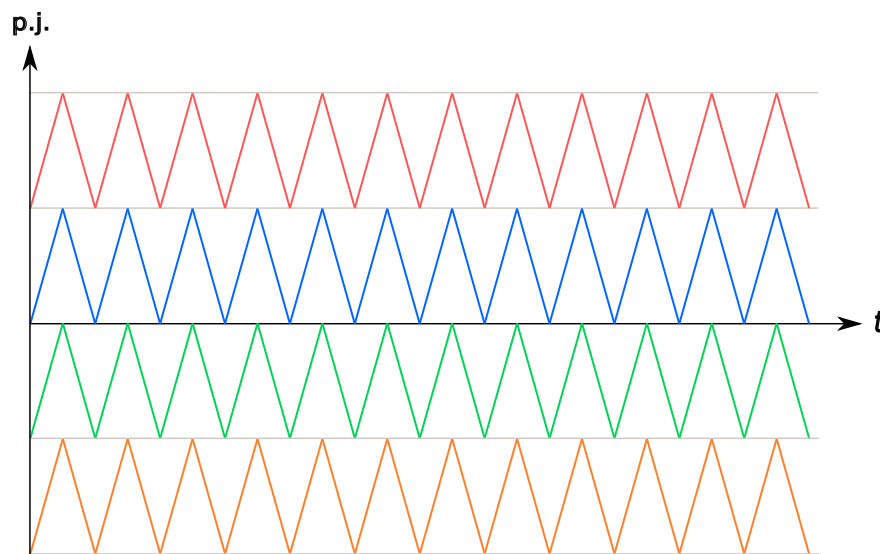
Jedná se o techniku PWM, která využívá úrovně posunutých nosných signálů. Pokud je ve větvi N modulů, je potřeba na fázi $2N$ nosných. Ve výstupním napětí pak bude $N+1$ hladin. Amplituda nosné je rovna podílu amplitudy referenčního signálu (při $m_i = 1$) a počtu nosných N .

Pokud je každá nosná přiřazena konkrétnímu modulu, není užití této techniky pro konvenční MMC příliš vhodné, jelikož dochází k nerovnoměrnému zatížení modulů. Následkem je zvýšení THD na střídavé straně měniče i zvětšení okruhových proudů a tedy i ztrát. Možným řešením tohoto problému je zavedení techniky rotace nosných [2][11].

V závislosti na fázovém posunu nosných se rozlišují:

1. Phase Disposition PWM (PD-PWM)

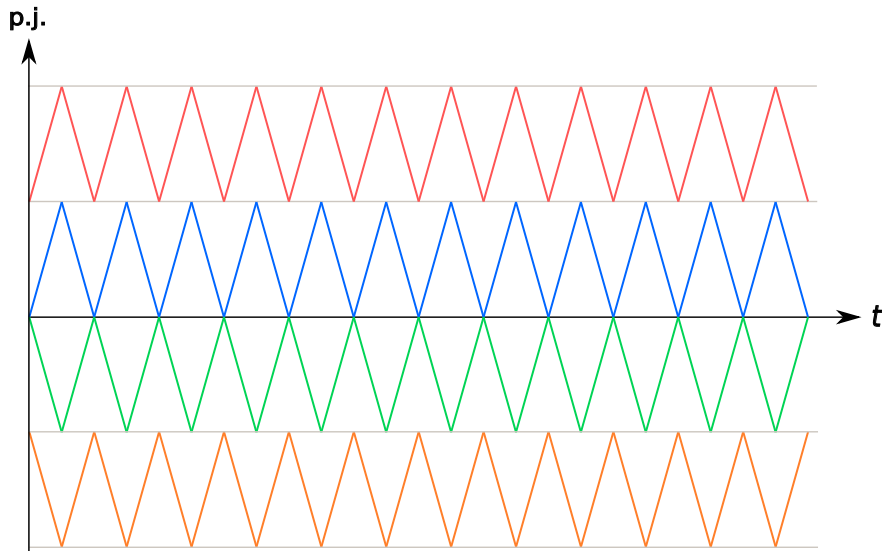
Fázový posun nosných je roven nule. PD-PWM je znázorněna na obr. 5.



Obrázek 5: PD-PWM

2. Phase Opposition Disposition PWM (POD-PWM)

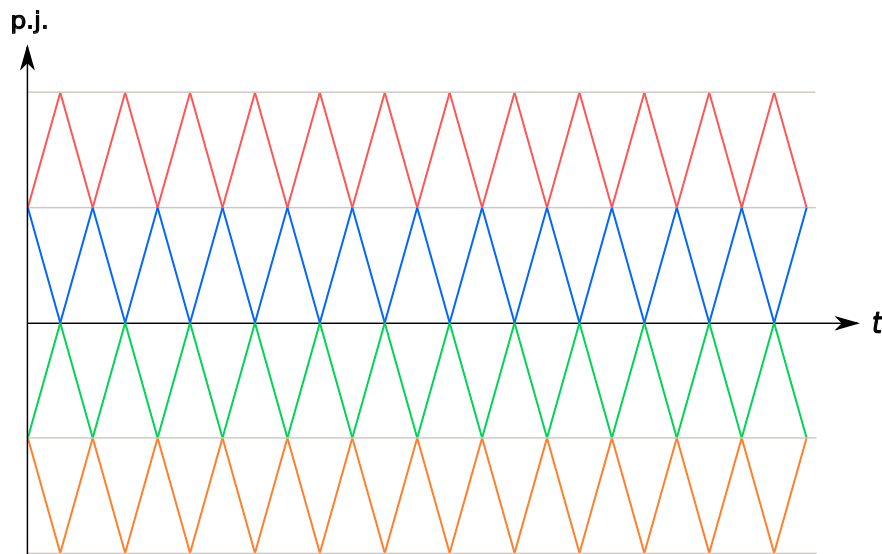
Nosné nad nulovou hodnotou reference jsou posunuty o π vzhledem k nosným pod nulovou hodnotou reference, viz obr. 6.



Obrázek 6: POD-PWM

3. Alternate Phase Opposition Disposition PWM (APOD-PWM)

Každá druhá nosná je fázově posunuta o π . Neboli každá nosná je posunuta o π vzhledem k předchozí nosné. K vidění na obr. 7.



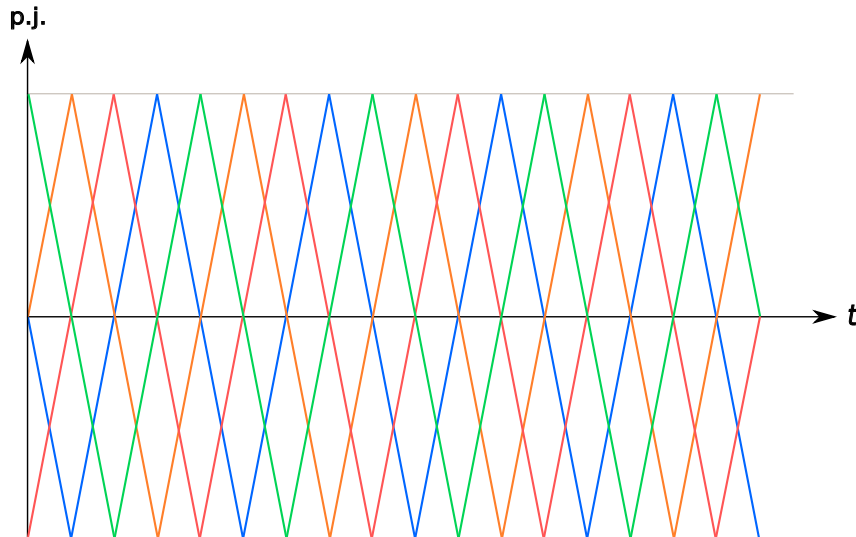
Obrázek 7: APOD-PWM

4.1.2 Phase-shifted PWM (PS-PWM)

Technika PS-PWM využívá soubor nosných, které jsou na stejné úrovni, avšak jsou vůči sobě fázově posunuty o T_c/N . Při N modulech ve větvi je na fázi potřeba $2N$ nosných s frekvencí f_c , přičemž každému modulu ve fázi náleží právě jedna nosná. Porovnáním konkrétní nosné vlny a referenční vlny jsou získány spínací pulzy pro modul, kterému byla nosná přiřazena. Všechny

moduly spínají se stejnou frekvencí, namáhání polovodičových součástek je tudíž rovnoměrně rozloženo [8].

PS-PWM je využívána především v konvenčních MMC s půlmůstkovými moduly z několika důvodů: výkon je v modulech rozložen rovnoměrně, stejně jako namáhání polovodičových součástek, což vede ke snazšímu balancování napětí na kondenzátorech. Dalším důvodem je nízké THD a s tím související menší nároky na filtraci [10][8]. Tato technika je zobrazena na obr. 8.



Obrázek 8: PS-PWM

4.1.3 Hybridní PWM

Hybridní PWM je kombinací PS-PWM a LS-PWM. Tato modulace využívá nosných, které jsou vzájemně posunuté jak fázově, tak úrovně.

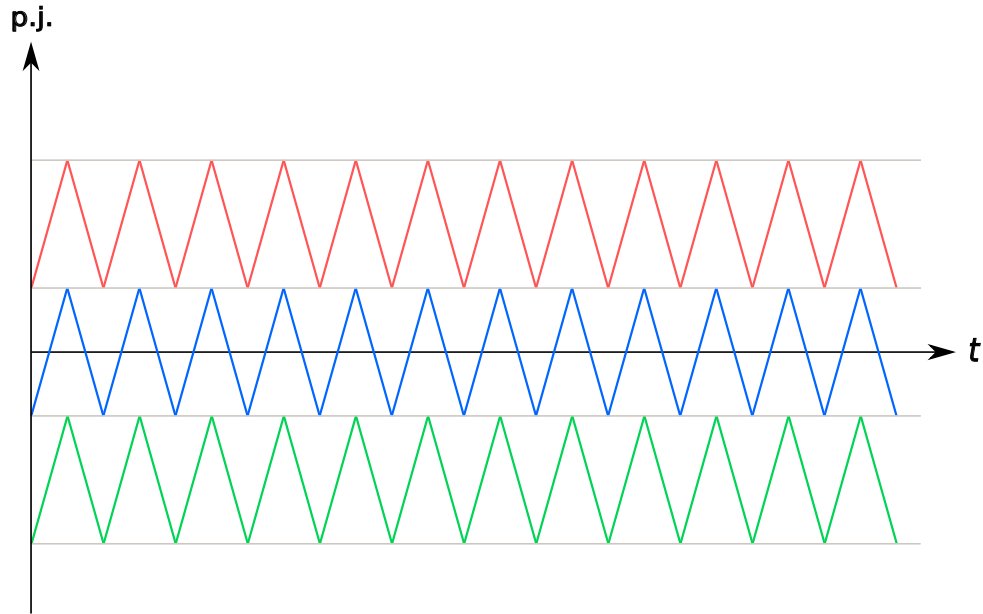
Pro generování čtyř hladin jedním asymetrickým modulem je potřeba skupina tří nosných ve fázi, které jsou vůči sobě posunuté úrovně (obr. 9). Amplituda nosných je, stejně jako u LS-PWM, rovna podílu amplitudy reference a počtu úrovně posunutých nosných (v tomto případě 3). Taková skupina nosných je potřebná pro každý modul. Pokud je ve větvi N modulů, je potřeba N skupin nosných pro větev a $2N$ skupin pro celou fázi. Skupiny nosných větve jsou vůči sobě fázově posunuty o T_c/N . Trojúhelníkové nosné signály jsou porovnávány s referenčními sinusovými signály, které jsou dva na fázi, přičemž pro dolní větev je inverzní [10].

Počet hladin výstupního napětí na střídavé straně měniče se váže k počtu modulů ve větvi. Při zmíněných N modulech ve větvi se maximální počet hladin pohybuje v rozmezí od $3N+1$ do $6N+1$. Jak již bylo zmíněno, skupiny nosných se pro horní a dolní větev uvažují zvlášť a mohou být vůči sobě posunuté o úhel θ . Dosažení maximálního počtu hladin, tedy $6N+1$, je podmíněno zvolením vhodného úhlu θ [10]:

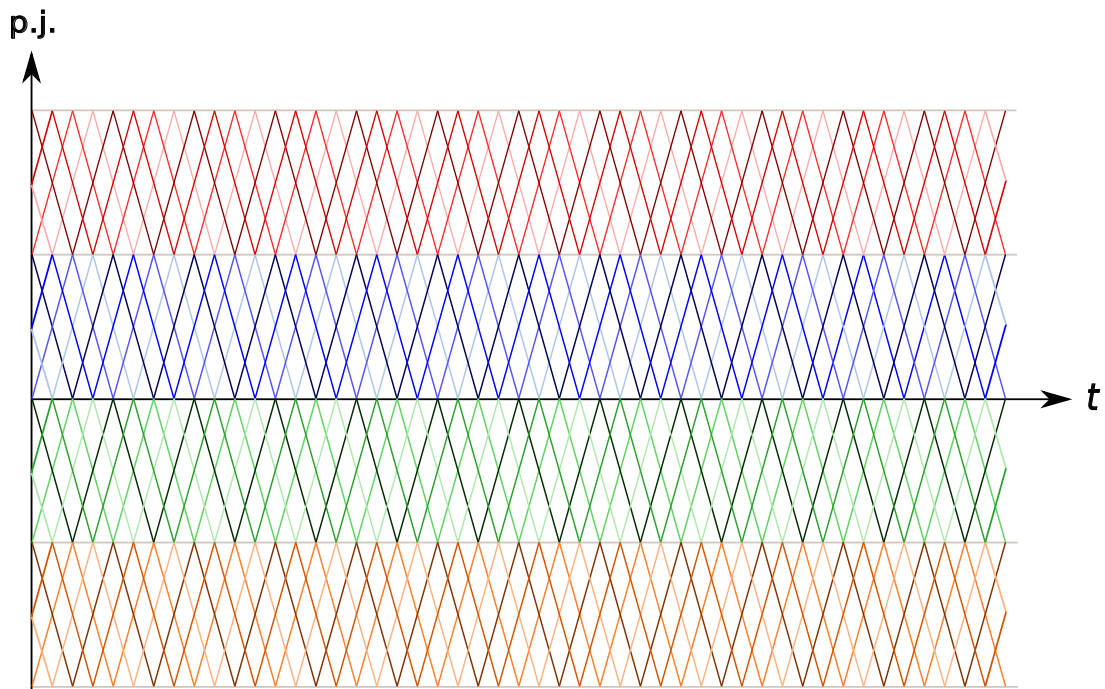
- pro liché N se volí $\theta = 0$,
- pro sudé N se volí $\theta = T_c/N$.

V takovém případě se navíc docílí minimalizace vyšších harmonických výstupního napětí [8].

Příklad hybridní PWM je na obr. 10.



Obrázek 9: Skupina nosných jednoho modulu pro generování čtyř napěťových hladin



Obrázek 10: Hybridní PWM

4.2 Balancování napětí na kondenzátorech

Při spínání a přemostování submodulů dochází ke značnému kolísání napětí na kondenzátorech. Mezi následky patří vznik velkých okruhových proudů, a tudíž i velkých ztrát, a dále nerovnoměrné rozložení ztrát. Okruhové proudy lze výrazně omezit balancováním napětí na kondenzátorech, kdy se při změně počtu hladin, a tedy nutnosti zařazení či přemostění submodulu, vybere konkrétní submodul vhodný pro tuto akci [1][11].

Metoda pro balancování napětí na kondenzátorech potřebuje jako vstup signál, vytvořený např. právě nějakou z výše uvedených technik PWM. Tento signál dává informaci o tom, kolik napěťových hladin by mělo být na výstupu v každý okamžik. Počet hladin se průběžně mění, přičemž může docházet jen k přechodu na sousední hladinu. Metoda balancování napětí na změnu reaguje zařazením nebo přemostěním vhodného submodulu [11].

Pro výběr submodulu je potřeba měřit velikost napětí na všech kondenzátorech. Další měřenou veličinou je proud ve větvích, u kterého je zjišťováno, zdali je kladný nebo záporný. Pokud je proud kladný, kondenzátory v sepnutých submodulech se nabíjejí a jejich napětí stoupá. Při záporném proudu se naopak vybíjejí a napětí u_C klesá. Napětí na kondenzátorech v přemostěných submodulech se nemění [11][4].

Existují různé metody balancování napětí na kondenzátorech submodulů. V následujících podkapitolách jsou popsány tři používané metody.

4.2.1 Metoda třídění

Jedná se o jednoduchou metodu, která si vystačí s jedinou matematickou operací, a tou je porovnávání okamžitých hodnot napětí u_C všech submodulů ve větvi. Metoda konkrétně zjišťuje, ve kterých submodulech je u_C maximální, a ve kterých minimální. S těmito submoduly pak pracuje [11].

Metoda funguje následovně:

Pokud je proud ve větvi kladný a je potřeba zařadit submodul, přepne se do stavu „zapnuto“ submodul s nejmenším napětím na kondenzátoru. Kondenzátor se bude nabíjet a napětí na něm bude narůstat. V případě, že je potřeba submodul přemostit, je vybrán submodul s největším napětím na kondenzátoru, aby se toto napětí dále nezvyšovalo [11].

Pokud je proud ve větvi záporný a je potřeba zařadit submodul, je vybrán ten s největším napětím na kondenzátoru, jelikož vzhledem ke směru proudu se bude kondenzátor vybíjet a napětí u_C bude klesat. Naopak při potřebě přemostit submodul se tak učiní se submodulem s nejmenším napětím na kondenzátoru, aby napětí neklesalo ještě více [11].

Výhodou této metody je funkce za všech pracovních podmínek a zmíněná jednoduchost. Nevýhodou je nadbytečné přepínání submodulů. Při použití této metody jsou někdy přepínány

moduly, i když to není potřeba. Nadbytečné spínání vede ke ztrátám, což je zvláště u vysoko-napěťových aplikací nežádoucí [2].

4.2.2 Třídění ATB (Average Tolerance Band)

Jedná se o metodu ze skupiny metod tolerančního pásma. Pro tyto metody je charakteristické určení intervalu hodnot - tolerančního pásma - pro kontrolovanou veličinu. Pokud veličina pásmo opustí, následuje předem definovaná akce, a tou je sepnutí vybraného tranzistoru. Cílem je udržet veličinu v pásmu [11].

Metoda ATB pracuje s tolerančním pásmem δ , které stanoví kolem průměrného napětí na kondenzátorech submodulů ve větvi u_{Cav} [4]:

$$u_{Cav} = \frac{\sum u_C}{N}. \quad (14)$$

Na začátku je vytvořen seznam, ve kterém jsou submoduly seřazeny podle velikosti napětí u_C a zároveň se kontroluje, zdali jsou napětí v pásmu tolerance. Pokud ano, je sepnut požadovaný počet submodulů pro danou větev ($P_{u,1}$) ze začátku seznamu. Seznam zůstává stejný, dokud se některé z napětí u_C neodchýlí od u_{Cav} o hodnotu δ , čímž překročí hranici pásma. V takovém případě je vygenerován nový seznam. S ohledem na směr proudu je seznam řazen sestupně či vzestupně. Kroky metody jsou znázorněny ve vývojovém diagramu na obr. 11a [11][4].

Metoda ATB vykazuje dobré výsledky jak při běžném provozním stavu, tak při přechodných dějích. Ale oproti např. následující metodě CTB se vyznačuje vyšší spínací frekvencí [11].

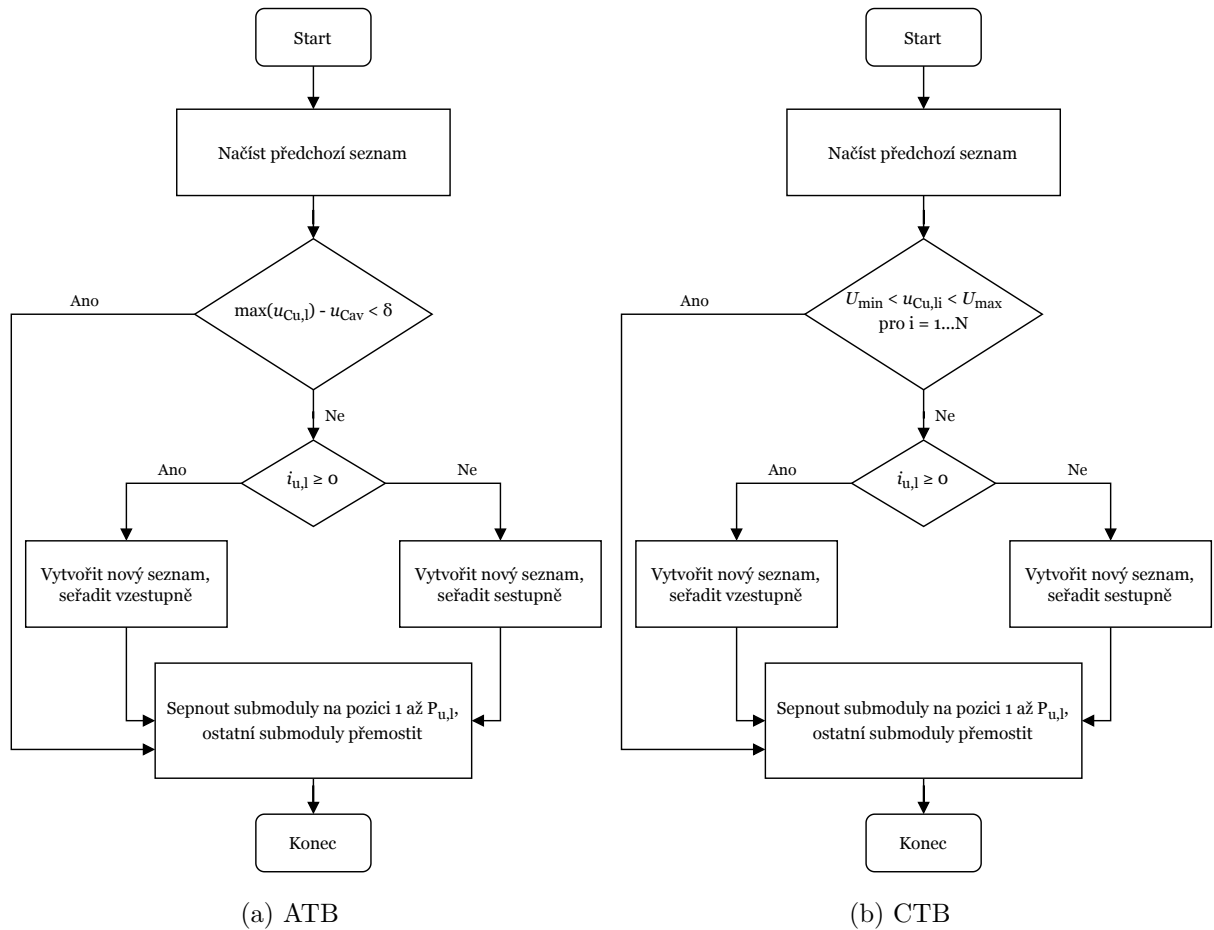
4.2.3 Třídění CTB (Cell Tolerance Band)

CTB je další metodou tolerančního pásma. CTB nastavuje toleranční pásmo okolo napětí u_C , přičemž hranicemi pásma jsou hodnoty U_{Cmax} a U_{Cmin} . Tyto hodnoty se odvíjí od maximální a minimální hodnoty, které může napětí na kondenzátoru dosáhnout při nabíjecím a vybíjecím cyklu [4][11].

Stejně jako u metody ATB je vytvořen seznam se submoduly seřazenými podle velikosti u_C , ze kterého se vybere požadovaný počet submodulů, které mají být sepnuty. Seznam je používán beze změn, dokud některé z napětí u_C nevystoupí z pásma. Napětí u_C v submodulech v zapnutém stavu nakonec vždy dosáhnou hranice pásma a vygeneruje se nový seznam. Tuto metodu popisuje vývojový diagram na obr. 11b [4][11].

Oproti předchozí metodě je výhodou využití celého napěťového rozsahu kondenzátorů, čímž se snižuje počet sepnutí submodulů [11].

Pro CTB i ATB platí, že spínací frekvence klesá s rozšířením tolerančního pásma [4].



Obrázek 11: Metody ATB a CTB [4]

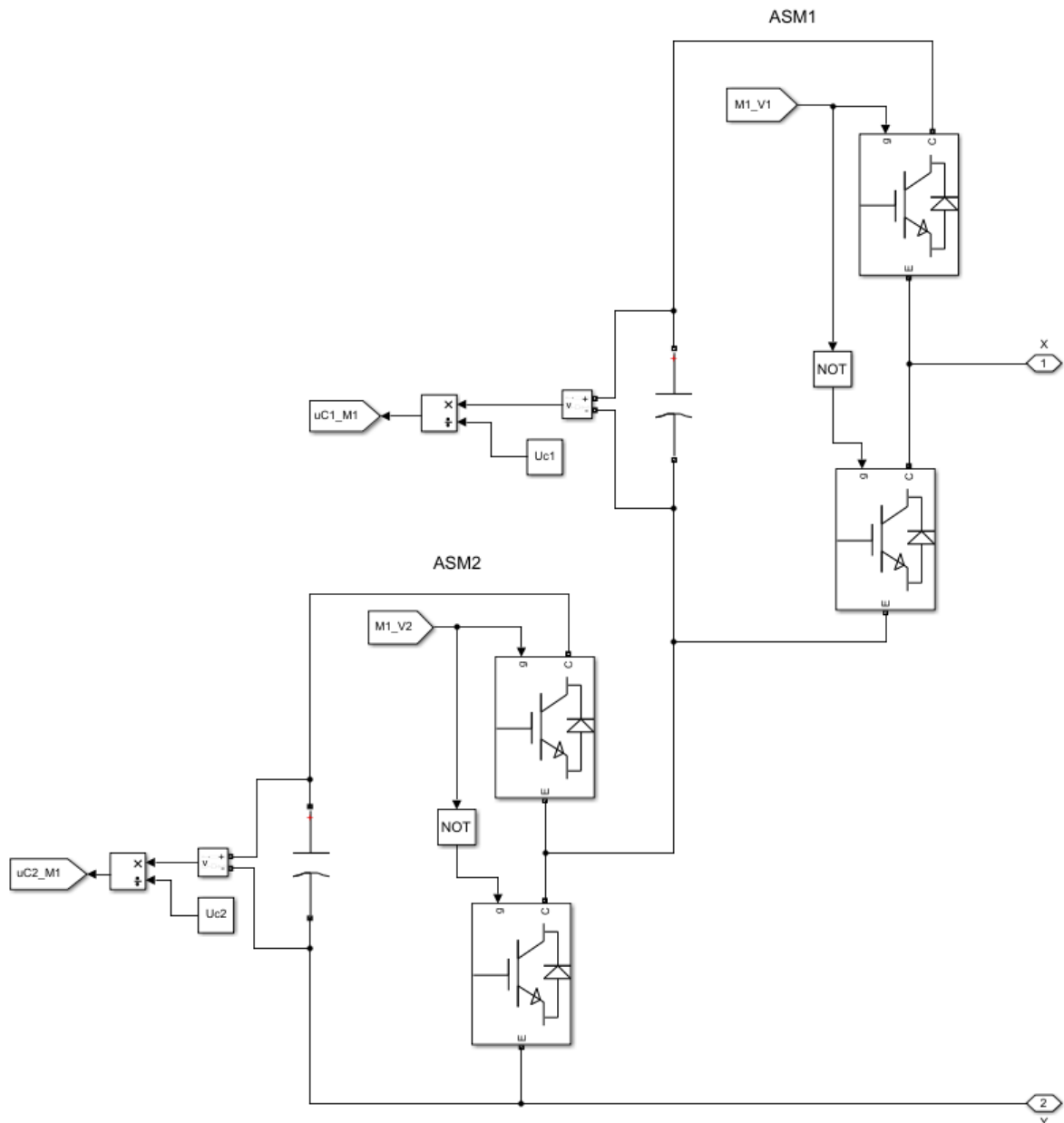
5 Model

Součástí práce je vytvoření modelu 3-fázového A-MMC s využitím softwaru MATLAB Simulink. Parametry dle [10] jsou uvedeny v tab. 2. V této tabulce jsou uvedeny i parametry měniče MMC, se kterým bude A-MMC porovnáván. Model MMC byl poskytnut Ing. Jakubem Zedníkem.

Parametr	A-MMC	MMC
počet modulů na fázi	6	18
topologie modulů	asymetrická	půlmůstková
napětí na DC straně U_{DC}	9 kV	9 kV
kondenzátor C_1 (submodul 1)	5,55 mF	10 mF
kondenzátor C_2 (submodul 2)	8,33 mF	-
induktor ve větvi L_p	1 mH	2 mH
rezistor ve větvi R_p	0,1 Ω	0,1 Ω
výstupní frekvence f	60 Hz	60 Hz
induktor na výstupu L_o	2,6 mH	2,6 mH
rezistor na výstupu R_o	1,3 Ω	1,3 Ω
frekvence nosných f_c	1 kHz	750 Hz
použitá modulační technika	hybridní PWM	PS-PWM

Tabulka 2: Parametry simulace pro měniče A-MMC a MMC

Měniče pracují jako střídače. Silová schémata obou měničů odpovídají obr. 1. Topologie půlmůstkového modulu je na obr. 3, provedení asymetrického modulu v modelu je na obr. 12. V následujícím textu budou probrány jednotlivé části modelu, a to konkrétní použitá modulace, řízení okruhových proudů a balancování napětí na kondenzátorech. Topologie byla představena v předchozích kapitolách.



Obrázek 12: Asymetrický submodul v modelu A-MMC

5.1 Řízení okruhových proudů v modelu A-MMC

Řízení okruhových proudů je důležitou problematikou měničů MMC, tedy i A-MMC.

Jmenovité hodnoty napětí kondenzátorů v submodulech jsou U_C a $2U_C$. Pokud by se jednalo o ideální součástky, napětí všech kondenzátorů by příslušným hodnotám přesně odpovídala. V realitě se však jmenovitá napětí kondenzátorů mírně liší. Vlivem této skutečnosti, a také vlivem zvlnění napětí na kondenzátorech, se napětí větve (dáno sumou napětí na kondenzátorech ve větvi) bude odlišovat od napětí na stejnosměrné straně a nebude platit rovnost daná rovnicí (1). Důsledkem je vznik okruhových proudů, které se uzavírají mezi fázemi měniče. Okruhové proudy

se sice na výstupní straně měniče neprojevují, projevují se však v proudech ve větvích a způsobují zvýšení ztrát. Jednotlivé složky proudů větví jsou rozepsané v rovnicích (8) a (9). Okruhové proudy mají dominantní druhou harmonickou [10][3].

Amplitudu těchto proudů lze do určité míry omezit zvýšením indukčnosti L_p ve větvi, avšak tímto způsobem není možné zcela zamezit vzniku okruhových proudů. Navíc se zvyšující se hodnotu L_p roste cena zařízení [3].

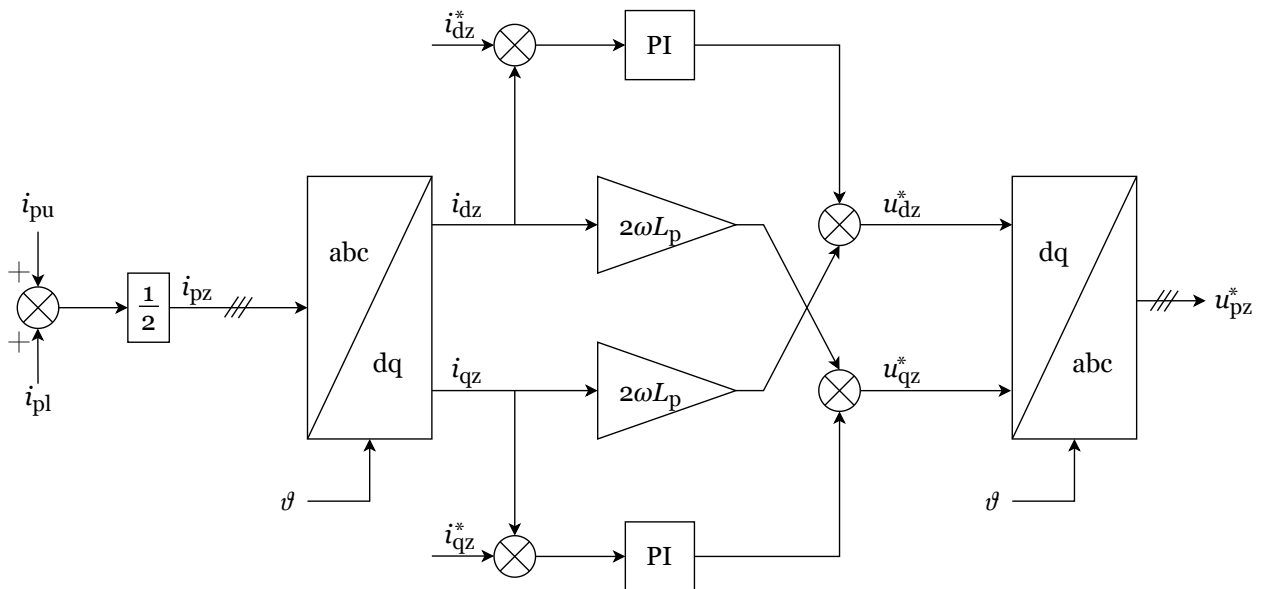
Okruhové proudy je možné značně omezit jejich vhodným řízením. V modelu je pro toto řízení blok, jehož vstupy jsou okruhové proudy a úhel pro dq transformaci. Okruhové proudy se získají podle [10]:

$$i_{pz} = \frac{1}{2}(i_{pu} + i_{pl}). \quad (15)$$

Výstupem bloku jsou napěťové složky pro potlačení okruhových proudů. Referenční signály pro hybridní PWM se při použití řízení okruhových proudů získají součtem požadovaného harmonického průběhu a zmíněných složek a následným převedením do poměrných jednotek.

V modelu je použito řízení okruhových proudů dle [10], blokový diagram je znázorněn na obr. 13.

Srivastav a kol. [10] navrhl kromě řízení okruhových proudů i jednoduchou PI regulaci pro každou větev měniče, která řídí sumu napětí na kondenzátorech ve větvi na hodnotu rovnou vstupnímu U_{dc} . Výstupem regulátorů jsou napěťové složky, které jsou také přičteny k požadovanému harmonickému průběhu výstupního napětí před jeho převedením do poměrných jednotek. I tato regulace je v modelu použita.



Obrázek 13: Blokový diagram řízení okruhových proudů

5.2 Modulace v modelu A-MMC

V simulačním modelu je využito techniky hybridní PWM. Specifikace této modulace je uvedena v tab. 3. Metoda se zaměřuje na každou větev měniče zvlášť. Jediným potřebným vstupem je referenční signál, který je získán převedením požadovaného harmonického výstupního průběhu do poměrných jednotek. Tento signál byl před konverzí přenásoben modulačním indexem. Referenční signál se liší pro situaci s a bez řízení okruhových proudů. Výstup modulačního bloku je vstupem pro algoritmus balancování napětí na kondenzátorech.

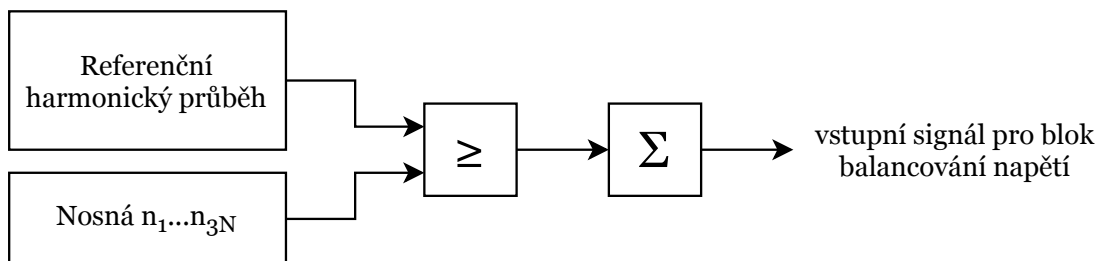
Celý princip tvorby výsledného signálu zobrazuje obr. 14. Na obr. 15 a obr. 16 jsou znázorněny skupiny nosných pro samotný modul i pro celou větev, konkrétně se jedná o fázi A.

Porovnáváním nosných a referenčního signálu (obr. 15) je generován signál znázorněný na obr. 17. Podobný signál se získá pro každý modul ve větvi. Jejich sečtením je získán výsledný signál, se kterým se v modelu dále pracuje. Tento signál je na obr. 18.

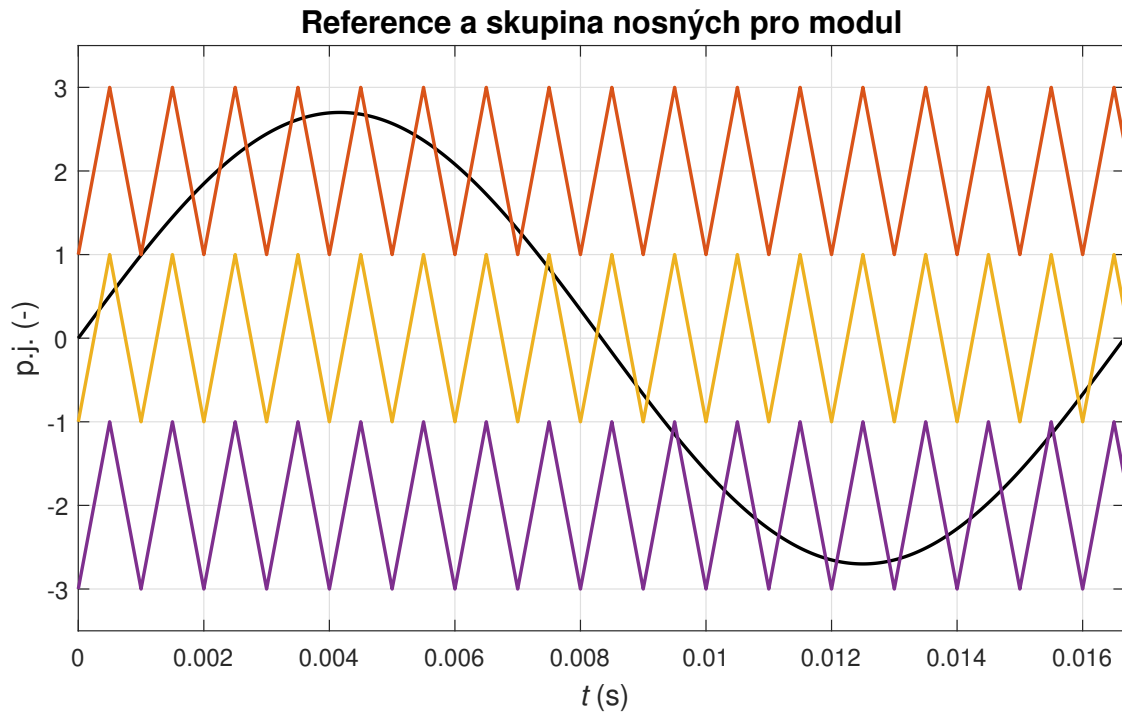
Provedení hybridní modulace pro jednu fázi v modelu je na obr. 19.

počet nosných pro modul	3 úrovně posunuté nosné ve fázi
počet nosných pro větev	9 (3 skupiny nosných pro modul, fázově posunuté)
amplituda reference	3
amplituda nosných	1
frekvence reference f	60 Hz
frekvence nosných f_c	1 kHz
fázový posun skupin nosných modulů ve větvi	$1/3f_c$
fázový posun mezi skupinami nosných horní a dolní větve θ	0

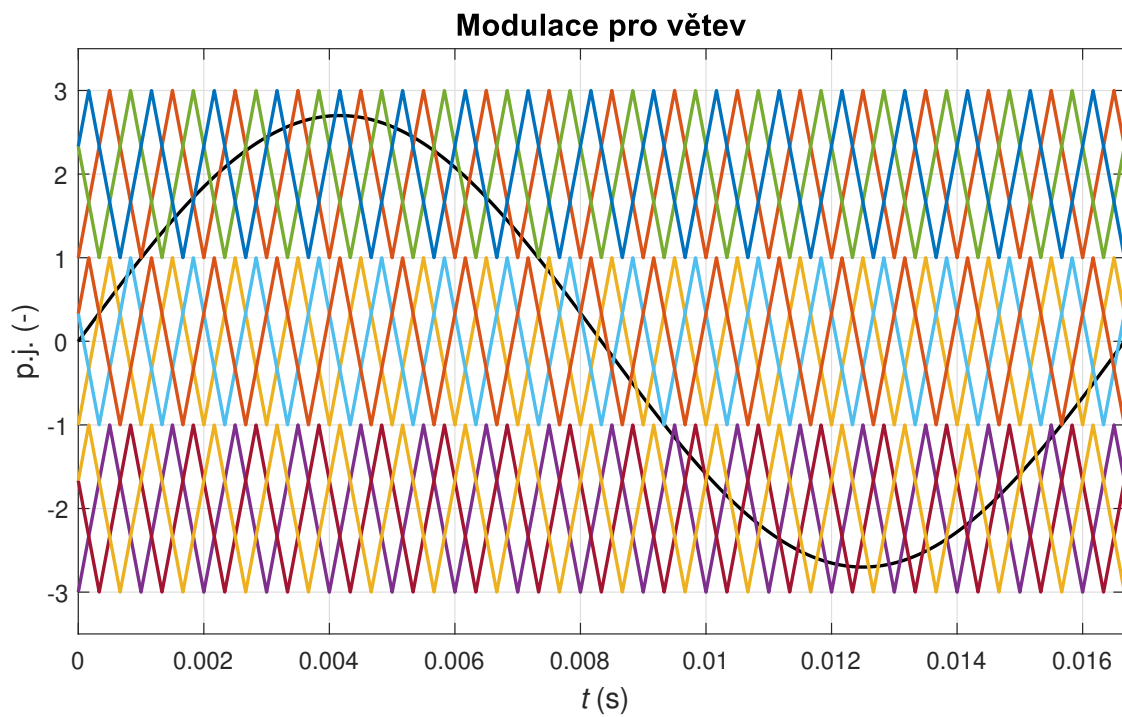
Tabulka 3: Specifikace hybridní modulace pro model A-MMC



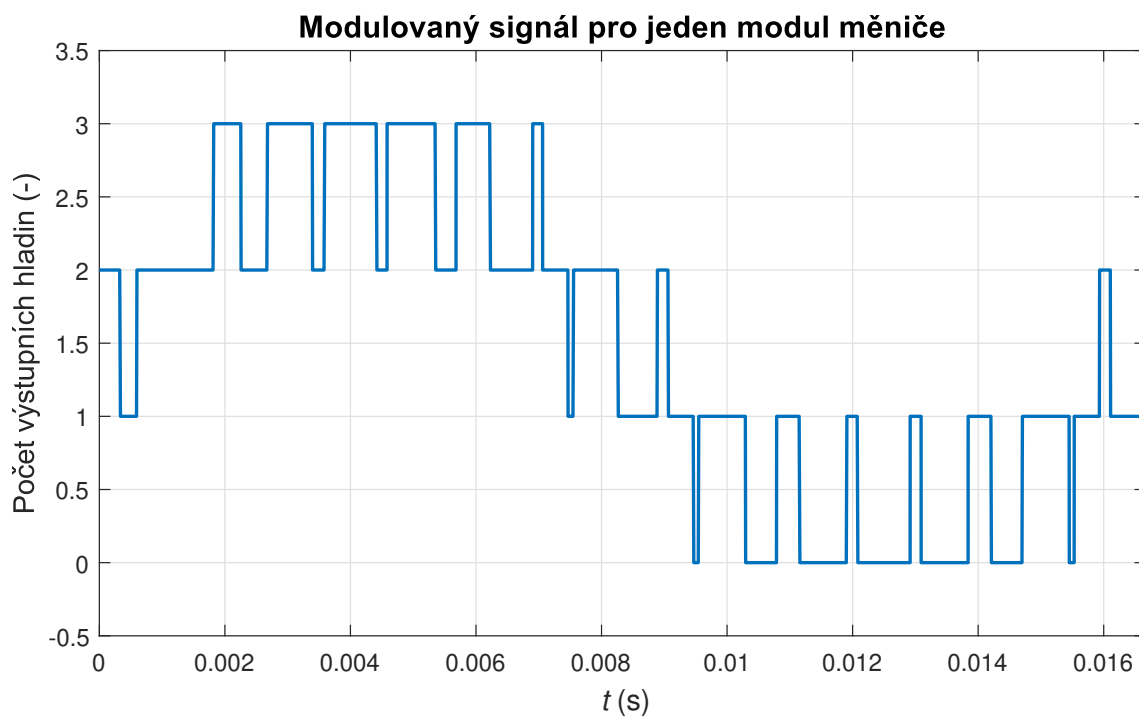
Obrázek 14: Blokový diagram tvorby signálu pro určení počtu výstupních napěťových hladin pro jednu větev měniče



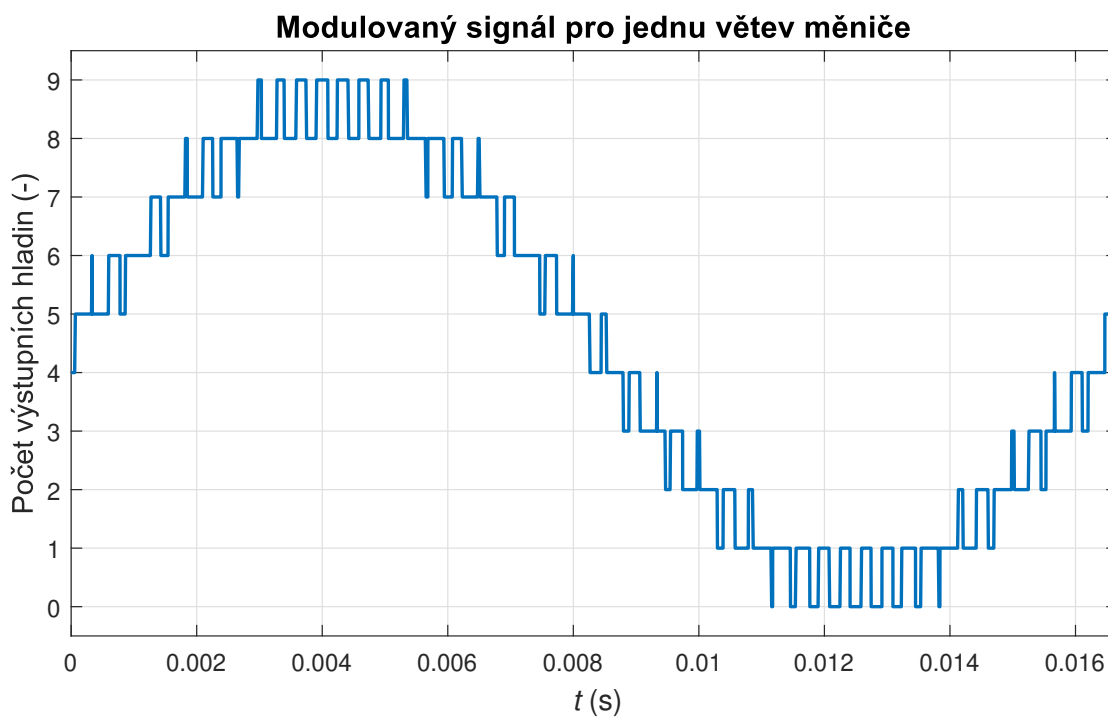
Obrázek 15: Referenční a nosné signály pro modul



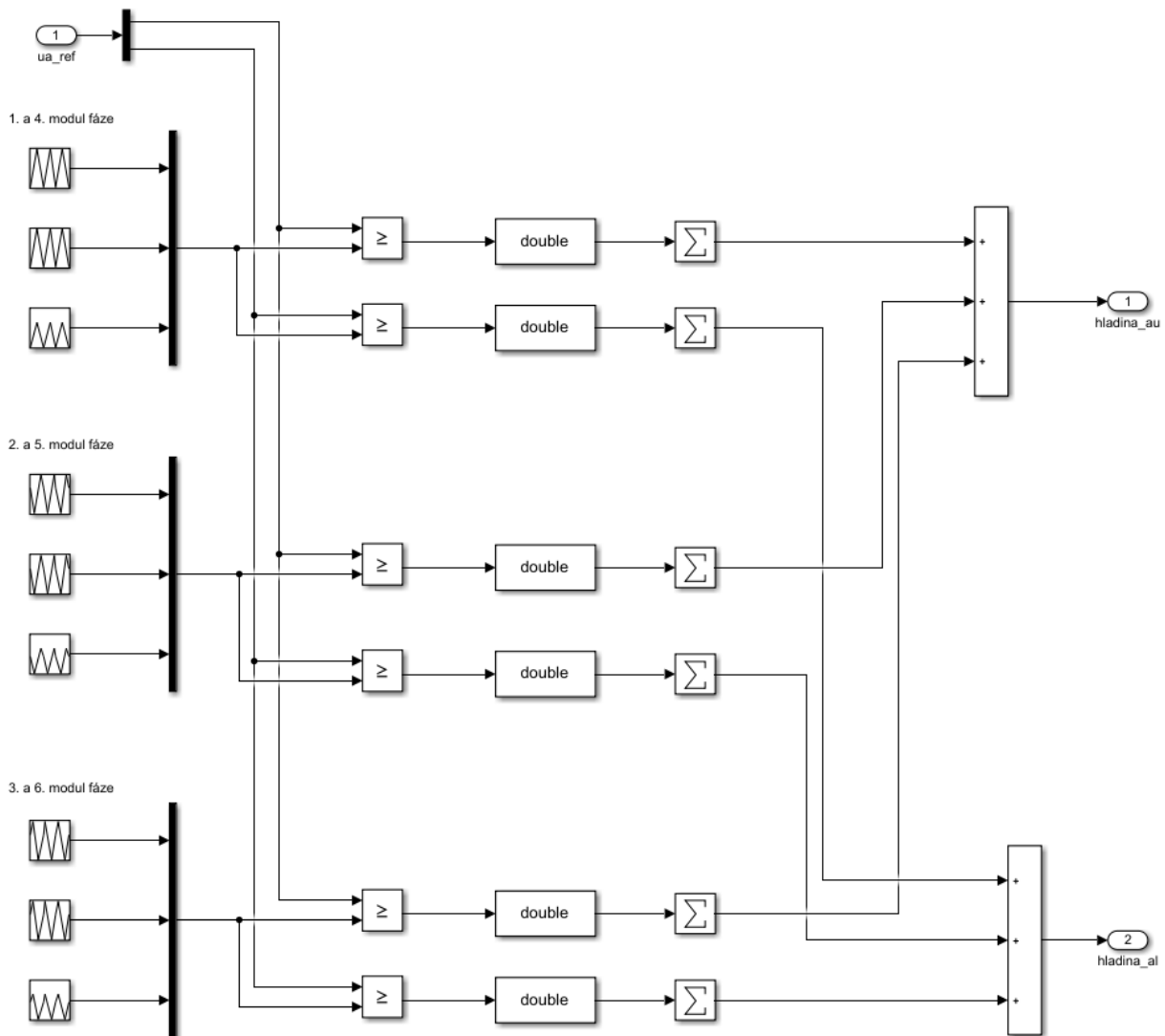
Obrázek 16: Referenční a nosné signály pro větev



Obrázek 17: Výsledný modulovaný signál pro jeden modul měniče



Obrázek 18: Výsledný modulovaný signál pro jednu větev měniče



Obrázek 19: Blok hybridní modulace pro fázi v modelu A-MMC

5.3 Balancování napětí na kondenzátorech v modelu A-MMC

Vstupem bloku balancování napětí pro jednu větev jsou normalizovaná napětí na všech kondenzátorech v dané větvi, proud větve, požadovaný počet hladin (výstupní signál bloku hybridní modulace) a předešlý stav submodulů (stav vypnuto či zapnuto).

Algoritmus se vyhodnocuje v každém kroku simulace a reaguje při změně počtu požadovaných hladin. Pokud se počet hladin změnit nemá, algoritmus nezasahuje. Při změně počtu hladin je porovnáním s počtem hladin z předchozího kroku zjištěno, zdali se má hladina na výstupu přidat nebo ubrat. Pokud se má hladina přidat, lze tak učinit dvěma způsoby [10]:

- přepnout do zapnutého stavu submodul ASM_1
- přepnout do vypnutého stavu submodul ASM_1 a do zapnutého stavu ASM_2

Hladina se může obdobně ubrat:

- přepnout do vypnutého stavu submodul ASM_1
- přepnout do zapnutého submodul ASM_1 a do vypnutého stavu ASM_2

Se kterými submoduly se takto učiní, rozhoduje algoritmus na základě počtu zapnutých a vypnutých submodulů, směru proudu větví (rozhoduje rozdílně pro situaci, kdy se kondenzátory nabíjejí, nebo naopak vybíjejí) a velikosti normalizovaných napětí na kondenzátorech submodulů.

Vzhledem k tomu, že kondenzátory C_1 a C_2 v asymetrickém modulu mají poměr jmenovitých napětí 1:2, je potřeba jejich okamžitá napětí převést do poměrných jednotek. Pro napětí, která budou použita v algoritmu proto platí dle [10]:

$$u'_{C1} = \frac{u_{C1}}{U_C}, \quad (16)$$

$$u'_{C2} = \frac{u_{C2}}{2U_C}. \quad (17)$$

Rozhodování algoritmu je následující [10]:

1. Kladný směr proudu, přidání hladiny:

- $u'_{C1min} \leq u'_{C2min}$: zapnout ASM_1 s u_{C1min}
- $u'_{C1min} > u'_{C2min}$: zapnout ASM_2 s u_{C2min} a vypnout ASM_1 s u_{C1max}

2. Kladný směr proudu, odebrání hladiny:

- $u'_{C1max} \geq u'_{C2max}$: vypnout ASM_1 s u_{C1max}
- $u'_{C1max} < u'_{C2max}$: vypnout ASM_2 s u_{C2max} a zapnout ASM_1 s u_{C1min}

3. Záporný směr proudu, přidání hladiny:

- $u'_{C1max} \geq u'_{C2max}$: zapnout ASM_1 s u_{C1max}
- $u'_{C1max} < u'_{C2max}$: zapnout ASM_2 s u_{C2max} a vypnout ASM_1 s u_{C1min}

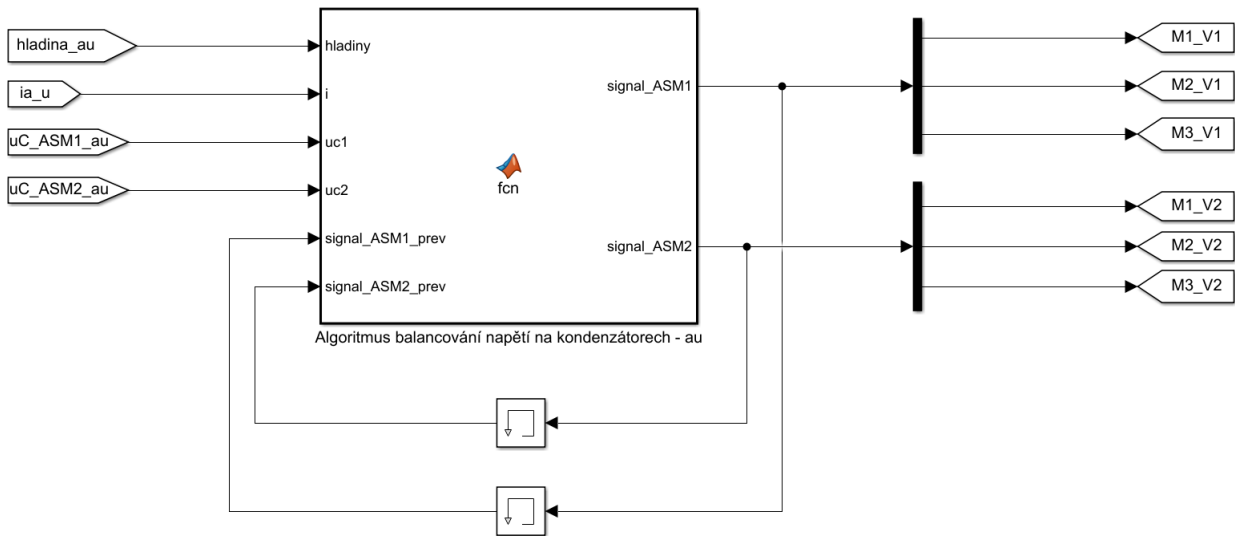
4. Záporný směr proudu, odebrání hladiny:

- $u'_{C1min} \leq u'_{C2min}$: vypnout ASM_1 s u_{C1min}
- $u'_{C1min} > u'_{C2min}$: vypnout ASM_2 s u_{C2min} a zapnout ASM_1 s u_{C1max}

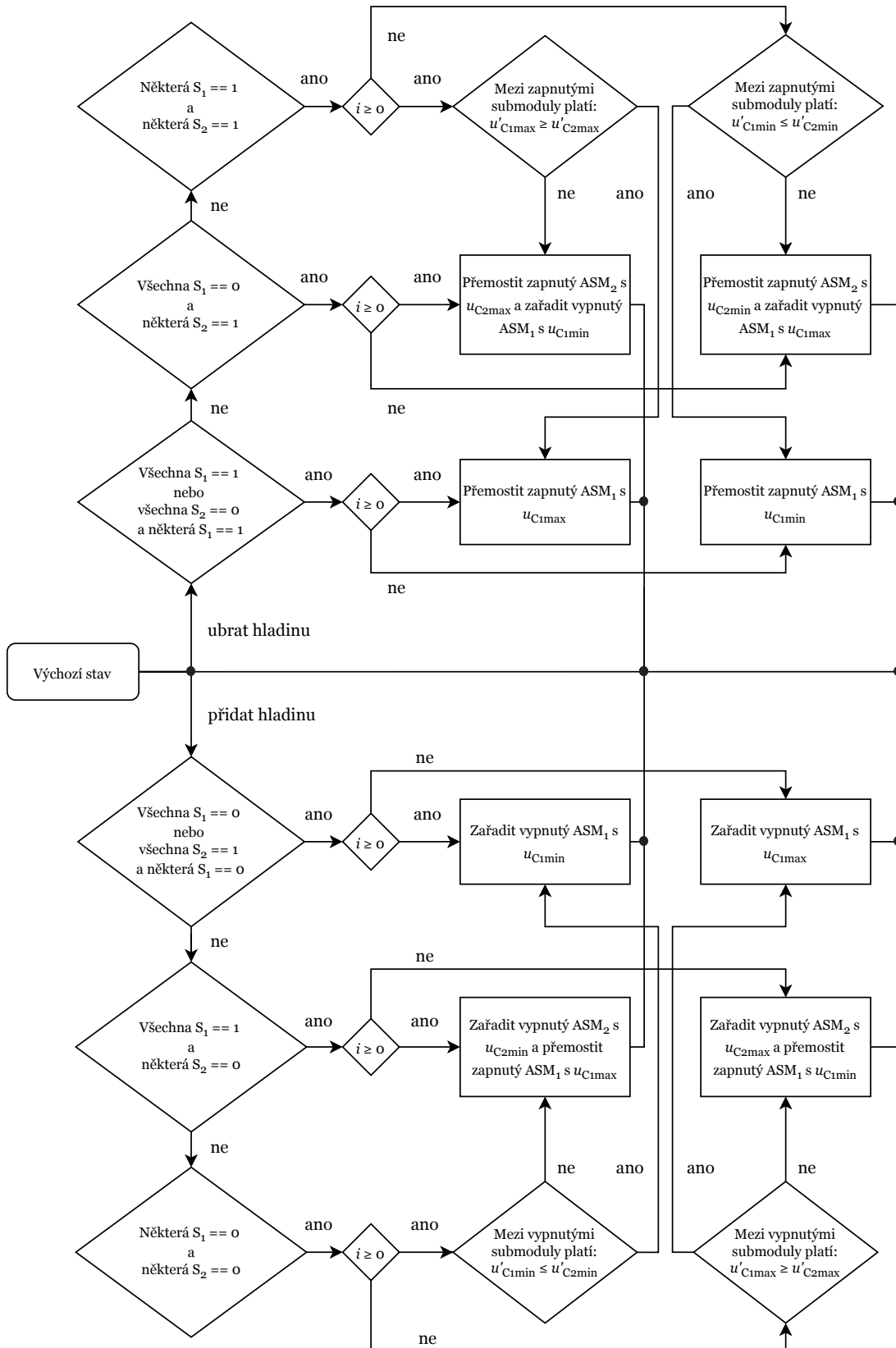
Celý algoritmus balancování napětí na kondenzátorech dle [10] je na obr. 21.

Výstupem bloku jsou spínací signály pro jednotlivé tranzistory větve. Každý z nich je přiřazen konkrétnímu tranzistoru a na jeho řídicí elektrodu je veden přímo z bloku balancování napětí.

Provedení v modelu je na obr. 20.



Obrázek 20: Blok balancování napětí na kondenzátorech v modelu A-MMC



Obrázek 21: Algoritmus balancování napětí na kondenzátorech [10]

6 Výsledky simulací

Pro porovnání modelů A-MMC a MMC byly vybrány následující veličiny: výstupní fázová napětí a proudy, napětí mezi středem měniče a výstupními fázemi, napětí na kondenzátorech. Porovnávané veličiny jsou výsledky simulací, při kterých bylo použito řízení okruhových proudů, v případě A-MMC i regulace napětí větve.

Zátěž na výstupu obou měničů byla při simulacích totožná, stejně jako žádaná hodnota maximálního fázového napětí na výstupní straně měniče. Na tuto hodnotu bude odkazováno jako na žádanou hodnotu výstupního napětí. Dle parametrů z tab. 2 a předchozího rozboru je patrné, že ve výstupním napětí obou měničů má být až devatenáct hladin. Jedná se tedy o devatenáctiúrovňové měniče.

Kromě výsledků simulací lze měniče porovnat i z jiného aspektu, a to počtu součástek, viz. tab. 4. Z tabulky vyplývá, že pro dosažení stejného počtu výstupních napěťových hladin je třeba v měniči MMC použít o polovinu více součástek než v A-MMC.

Parametr	A-MMC	MMC
celkový počet modulů	18	54
počet kondenzátorů na modul	2	1
počet IGBT na modul	4	2
počet diod na modul	4	2
celkový počet kondenzátorů	36	54
celkový počet IGBT	72	108
celkový počet diod	72	108

Tabulka 4: Počty potřebných součástek v měničích A-MMC a MMC

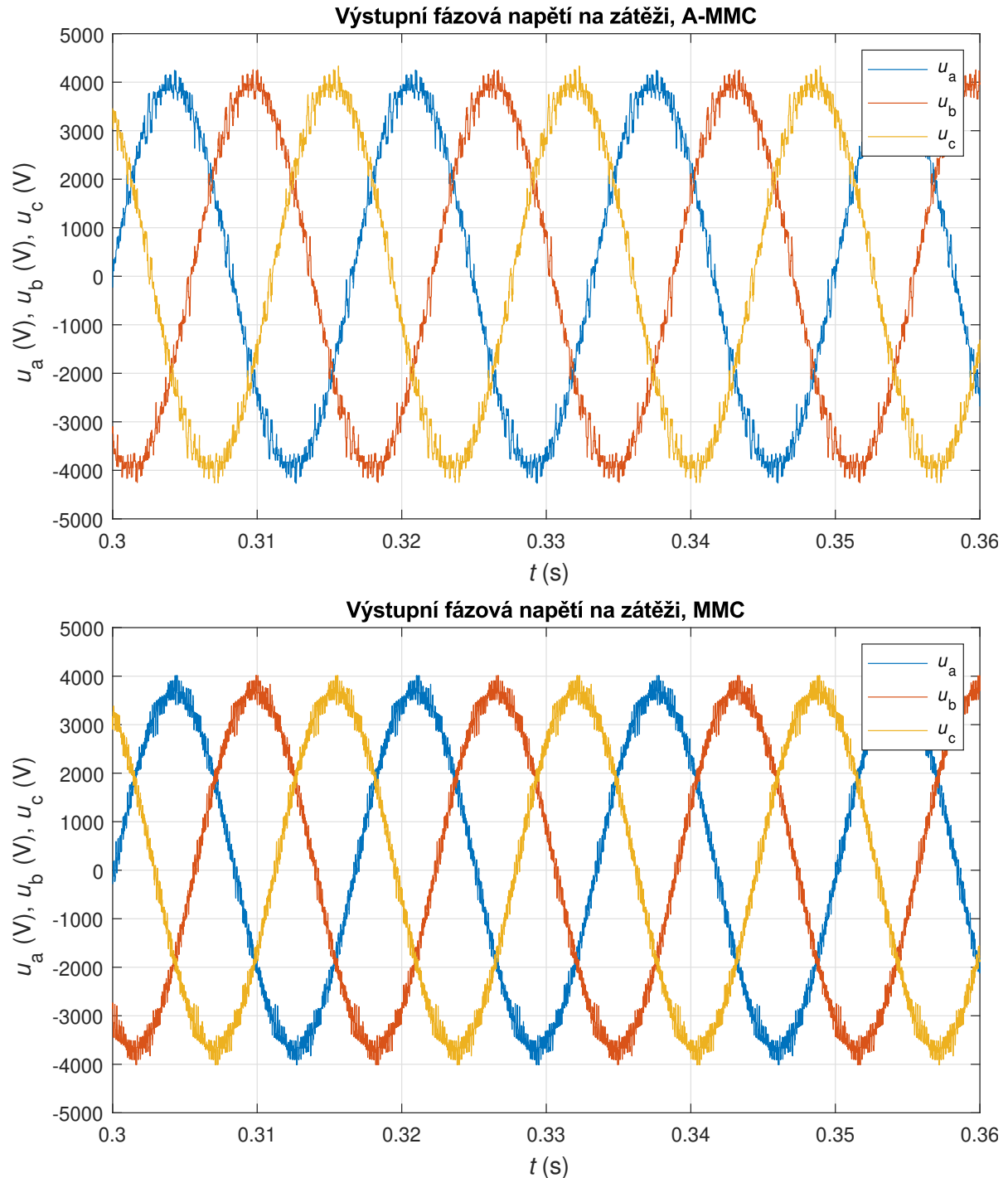
V poslední podkapitole této kapitoly je vyzdvižen význam řízení okruhových proudů na vybraných veličinách A-MMC.

6.1 Výstupní napětí a proudy

Maximální žádaná hodnota základní harmonické výstupního napětí je 4500 V. Při simulacích byl použit modulační index 0,9, na výstupu proto byla očekávána amplituda 4050 V. Z obr. 22 je vidět, že fázová napětí na zátěži při napájení z jednoho a druhého měniče se mírně liší. Tyto rozdíly jsou důsledkem jednak ne zcela stejných parametrů v topologiích měničů, a jednak použití jiných modulačních technik a jiných algoritmů balancování napětí na kondenzátorech. V případě A-MMC byla použita hybridní modulace a algoritmus balancování napětí dle [10]. V případě MMC byla použita PS-PWM, která umožňuje rovnoměrné rozložení výkonu na modulech. Byla

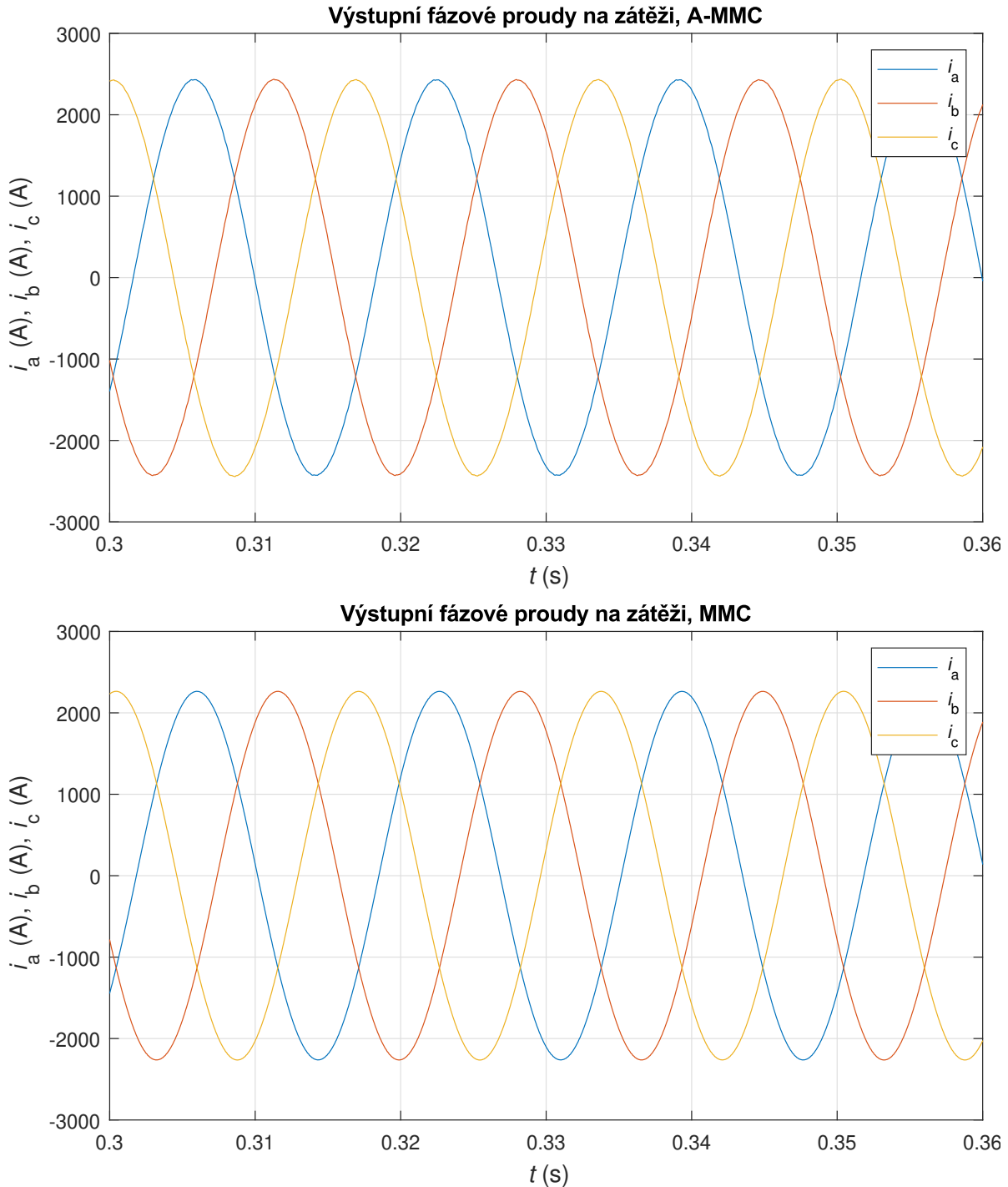
použita i jednodušší metoda balancování napětí, a to metoda třídění napětí.

Vzhledem ke stejné zátěži měničů a stejné žádané hodnotě výstupního napětí jsou očekávány shodné výstupní fázové proudy. Výstupní fázové proudy A-MMC však dosahují vyšší maximální hodnoty než proudy MMC, což je vzhledem ke generovanému napětí pochopitelné. Výstupní fázové proudy obou měničů jsou na obr. 23.

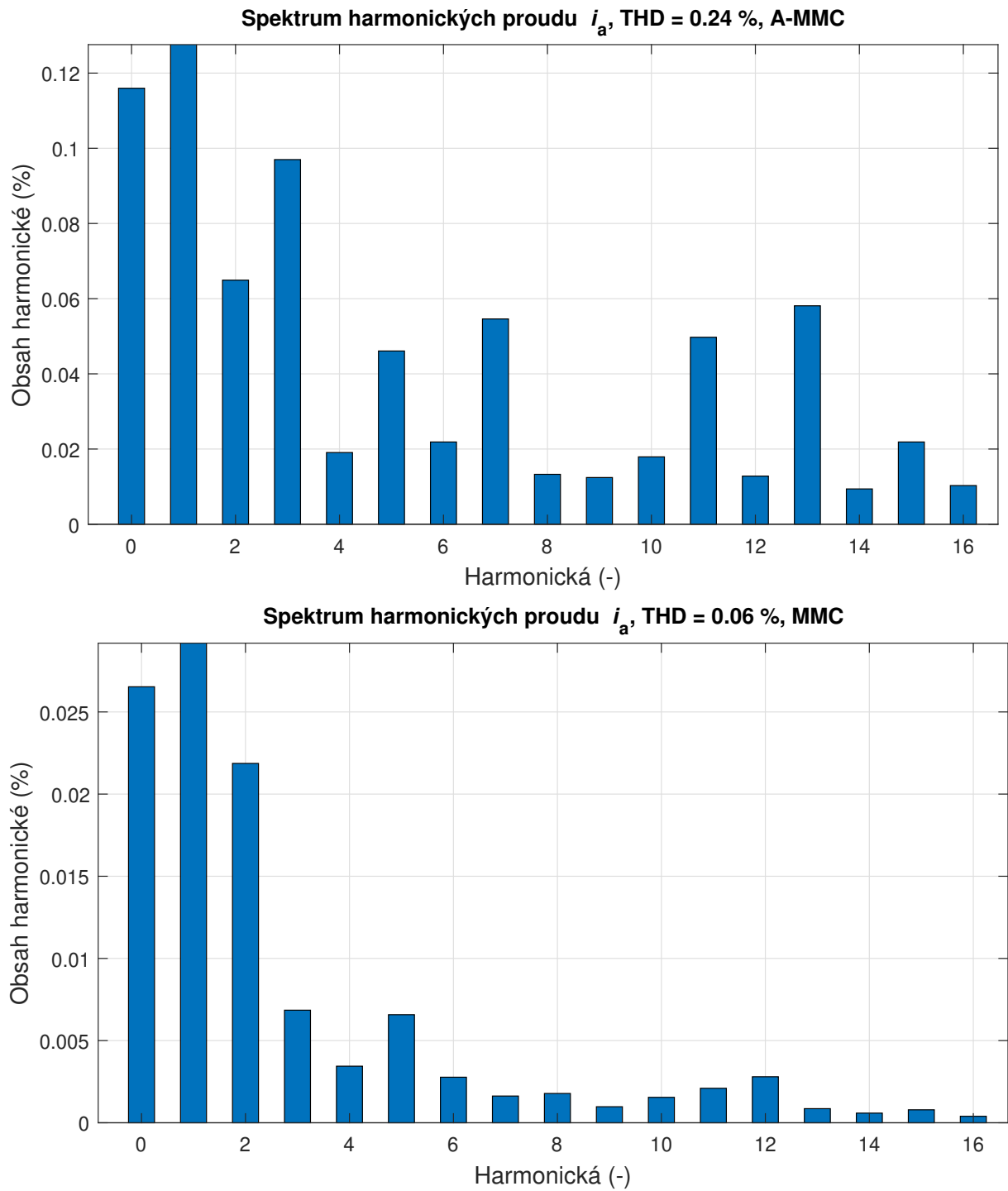


Obrázek 22: Výstupní fázová napětí pro A-MMC a MMC

U výstupních fázových proudů obou měničů byla provedena harmonická analýza, ze které vyplývá, že THD je v obou případech velice nízké. U A-MMC je THD rovno 0,24 %, vyšší harmonické dosahují oproti první harmonické setin procenta. U MMC je THD rovno 0,06 % a vyšší harmonické dosahují oproti první harmonické tisícín procenta. Harmonická analýza je na obr. 24.

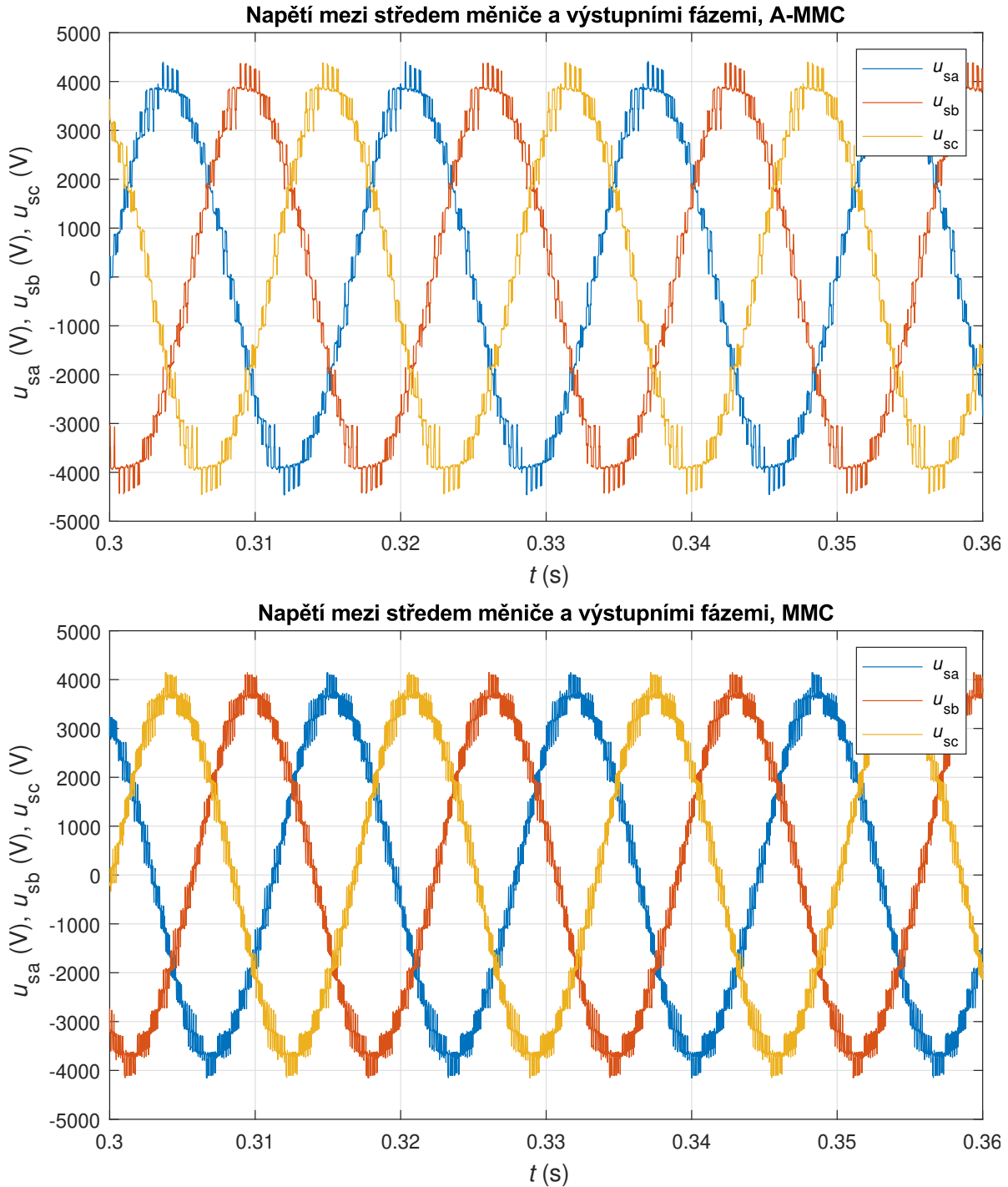


Obrázek 23: Výstupní fázové proudy pro A-MMC a MMC

Obrázek 24: Spektrum harmonických výstupního fázového proudu i_a pro A-MMC a MMC

6.2 Napětí mezi středem měniče a výstupními fázemi

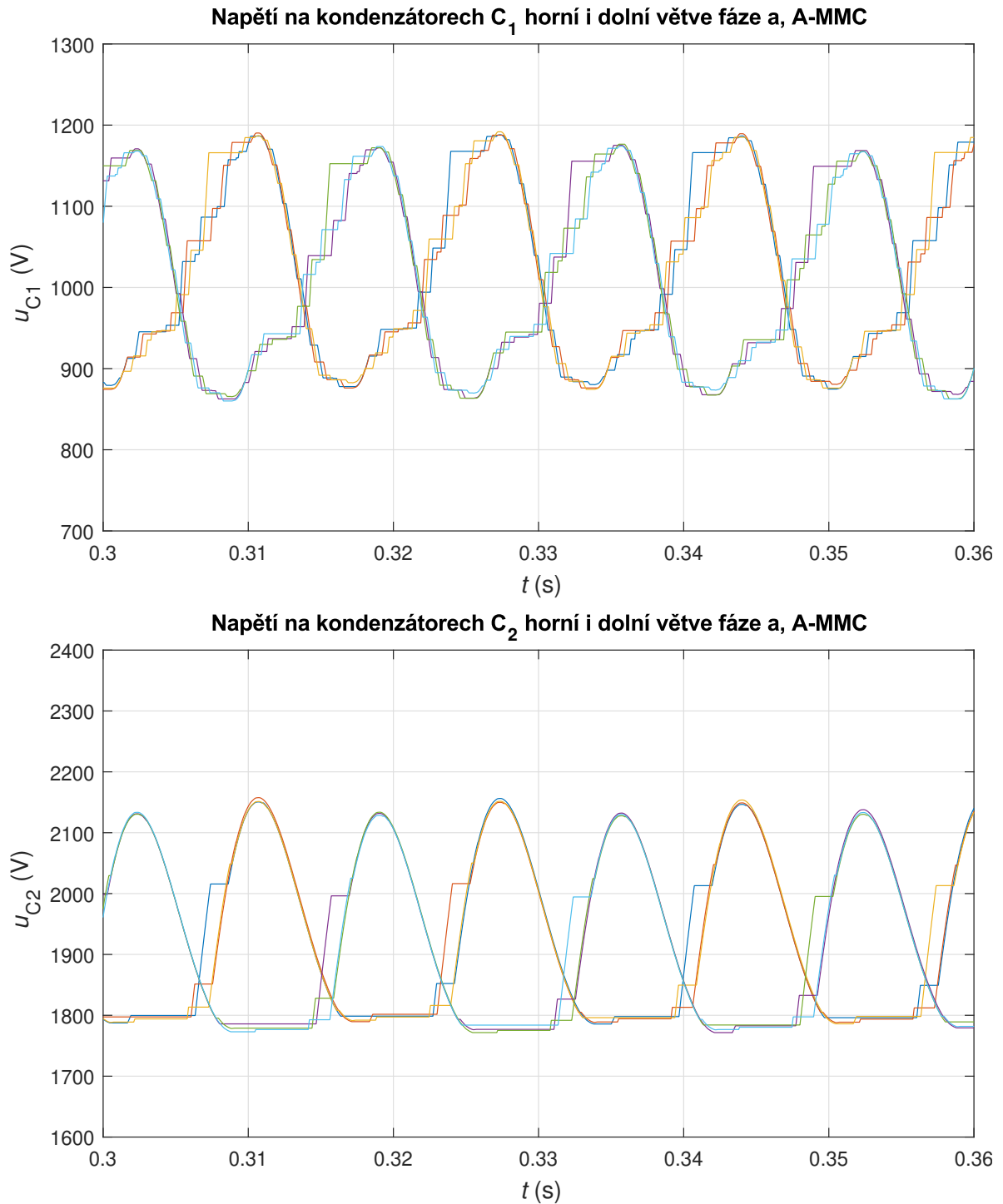
Napětí mezi středem měniče a výstupními fázemi byla vybrána pro lepší patrnost přepínání napěťových hladin. Tyto průběhy potvrzují, že u obou měničů dochází k přepínání celkem devatenácti hladin.



Obrázek 25: Napětí mezi středem měniče a výstupními fázemi pro A-MMC a MMC

6.3 Napětí na kondenzátorech v modulech

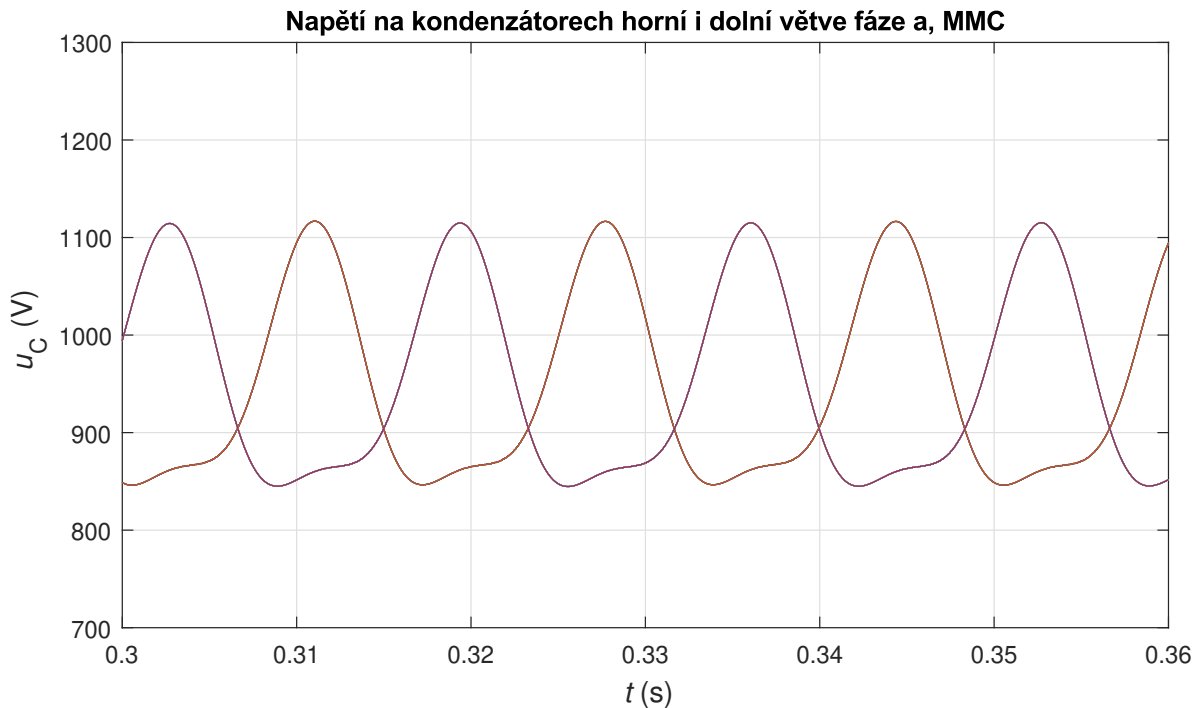
Napětí na kondenzátorech se s nabíjením a vybíjením kondenzátoru pohybují kolem hodnoty jeho jmenovitého napětí. Ta je v měniči A-MMC 1 kV pro C_1 a 2 kV pro C_2 . V měniči MMC je rovna 1 kV pro kondenzátor C.



Obrázek 26: Napětí na kondenzátorech C_1 a C_2 v jedné fázi A-MMC

V případě A-MMC napětí u_{C1} nabývá přibližně od 87 do 119 % jmenovitého napětí kondenzátoru C_1 . Napětí u_{C2} nabývá přibližně od 90 do 108 % jmenovitého napětí kondenzátoru C_2 . Průběhy těchto napětí jsou na obr. 26. V případě MMC napětí u_C nabývá od 85 do 112 % jmenovitého napětí kondenzátoru C , k vidění na obr. 27.

V měniči MMC jsou napětí na kondenzátorech ve větvi shodná. V měniči A-MMC se tato napětí od sebe odlišují. Příčinou může opět být použití odlišné modulační techniky či algoritmu balancování napětí. Vliv mají zcela nepochybně i konkrétní hodnoty regulátorů v řízení okruhových proudů.



Obrázek 27: Napětí na kondenzátorech C v jedné fázi MMC

6.4 Výsledky řízení okruhových proudů v A-MMC

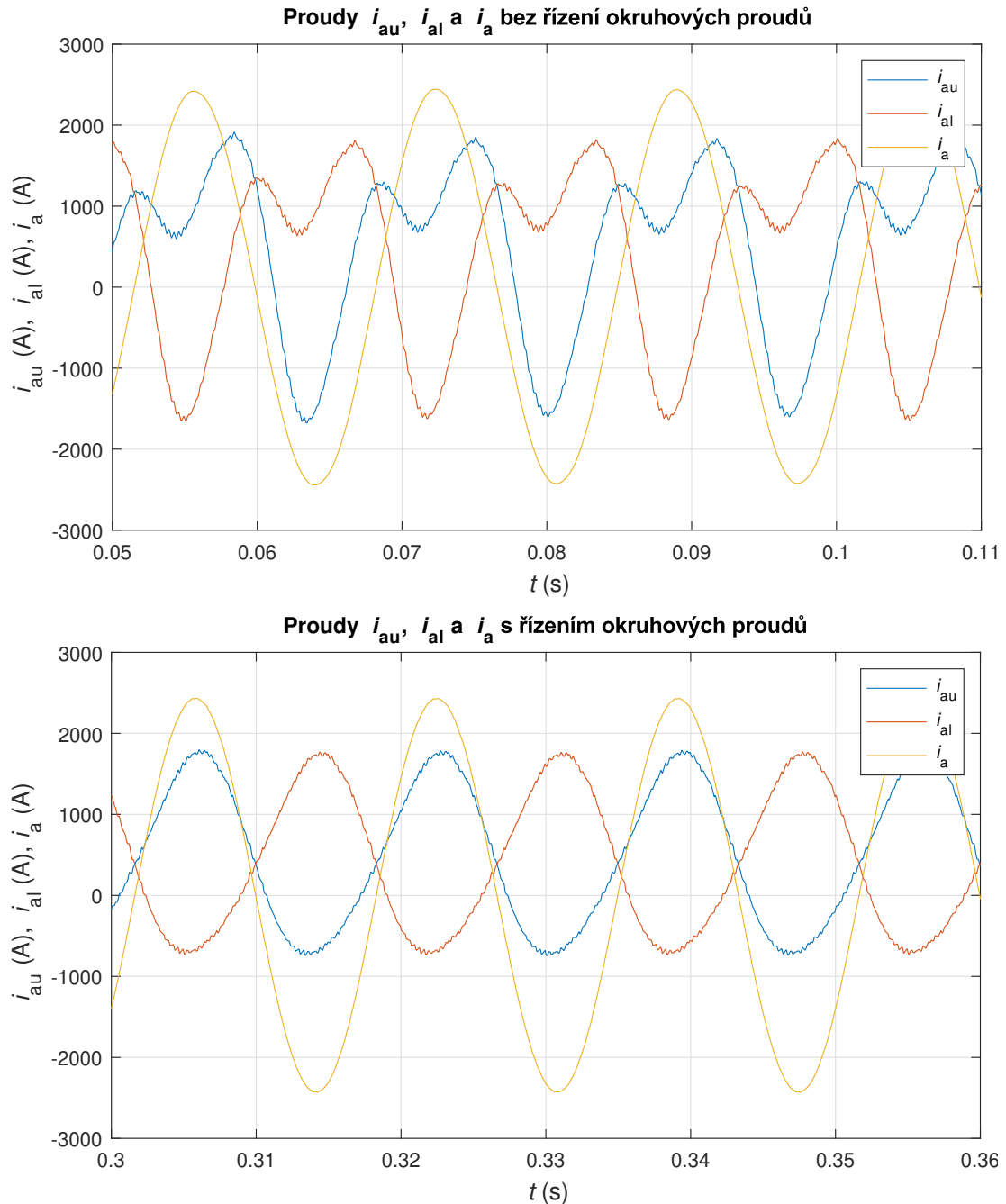
Tato podkapitola se věnuje výsledkům řízení okruhových proudů v modelu A-MMC. Budou porovnány vybrané veličiny ze simulací bez a s použitím řízení okruhových proudů. Společně s řízením okruhových proudů je použita i regulace napětí větve na hodnotu vstupního napětí U_{dc} .

Cílem řízení je snížit amplitudu okruhových proudů a potlačit druhou harmonickou v proudech ve větvích měniče.

Na obr. 28 jsou v horním grafu průběhy proudů větvemi i_{au} a i_{al} deformovány druhou harmonickou. Ve spodním grafu, již s použitím řízení, je druhá harmonická výrazně potlačena. Snížila se i amplituda proudů i_{au} a i_{al} . Potlačení druhé harmonické je přehledně k vidění v harmonické

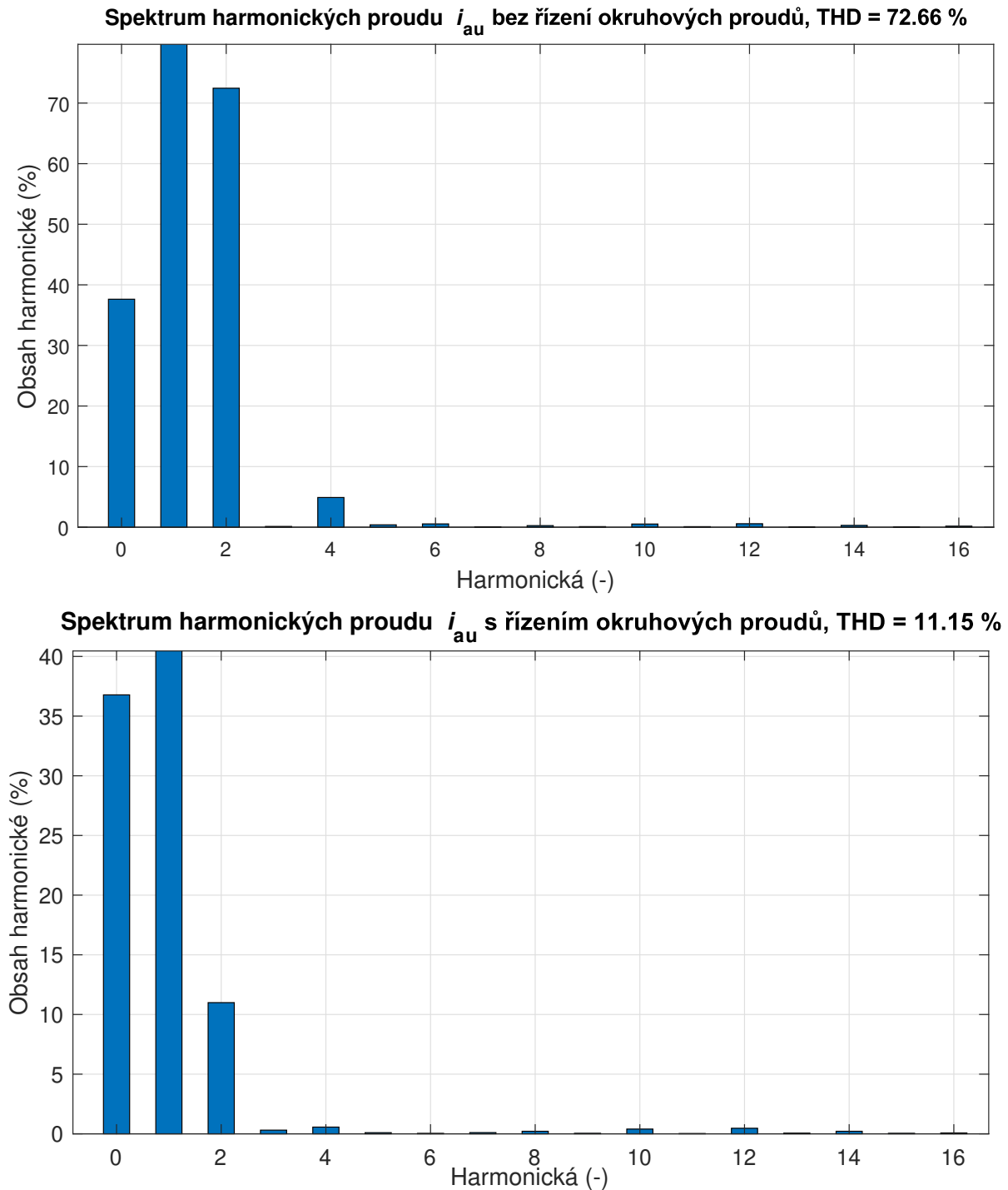
analýze proudu i_{au} na obr. 29. Řízením okruhových proudů byla snížena přibližně o 62 %.

Podle teoretických předpokladů uvedených v 5.1 se řízení okruhových proudů nemá projevit na výstupní straně měniče. Amplituda výstupního fázového proudu i_a se potlačením okruhových proudů nezměnila, což teoretickým předpokladům odpovídá. Z harmonické analýzy na obr. 30 vyplývá, že k určitým změnám harmonických proudu došlo. Avšak i bez použití řízení byla hodnota THD a zastoupení vyšších harmonických velice nízké.



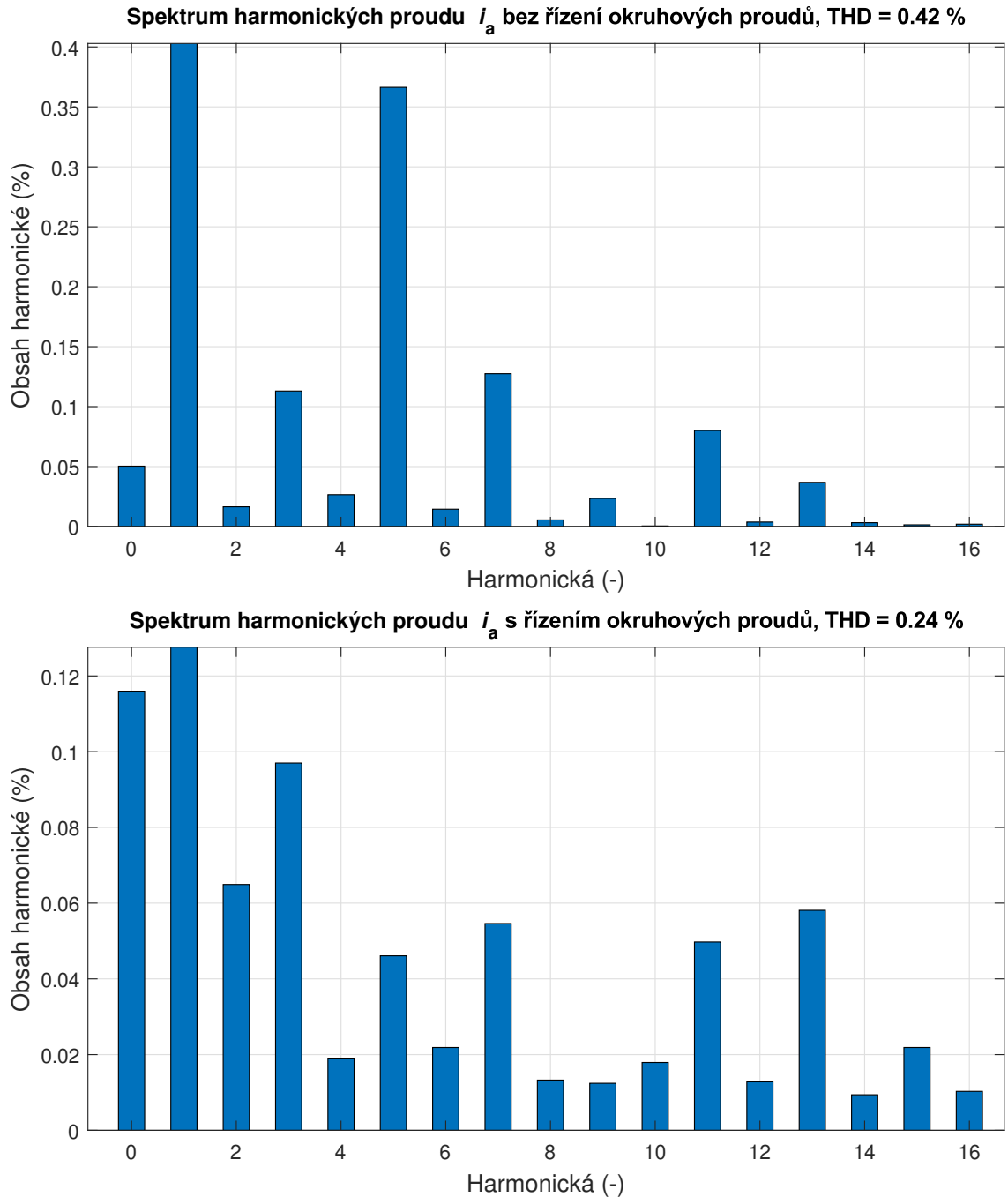
Obrázek 28: Proudy větvemi jedné fáze a příslušný výstupní fázový proud bez a s řízením okruhových proudů, A-MMC

Okruhové proudy i_{az} , i_{bz} , i_{cz} jsou na obr. 31. Bez řízení amplituda proudů kolísá, dosahuje až hodnoty 950 A. Řízením okruhových proudů se podařilo amplitudu snížit o více než 80 %. Z literatury je patrné, že okruhové proudy lze potlačit ještě více. To však vyžaduje výrazně pokročilou znalost řídicích algoritmů.

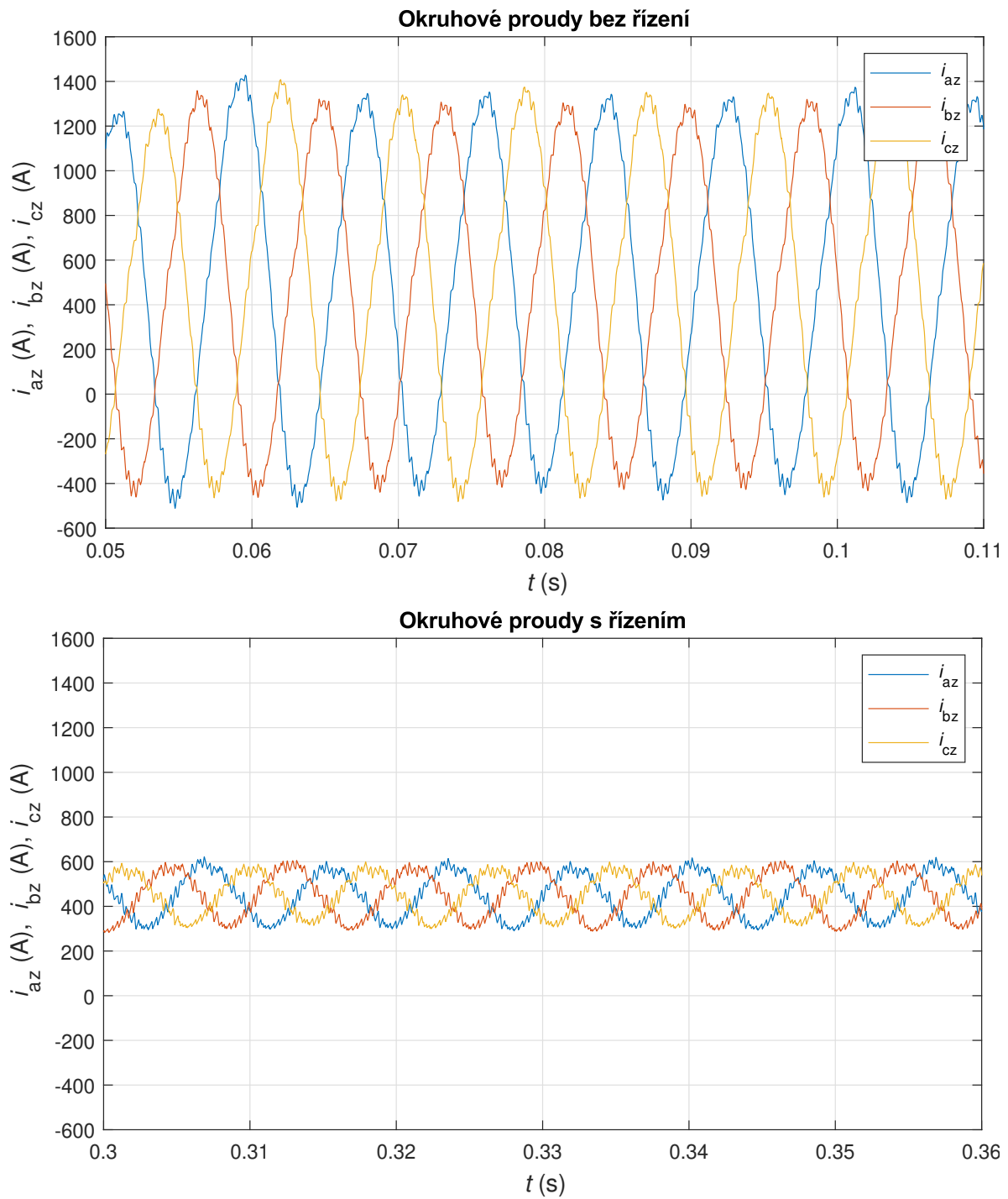


Obrázek 29: Spektrum harmonických proudů horní větve fáze a i_{au} bez a s řízením okruhových proudů, A-MMC

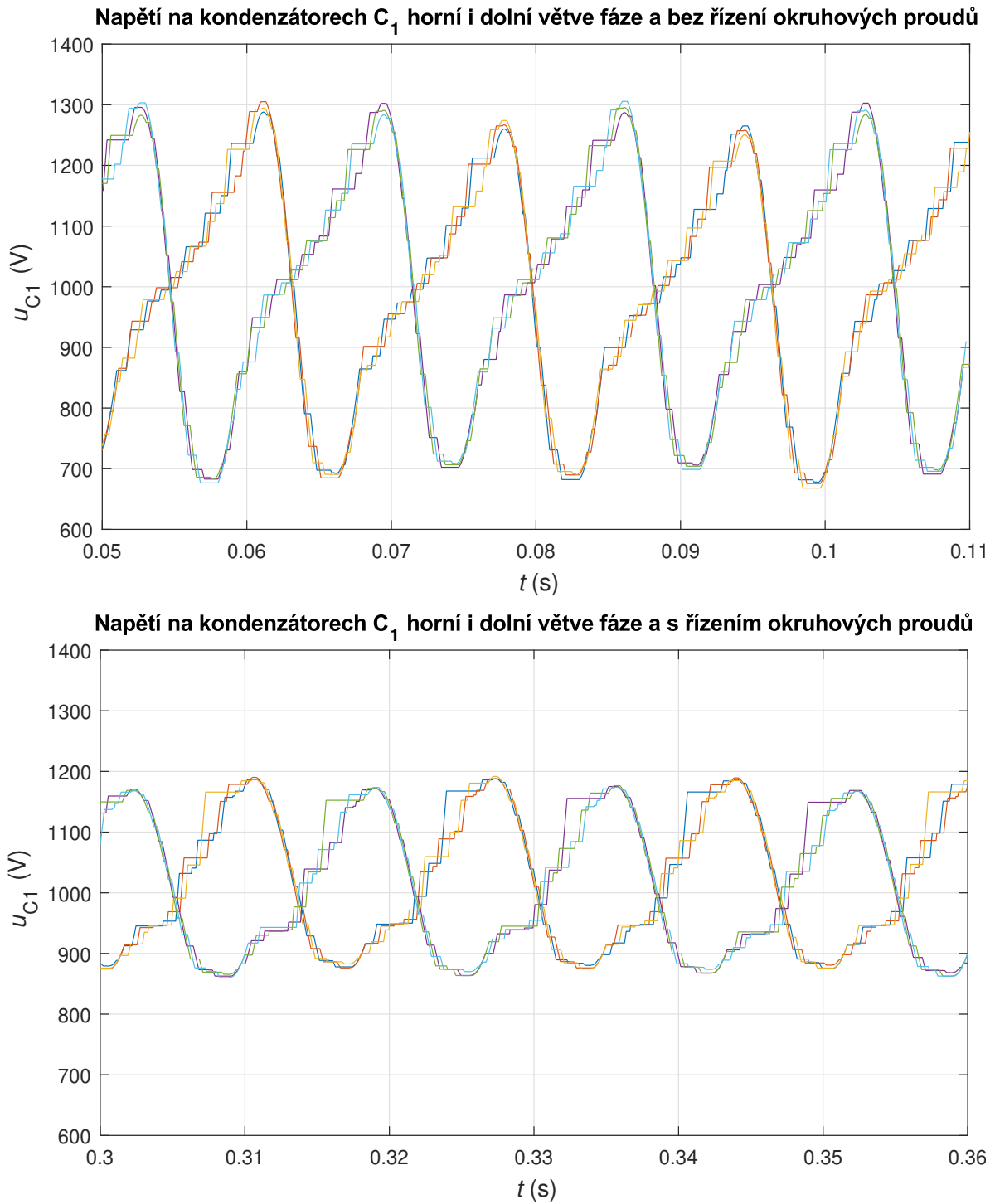
Použití řízení se projevilo kladně i v průbězích napětí na kondenzátorech. Bez regulace napětí větve a řízení okruhových proudů u_{C1} nabývalo přibližně od 68 do 130 % jmenovitého napětí kondenzátoru C_1 , u_{C2} nabývalo od 82 do 115 % jmenovitého napětí kondenzátoru C_2 . Při použití regulace u_{C1} nabývalo přibližně od 86 do 119 %, u_{C2} pak od 90 do 108 %. Průběhy u_{C1} a u_{C2} jsou na obr. 32 a obr. 33.



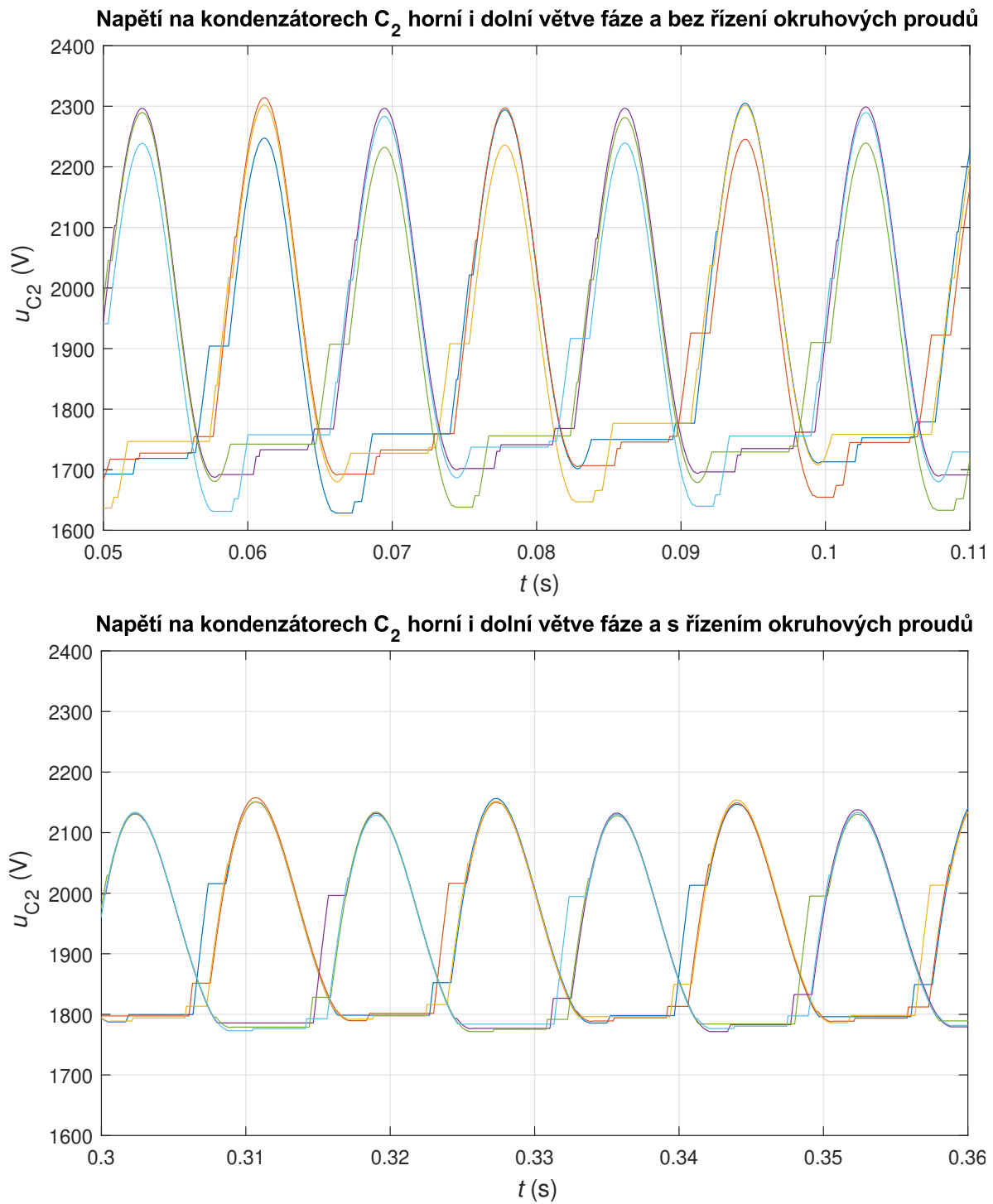
Obrázek 30: Spektrum harmonických fázového proudu zátěže i_a bez a s řízením okruhových proudů, A-MMC



Obrázek 31: Okruhové proudy bez a s jejich řízení, A-MMC



Obrázek 32: Napětí na kondenzátorech C_1 v jedné fázi bez a s řízením okruhových proudů, A-MMC



Obrázek 33: Napětí na kondenzátorech C_2 v jedné fázi bez a s řízením okruhových proudů, A-MMC



7 Závěr

Cílem diplomové práce bylo seznámit se s měničem A-MMC, vytvořit jeho model v MATLAB Simulink a na základě výsledků simulací porovnat model A-MMC s modelem konvenčního MMC.

V teoretické části práce byla nejprve popsána topologie trojfázového A-MMC, včetně topologie modulů, a byla vysvětlena jeho funkce. Stručněji byl popsán měnič MMC s půlmůstkovými moduly. Cílem bylo zjistit odlišnosti od A-MMC - hlavní je odlišná topologie modulu, která umožňuje dosáhnout dvou hladin napětí namísto čtyř.

Další část práce se věnovala modulačním technikám a způsobům balancování napětí na kondenzátorech. Nejprve byl popsán obecný princip PWM modulace. Následně byly představeny techniky LS-PWM, PS-PWM a hybridní PWM. Pro konvenční MMC je používána především PS-PWM kvůli rovnoměrnému rozložení výkonu v modulech, rovnoměrnému namáhání součástek a nízkému THD. Hybridní PWM kombinuje techniky PS-PWM a LS-PWM a je vhodná pro použití v A-MMC z důvodu vyššího počtu výstupních hladin modulu.

Napětí na kondenzátorech je balancováno pro omezení okruhových proudů, a tím i ztrát. Při změně počtu hladin na výstupu je nutné zařadit nebo naopak přemostit submodul. Algoritmus balancování na základě měřených napětí na kondenzátorech rozhoduje, které submoduly se budou podílet v daném okamžiku na vytváření výstupního napětí. Mezi používané metody patří metoda třídění, třídění ATB a třídění CTB. V modelu byl použit algoritmus balancování navržený v [10].

V další kapitole byl představen vytvořený model A-MMC pracující jako střídač. Byla popsána konkrétní modulační technika, použitý algoritmus balancování napětí na kondenzátorech, a také řízení okruhových proudů.

Model A-MMC byl porovnán s poskytnutým modelem MMC prostřednictvím výsledků simulací. Na výstupu měničů byla pro simulaci použita totožná zátěž a byla požadována stejná hodnota výstupního napětí. Simulace byly provedeny s použitím řízení okruhových proudů.

Z vybraných výsledků vyplývá, že modely generují velmi podobné průběhy napětí. Důvody drobných odchylek jsou uvedeny v kap. 6.1. Rozdílná napětí mají pochopitelně na totožné zátěži za následek odlišné proudy. THD výstupního fázového proudu bylo pro oba měniče velice nízké - menší než 0,5 %. Modely obou měničů umožňují dosažení devatenácti výstupních napěťových hladin.

Posuzovanými veličinami byla i napětí na kondenzátorech. Procentuálně tato napětí kolísala okolo hodnoty jmenovitého napětí kondenzátoru podobně pro oba měniče v rozsahu přibližně -15% až 20 %. Výsledné průběhy napětí na jednotlivých kondenzátorech ve větvi modelu MMC byly naprosto shodné, v modelu A-MMC se mírně odlišovaly.

Na výsledné průběhy simulací měla vliv použitá modulace a algoritmus balancování napětí.



Model A-MMC by mohl dosáhnout lepších výsledků vylepšením řízení okruhových proudů, což vyžaduje výrazně pokročilých znalostí řídicích algoritmů.

Výhodou A-MMC je použití menšího počtu součástek. Pro měnič MMC je při požadovaných devatenácti výstupních napěťových hladinách potřeba o polovinu více kondenzátorů, IGBT i diod než pro měnič A-MMC.

Na závěr byla na vybraných průbězích vyzdvížena důležitost řízení okruhových proudů. Použitím tohoto řízení došlo k výraznému snížení amplitudy okruhových proudů a potlačení druhé harmonické proudů větví. Na výstupní fázové proudy nemělo řízení podle očekávání vliv.

Reference

- [1] A. O. Arslan, M. Kurtoglu, F. Eroglu, and A. M. Vural. Comparison of phase and level shifted switching methods for a three-phase modular multilevel converter. In *2018 5th International Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE)*, pages 91–96, 2018.
- [2] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1):37–53, 2015.
- [3] N. Geddada, A. Ukil, and Y. M. Yeap. Circulating current controller in dq reference frame for MMC based HVDC system. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 3288–3293, 2016.
- [4] A. Hassanpoor, L. Ängquist, S. Norrga, K. Ilves, and H. Nee. Tolerance band modulation methods for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1):311–326, 2015.
- [5] K. V. Iyer, A. K. Sahoo, and N. Mohan. Asymmetrical modular multilevel converter (A-MMC) based HVDC system. In *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 4693–4699, 2015.
- [6] A. A. Jamshidi Far, M. Hajian, D. Jovcic, and Y. Audichya. High-power modular multilevel converter optimal design for DC/DC converter applications. *IET Power Electronics*, 9(2):247–255, 2016.
- [7] A. Kshirsagar, A. Ramanath, J. D. Manian Deivanayagam, S. Thamballa, and N. Mohan. Analytical modeling of MMCs with asymmetric cell voltages for utility-scale renewable energy integration. In *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–7, 2019.
- [8] B. Li, R. Yang, D. Xu, G. Wang, W. Wang, and D. Xu. Analysis of the phase-shifted carrier modulation for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1):297–310, 2015.
- [9] M. Priya, P. Ponnambalam, and K. Muralikumar. Modular-multilevel converter topologies and applications – a review. *IET Power Electronics*, 12(2):170–183, 2019.
- [10] K. Srivastav, A. K. Sahoo, K. V. Iyer, and N. Mohan. Modulation, control, and performance analysis of asymmetric modular multilevel converter (A-MMC). *IET Power Electronics*, 11(5):834–843, 2018.



- [11] Remus T. Teodorescu, Steffan N. Norrga, Sharifabadi, Lennart H. Harnefors, Hans-Peter N. Nee, Kamran, Remus, Hans-Peter, Lennart, and Steffan. *Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems*. Wiley-IEEE Press, GB, 1 edition, 2016.