

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

Diplomová práce

Květen 2018

Jakub Zedník

České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

***Strategie řízení modulárních
víceúrovňových měničů***

Diplomová práce

Jakub Zedník

Praha, květen 2018

Magisterský program: Elektrotechnika, energetika a management

Zaměření: Elektrické stroje, přístroje a pohony

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

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Zedník** Jméno: **Jakub** Osobní číslo: **426077**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Studijní obor: **Elektrické stroje, přístroje a pohony**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Strategie řízení modulárních víceúrovňových měničů

Název diplomové práce anglicky:

Control Strategy of Modular Multilevel Converters

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte, jak se mohou modulární víceúrovňové měniče (M2C) uplatnit v chytrých sítích.
2. Popište několik typů submodulů, které mohou být použity v M2C.
3. Seznamte se s principem a strategií řízení M2C pracujícího jako usměrňovač.
4. Vytvořte funkční simulační model M2C pracujícího jako usměrňovač.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Cui, S., Jung, J., Lee, Y. and Sul, S.: A novel control strategy of a modular multilevel converter (MMC) based VSC-HVDC transmission system, 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, 2015, pp. 972-979.
- [2] Adam, G. P., Abdelsalam, I., Fletcher, J. E., Burt, G. M., Holliday, D. and Finney, S. J.: New Efficient Submodule for a Modular Multilevel Converter in Multiterminal HVDC Networks, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 6, pp. 4258-4278, June 2017.
- [3] McGrath, B. P., Teixeira, C. A. and Holmes, D. G.: Optimized Phase Disposition (PD) Modulation of a Modular Multilevel Converter, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 5, pp. 4624-4633, Sept.-Oct. 2017.
- [4] Dahmen, C. and Marquardt R., Progress of High Power Multilevel Converters: Combining Silicon and Silicon Carbide, PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2017, pp. 1-7.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

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

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

Datum zadání diplomové práce: **26.04.2018** Termín odevzdání diplomové práce: **25.05.2018**

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2019**

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

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen 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 studenta

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

Především bych rád poděkoval mému vedoucímu práce Ing. Pavlovi Kobrlemu, Ph.D. za cenné rady, podporu a odbornou pomoc při zpracovávání této práce.

Dále bych rád poděkoval rodině, spolužákům a přátelům za povzbuzování, trpělivost a podporu při studiu a psaní této diplomové práce.

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá řízením víceúrovňových modulárních měničů. V úvodu je krátce popsána jejich topologie a prostudováno několik typů používaných submodulů. Topologie modulárních víceúrovňových měničů (MMC) generuje připínáním a odpínáním submodulů příslušné výstupní napětí. S vyšším počtem submodulů ve větvi měniče je také k dispozici více napěťových hladin a výstupní proud vhodnou zátěží je méně zvlněný.

Dále je popsána problematika chytrých sítí a možnosti uplatnění MMC měničů v tzv. solid state transformers a v energy routerech, které jsou pro rozvoj chytrých sítí důležité. V budoucnu by mohly energy routery nahradit stávající rozvodné transformátory.

Dále jsou zde uvedeny možnosti řízení, používané modulační techniky a také techniky balancování napětí kondenzátorů, které jsou pro správnou funkci MMC nezbytné.

Poslední část práce obsahuje výsledky simulace MMC usměrňovače.

Abstract

This diploma thesis deals with the control of modular multilevel converters. At the beginning is short description of MMC topology and several types of submodules is presented. MMC topology generates desired voltage by switching on and off submodules. The output voltage gain more voltage levels with increasing number of submodules per converter arm. With more voltage levels also the current waveform that flows through a suitable load is smoother.

The problematics of smart grids and possible implementation of MMC in SST and in energy routers, that are important for future development of smart grids, are presented in next section. Energy routers could replace nowadays transformers used for distribution.

Furthermore, there are listed possible control strategies, used modulation techniques and also techniques for capacitor voltage balancing which are very important for MMC topology.

Simulation results of MMC rectifier are shown in the last section of this thesis.

Obsah

PODĚKOVÁNÍ	I
ANOTACE	II
ABSTRACT	III
OBSAH	IV
TERMINOLOGIE	V
1 ÚVOD	8
1.1 MMC MĚNIČ.....	8
1.1.1 Typy submodulů MMC	10
1.1.2 Spínací stavy submodulů	14
2 CHYTRÉ SÍŤE	15
2.1 ROZDĚLENÍ SÍŤE	16
2.2 ENERGY ROUTER	17
2.2.1 Části energy routeru	18
2.3 SOLID STATE TRANSFORMER	19
3 STRATEGIE ŘÍZENÍ MMC	20
3.1 MATEMATICKÝ MODEL.....	21
3.2 HLAVNÍ ŘÍZENÍ.....	23
3.3 ŘÍZENÍ NAPĚTÍ KONDENZÁTORŮ	24
3.3.1 Řízení průměrného napětí fáze	24
3.3.2 Balancování napětí kondenzátorů.....	25
3.4 MODULAČNÍ TECHNIKY.....	30
3.4.1 Modulace nejbližší úrovně.....	30
3.4.2 PWM s více nosnými signály	30
4 SIMULACE	38
4.1 SIMULAČNÍ MODEL.....	38
4.2 VYBRANÉ VÝSLEDKY SIMULACE	42
5 ZÁVĚR	46
POUŽITÁ LITERATURA	48

Terminologie

Zkratky

- AC – střídavý proud
- APOD – Alternate Phase Opposite Disposition
- ATB sort – Average Tolerance Band sorting
- CD – Clamp Double
- CTB sequence – Cell Tolerance Band sequence
- CTB sort – Cell Tolerance Band sorting
- DC – stejnosměrný proud
- DESD – Distributed Energy Sources Devices
- DHB – Double Half Bridge
- DRER – Distributed Renewably Energy Sources
- dq – souřadnicový systém dq
- ELAN – Energy Local Area Network
- EWAN – Energy Wide Area Network
- FB – Full Bridge
- HB – Half Bridge
- HFT – High Frequency Transformer
- HVDC – High Voltage Direct Current
- IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor
- ISOP – Input-Series Output-Paralel
- LS – Level Shifted
- MMC – modulární víceúrovňový měnič
- M2C – modulární víceúrovňový měnič
- NLC – Nearest Level Control

PD – Phase Disposition
PLL – Phase Locked Loop
POD – Phase Opposite Disposition
p.u. – per unit
PS – Phase Shifted
PWM – pulzně šířková modulace
SM – submodul
SFB – Semi Full Bridge
SST – Solid State Transformer
THD – Total Harmonic Distortion
VN – vysoké napětí

Symboly

AM – Matice submodulů
 AM_R – Převrácená matice submodulů
 C – kapacita kondenzátoru
 D – dioda
 f - frekvence
 I – elektrický proud
 L – seřazený seznam
 N – počet submodulů ve větvi
 S – spínač
 t - čas
 T - perioda
 U – elektrické napětí
 $\vartheta - \omega t$

Indexy

arm – větev

C_x – kondenzátor

c_k – veličina kondenzátoru ve fázi k

d – veličina v ose d

dc – DC (DC sběrnice)

i_x – integrační konstanta PI regulátoru

k – fáze (a, b, c)

k_n – veličina dolní větve fáze k

k_p – veličina horní větve fáze k

k_r – rozdíl veličin horní a dolní větve měniče

k_s – veličina na střídavé straně měniče ve fázi k

k_z – okruhový proud fáze k

p_x – proporcionální konstanta PI regulátoru

q – veličina v ose q

s – veličina AC síť

Z – zátěž

z_0 – mezi zátěží a středem DC

0 – souhrnná indukčnost

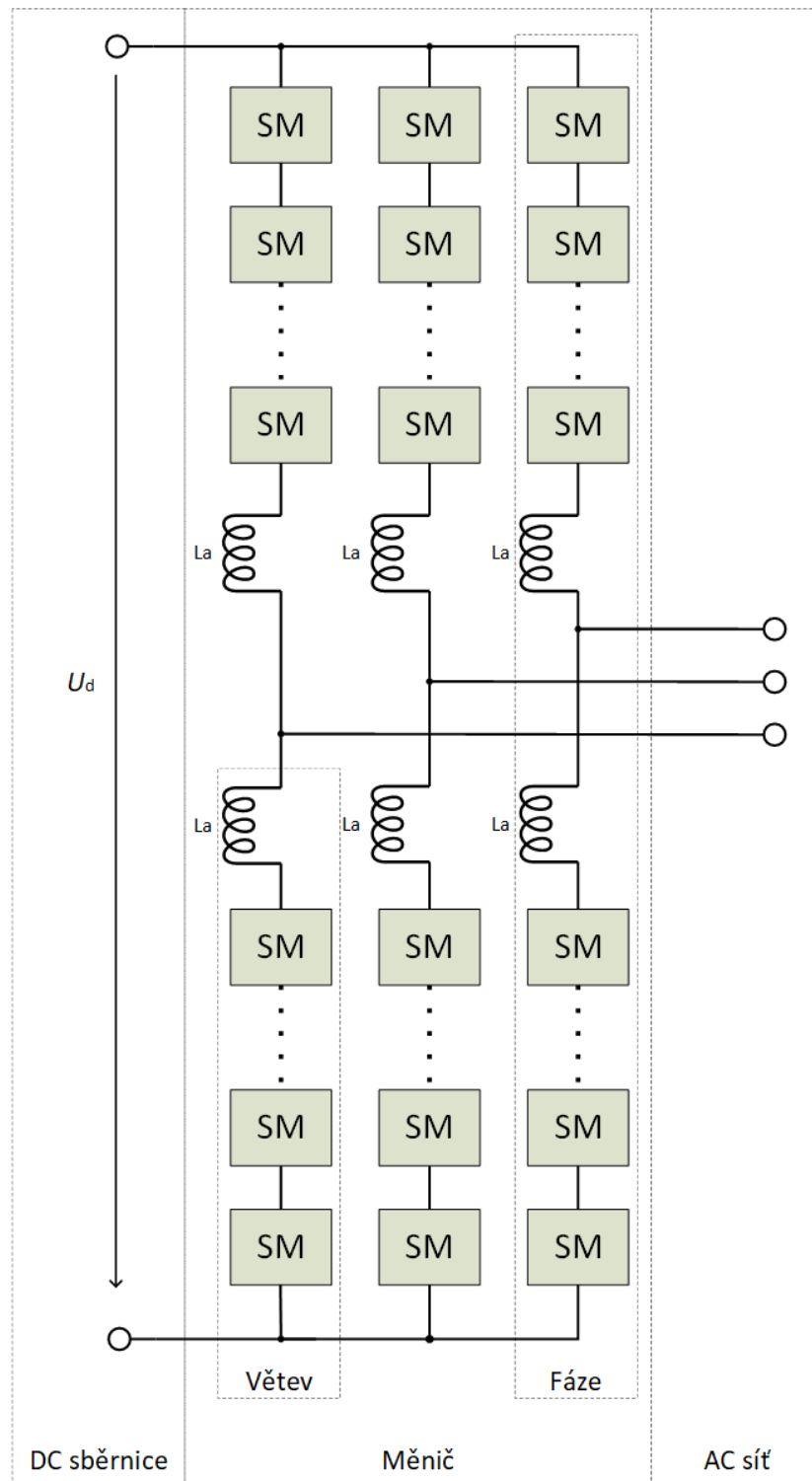
1 Úvod

Modulární víceúrovňový měnič (MMC, někdy též M2C či M²C) je velmi populární topologie měniče hlavně v energetice, která byla poprvé popsána v roce 2003 v [24]. MMC měnič má oproti jiným topologiím všestranné použití. Může se používat pro velké napěťové rozsahy díky možnosti modifikace počtu zapojených submodulů. Své uplatnění nachází v řízení motorů, ale také třeba na lodích, kde měniče přeměňují elektrickou energii přímo z hřídelového generátoru bez transformátorů a filtrů a napájejí palubní VN síť. Především se však tyto měniče užívají v přenosu velmi vysokého napětí. [7]

1.1 MMC měnič

Hlavní silový obvod MMC je znázorněn na Obr. 1. Každá fáze měniče se skládá ze dvou větví. Každá větev je tvořena ze série identických submodulů a sériově zapojené cívky, která omezuje proudy při poruchových stavech, např. při zkratu na stejnosměrné straně měniče. Submoduly jsou nejčastěji tvořeny dvěma IGBT v půlmůstkovém zapojení (HB-SM, *Half-Bridge Submodule*, Obr. 2). Každý submodul může být připojen do fáze nebo přemostěn. Požadované výstupní napětí se tvoří připojením určitého počtu submodulů. Každá větev měniče se pak chová jako řízený zdroj napětí. Počet submodulů ve větvi se liší dle dané aplikace. Mohou jich být desítky, ale i stovky. Jejich počet se kromě jiného určuje podle napěťové hladiny, na kterou bude měnič připojen, a také dle parametrů použitých polovodičových součástek a kondenzátorů. [1]

Proudy, které protékají větvemi měniče, nejsou přerušované, ale tečou stále, pokud je proud odebíraný zátěží a mohou být kontrolovány řídicím systémem měniče. Na stejnosměrné straně měniče nejsou použity žádné kondenzátory ani filtry. Napětí stejnosměrného meziobvodu je nastaveno a udržováno kontrolním systémem měniče, což umožňuje kvalitní a rychlé změny parametrů a toku činného výkonu. Také se lépe zvládnou poruchy jako například zkrat na stejnosměrné straně, neboť ta neobsahuje kondenzátory, ze kterých by tekly velké vybíjecí proudy. Po zkratu v MMC tečou v meziobvodu pouze relativně malé stejnosměrné proudy, které jsou omezené reaktancemi střídavé strany měniče a indukčnostmi zapojených ve větvích měniče, pokud jsou tedy použity HB-SM. Omezení anebo přerušení stejnosměrných proudů lze provést dvěma způsoby. Buď musí být měnič vybaven submoduly, které umožňují oboupolaritní napětí na svých svorkách, jako je zapojení v plném můstku (FB-SM), nebo je potřeba mít na stejnosměrné straně měniče elektronický či hybridní DC jistič. [8][13]



Obr. 1 Schéma silového obvodu M2C

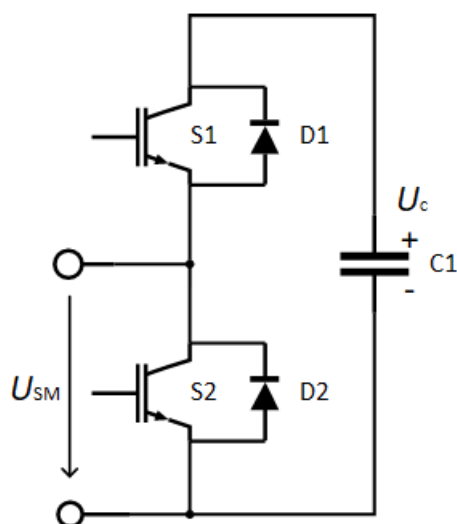
1.1.1 Typy submodulů MMC

- *Half-Bridge Submodule* (HB-SM) – schéma půlmůstkového SM je zobrazeno na Obr. 2. Je to nejjednodušší a nejrozšířenější SM. Skládá se z kondenzátoru a dvou IGBT s antiparalelně zapojenými diodami. Jeho výstupní napětí může být buď 0 anebo U_C , kde U_C je napětí kondenzátoru. Nedokáže blokovat průchod proudu v obou směrech, takže pro řešení poruch na stejnosměrné straně měniče se musí použít DC jistič. [1]
- *Full-Bridge Submodule* (FB-SM) – plný můstek, skládá se z dvojnásobného počtu polovodičových součástek než HB-SM, viz Obr. 3, což má za následek až dvojnásobné spínací ztráty oproti HB-SM. Na rozdíl od HB-SM ale dovoluje řízením řešit poruchy stejnosměrného napájení, neboť dokáže blokovat průchod proudu v obou směrech. Jeho výstupní napětí také odpovídá napětí kondenzátoru nebo je nulové. [1]
- *Clamp-Double Submodule* (CD-SM) – skládá se ze dvou HB-SM, dvou přidaných diod a navíc ještě jednoho IGBT s antiparalelní diodou (Obr. 4). Při normálním provozu je spínač S5 vždy sepnut a CD-SM se chová jako dva HB-SM zapojené v sérii. Protože spínač S5 za normálního provozu nezpůsobuje žádné spínací ztráty a je upraven na nízké vodivé ztráty. CD-SM má celkové ztráty o něco vyšší než HB-SM a nižší než FB-SM se stejným počtem napěťových hladin. Výstupní napětí může být nulové, napětí kondenzátoru prvního submodulu, napětí kondenzátoru druhého submodulu, anebo součtu napětí obou kondenzátorů. [1]
- *Semi-Full-Bridge Submodule* (SFB-SM) – jedná se o upravený CD-SM, kde byly k diodám D6 a D7 přidány IGBT, viz Obr. 5. Tím je dosaženo možnosti generovat záporné napětí na svorkách SM při obou směrech proudu. Ovšem při nechtěném paralelním zařazení kondenzátorů dochází k nežádoucím proudovým špičkám. Tomu se musí vhodným spínáním a přesným balancováním napětí kondenzátorů předejít. [13]
- *Double Half-Bridge Submodule* (DHB-SM) – jak název napovídá, tak se jedná o dva spojené HB-SM, jeden přidaný IGBT a dvě další diody, viz Obr. 6. Konstrukce dovoluje omezit redundantní spínače na jeden, a to S5. Nevýhodou je ztráta napěťové hladiny (U_{C1} , U_{C2}) na svorkách submodulu. Větší nevýhodou jsou vyšší ztráty, protože přes spínač S5 teče větší část celkového proudu tekoucího větví měniče. Tento submodul však nebyl vyvíjen pro nižší ztráty, ale vyšší odolnost proti zničení součástek. [13]

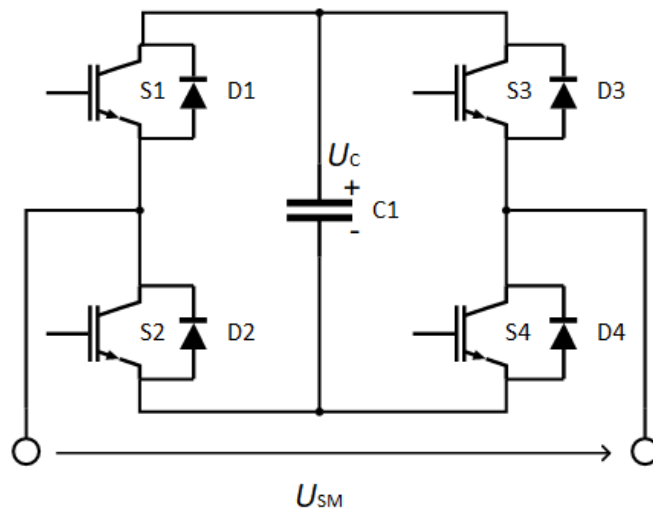
- *A-MMC Submodule* – jedná se o submodul složený ze dvou půlmůstkových submodulů, které mají různá napětí kondenzátorů, jak je ukázáno na Obr. 7. Spínače S1 a S2 mají jmenovité hodnoty na napětí U_C , ale spínače S3 a S4 mají jmenovité hodnoty na napětí $2U_C$. Správným spínáním lze dosáhnout čtyř napěťových hladin: 0, U_C , $2U_C$, $3U_C$. [21]

Toto jsou nejznámější a nejpoužívanější zapojení. Existuje ale velké množství dalších zapojení, které jsou vyvíjeny a zkoumány pro své vlastnosti, hlavně pro menší spínací a vodivé ztráty či více možných napěťových hladin na výstupních svorkách SM.

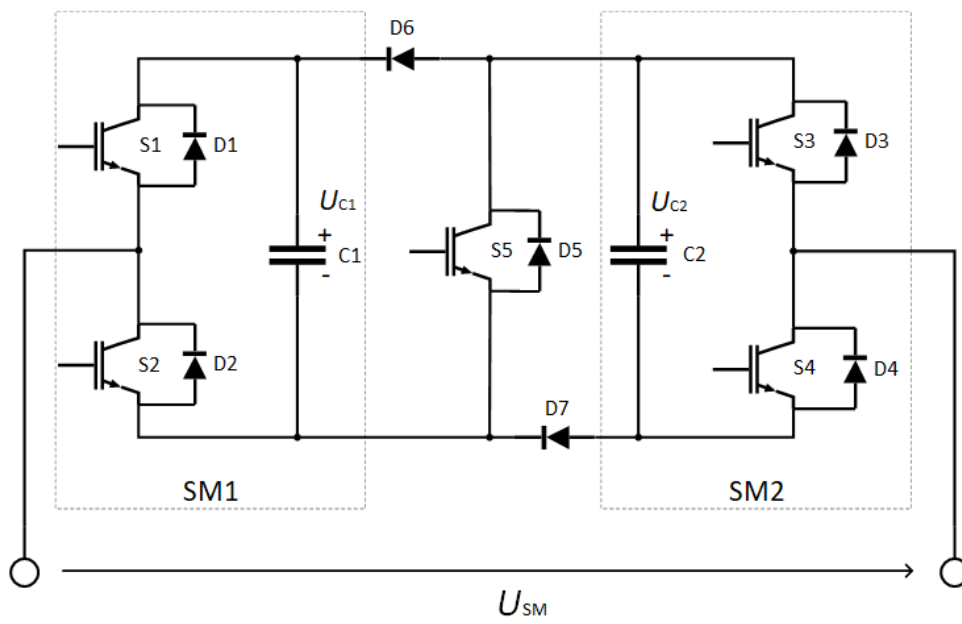
Z důvodu malého počtu použitých součástek, a tím malých spínacích ztrát, je nejrozšířenější HB-SM [9], který je též základním submodulem použitým pro analýzu MMC v této práci.



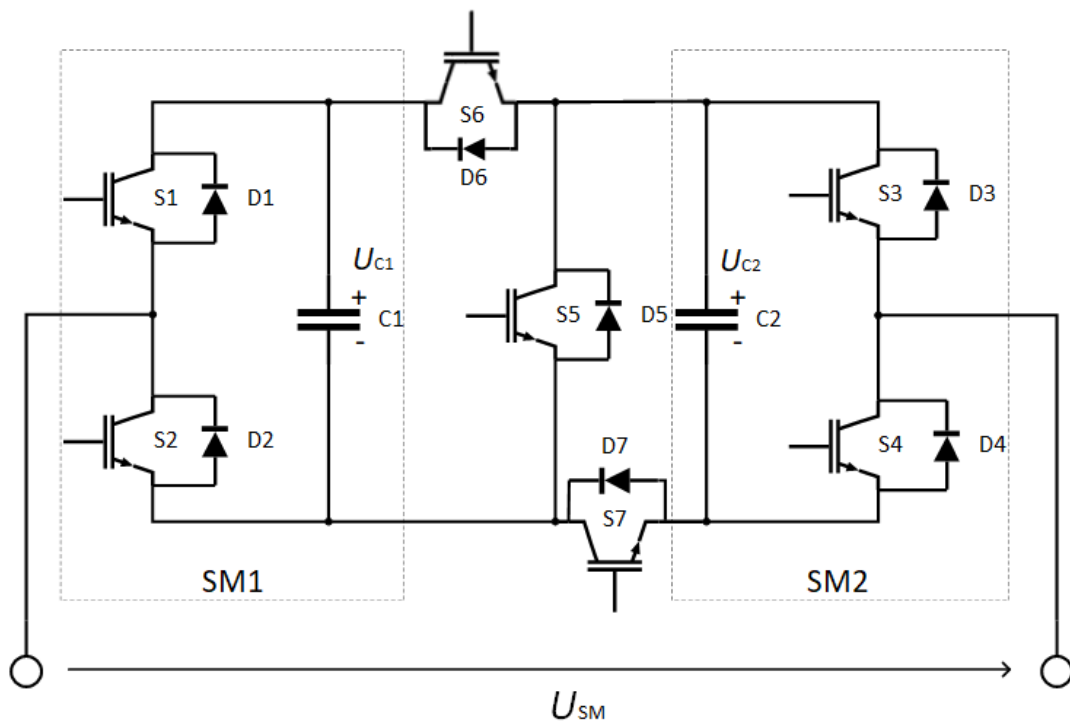
Obr. 2 Půlmůstkový submodul



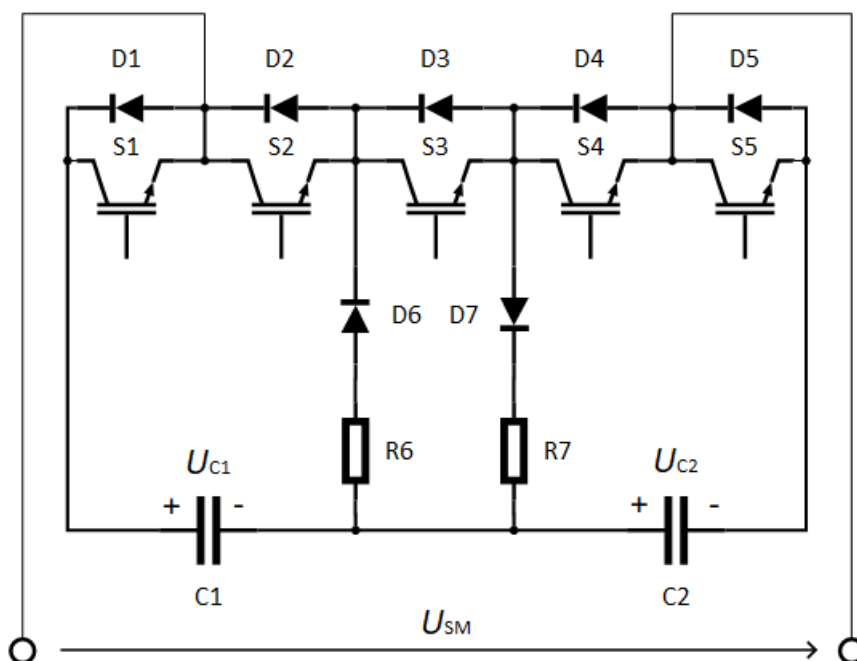
Obr. 3 Plný můstek



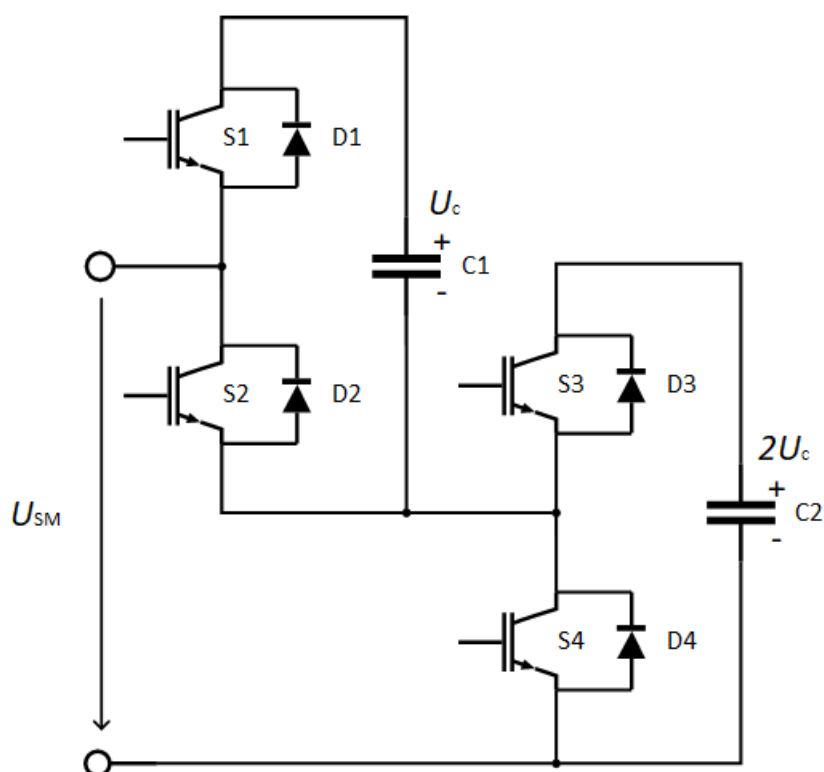
Obr. 4 Clamp-Double Submodule



Obr. 5 Semi-Full-Bridge Submodule



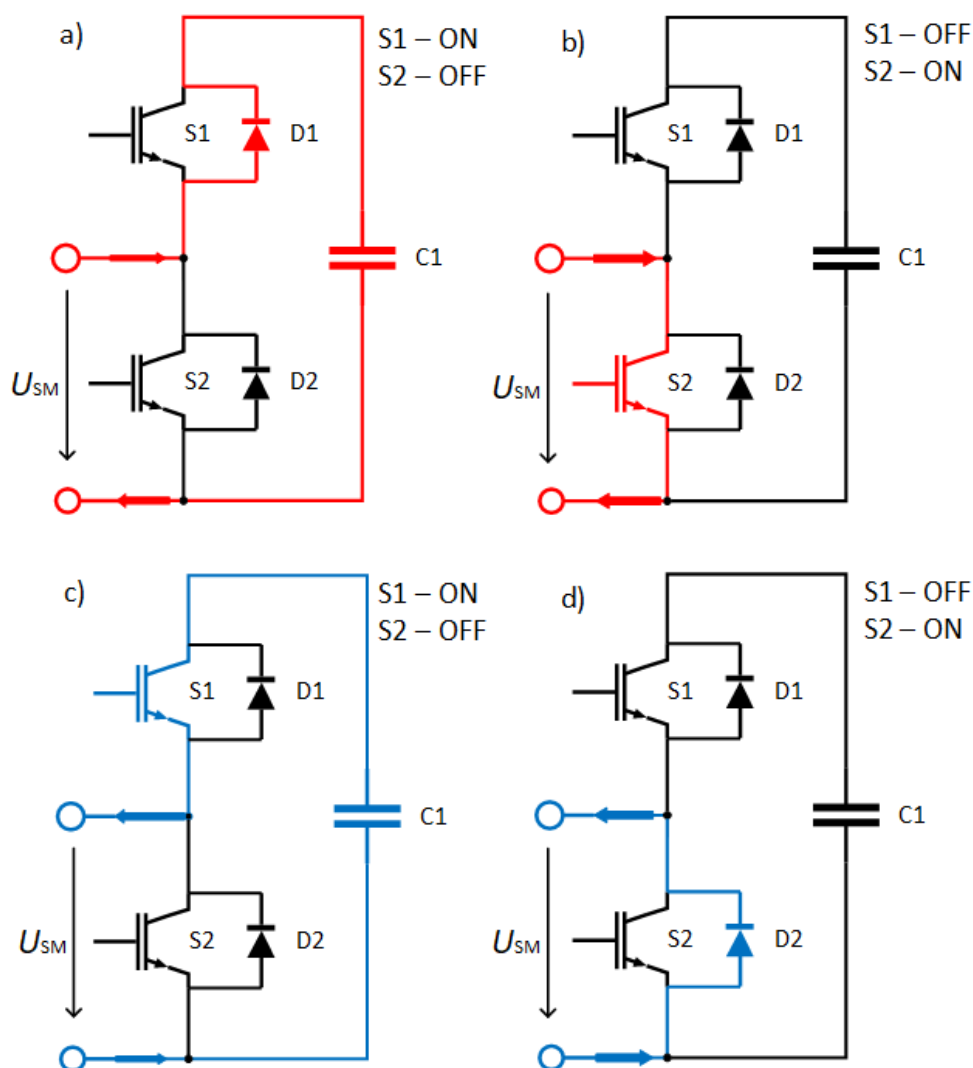
Obr. 6 Double Half-Bridge Submodule



Obr. 7 A-MMC submodule

1.1.2 Spínací stavy submodulů

Na Obr. 8 jsou zobrazeny cesty procházejících proudů pro různé spínací stavy HB-SM. Proud, který teče ze stejnosměrné strany, je červený a označím ho za kladný směr. Ve stavu, kdy je S1 sepnut (ON) a S2 vypnut (OFF) je výstupní napětí submodulu rovno napětí kondenzátoru U_C . Pokud proud teče v kladném směru, tj. diodou D1, je kondenzátor nabíjen (případ a). Teče-li proud opačným směrem, tj. tranzistorem S1, je kondenzátor vybíjen (případ c). V případě, kdy je S1 vypnut a S2 sepnut, je výstupní napětí submodulu rovno nule, takže kondenzátor je přemostěn a jeho napětí se nemění ani při jednom směru proudu. V kladném směru proud teče sepnutým S2 (případ b) a v záporném směru jeho antiparalelní diodou D2 (případ d). [9][1]



Obr. 8 Spínací stavy HB-SM

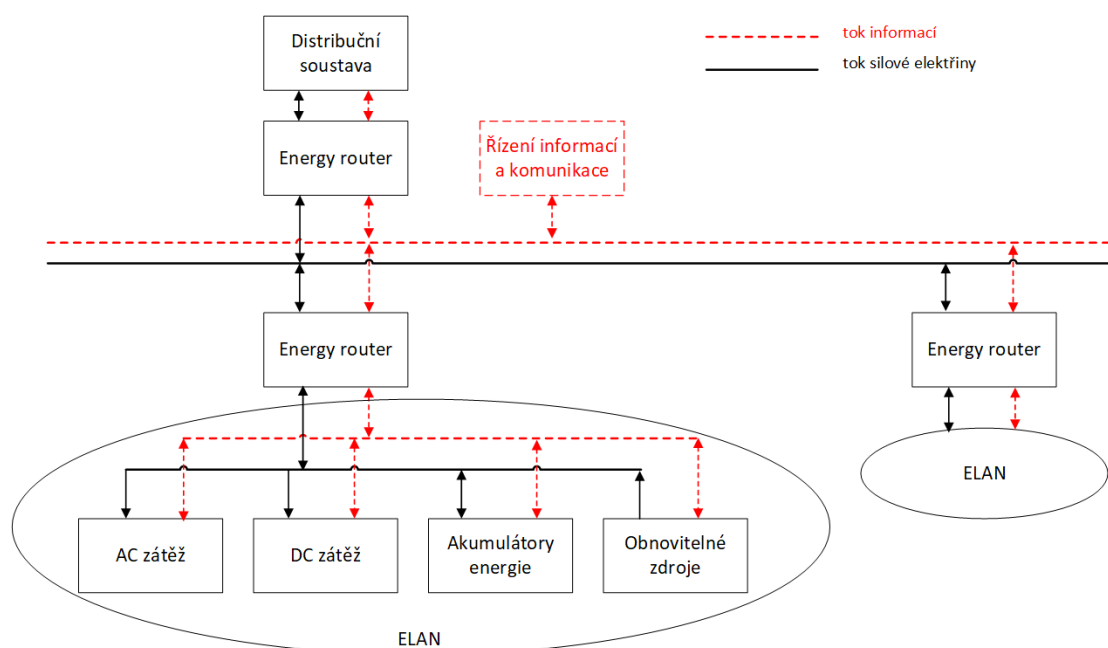
2 Chytré sítě

Pojem chytré sítě nebo také inteligentní sítě (*Smart Grids*) je populární název pro nové generace rozvodných sítí. Ovšem neexistuje jejich jednotná definice. Někteří si pod tímto pojmem představují distribuční síť pro snížení ceny energie při využívání obnovitelných zdrojů energie, někteří stabilní a samo-obnovovací systém pro distribuci energie atd. [16] Přesto se tyto různé názory shodují v tom, že by chytrá síť měla zajistit bezpečnou, spolehlivou a kvalitní dodávku elektrické energie. Také by měla minimalizovat dopad na životní prostředí a zlepšit ekonomickou produktivitu. Mají do ní být připojeni jak velcí, tak

i malí dodavatelé a spotřebitelé energie. Správná funkce má být zajištěna a kontrolována hlavním řídicím systémem. K řízení jsou potřeba informace o stavu sítě a o aktuální dodávce a spotřebě energie všech dodavatelů i odběratelů, přičemž od koncových zákazníků se informace získávají z chytrých elektroměrů (*smart meters*) a o stavu sítě například od energy routerů. [16][23]

2.1 Rozdělení sítě

Jeden z rozšířenějších náhledů na chytré sítě počítá s rozčleněním na menší sítě, tzv. mikrosítě (*microgrids*). Jsou to sítě složené z vícera propojených dodavatelů a odběratelů elektrické energie, které dokáží fungovat nezávisle na ostatních sítích. Energetická síť se tedy člení na větší počet místních mikrosítí, které se nazývají ELAN (*Energy Local Area Networks*). Každá mikrosíť je většinou připojena k nadřazené oblastní energetické síti EWAN (*Energy Wide Area Network*) přes energy router. Nákres, jak by mohla taková síť vypadat, je na Obr. 9. Současná energetická síť by se také dala rozdělit na ELAN a EWAN oblasti, ale aktuálně jsou propojeny oddělovacími transformátory, které zároveň zajišťují přechod mezi rozdílnými napěťovými hladinami ELAN a EWAN. [23]



Obr. 9 Nákres rozvodné sítě

Omezené zásoby fosilních paliv zvětšují poměr energie dodávané z obnovitelných zdrojů energie, jako je solární, větrná, vodní a geotermální energie, nejen velkých, ale i malých

domácích zdrojů. Protože dodávky energie z obnovitelných zdrojů kolísají, počítá se také s úložišti energie. Chytrá síť se začíná podobat internetu a je považována za energetický internet, ke kterému se koncový uživatel může připojit, odpojit, dodávat anebo odebírat energii. Výsledkem jsou vyšší požadavky na řízení výroby, spotřeby a rozvodu elektrické energie. [22]

2.2 Energy router

Je zařízení, které též nemá jednotnou definici, ale jeho role v chytrých sítích je popisována podobně. Energy router by měl být připojen k distribuční soustavě a na svém výstupu by měl mít AC rozvod nebo DC rozvod anebo kombinaci obou najednou. Dále by také měl umožňovat oboustranný tok energie. Dodávka by tak byla možná jak z AC, tak z DC strany. Pro připojení zdroje a zátěže v reálném čase je potřeba nejen více připojovacích míst pro tok elektrické energie a informací, ale také provést náležitou transformaci a směrování energie mezi jednotlivými koncovými uživateli.

Energie vyrobená v lokální síti, by měla být spotřebována co nejbližší u zdroje, tedy v dané lokální síti. Pokud zdroj vyrábí více energie, než lokální zátěže spotřebují, je energie dodávána přes energy router do sítě. Naopak pokud zátěže potřebují více energie, než může lokální zdroj dodat, zajistí zbytek energie energy router ze sítě. Energy routery tedy musí disponovat dostatečnou dynamikou. [22][23]

Pokud je energy router na okraji rozvodné sítě, je připojen přímo ke koncovým uživatelům. Rozlišují se tři hlavní koncoví uživatelé:

- 1) Rozložené obnovitelné zdroje energie (DRER – Distributed Renewable Energy Sources)
 - a) Solární energie
 - b) Větrná energie
 - c) Vodní energie
 - d) Geotermální energie
 - e) Ostatní
- 2) Distribuovaná zařízení pro ukládání energie (DESD – Distributed Energy Storage Devices) [19]
 - a) Bateriová úložiště

- b) Setrvačníky
 - c) Superkondenzátory
 - d) Supravodivé magnetické cívky
 - e) Ostatní
- 3) Zátěže
- a) AC
 - b) DC

Energy router je samozřejmě připojený i na ostatní prvky infrastruktury, a rozlišují se dva módy připojení: síťový provoz a ostrovní provoz. V základním síťovém provozu energy router standardně komunikuje s ostatními energy routery a probíhá výměna energie z/do mikrosítě podle potřeby přes energy router. Do ostrovního režimu se energy router přepne, aby se ochránil před poruchou v síti a umožnil bezpečnou nápravu. V tom případě musí být lokální zátěže uzpůsobeny lokálním zdrojům energie v mikrosíti. Také mohou být energeticky náročné a méně důležité systémy odpojeny, aby se maximalizovala doba, po kterou je možné využívat úložiště energie připojené k lokální síti. [22]

2.2.1 Části energy routeru

Jádrem energy routeru je polovodičový napájecí modul, který je řízen systémem na základě údajů obdržených z ELAN a EWAN. Energy router se skládá ze tří hlavních částí: modul výkonové elektroniky, komunikační modul a modul chytré sítě. [22]

2.2.1.1 Modul výkonové elektroniky

Modul výkonové elektroniky se skládá ze série výkonových měničů a jeho úkolem je transformovat napětí mezi distribučním vysokým napětím a nízkým napětím v mikrosíti. Může se transformovat napětí například z 10 kV AC na 20 kV DC, potom z 20 kV DC na 700 V DC a nakonec na 400 V AC. Tento modul se v literatuře nalézá pod různými názvy jako elektronický transformátor, inteligentní univerzální transformátor atd. V této práci je používán výraz SST (*Solid State Transformer*).

2.2.1.2 Komunikační modul

Komunikační modul energy routeru se skládá ze dvou částí. Část pro místní komunikaci v rámci jednoho energy routeru mezi řídicí částí SST a každým elektrickým portem. Druhá část zajišťuje externí komunikaci s ostatními energy routery.

2.2.1.3 Modul chytré sítě

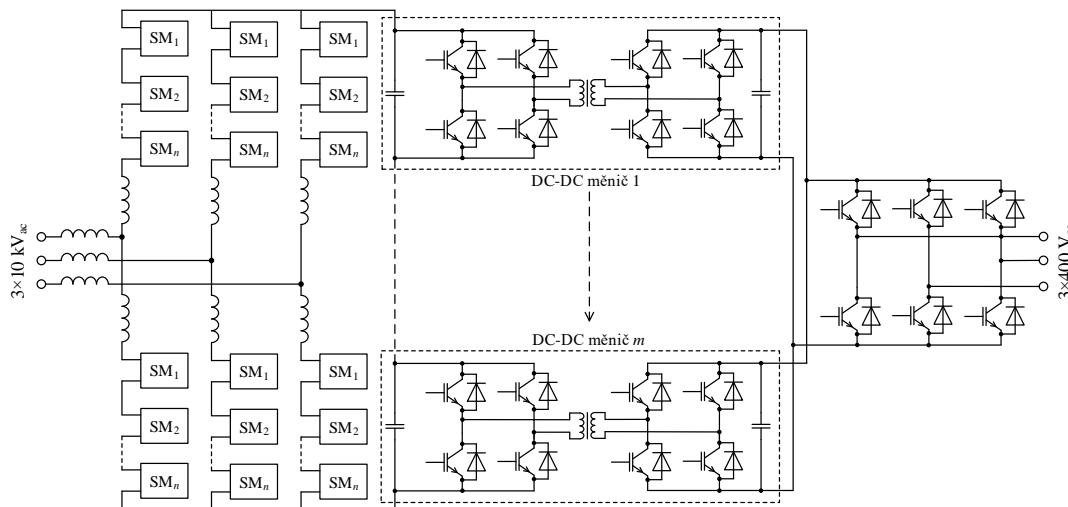
Modul chytré sítě shromažďuje informace z komunikačního modulu o energy routeru a ze sítě. Pomocí daných informací optimalizuje výrobu a spotřebu energie uvnitř své mikrosítě a také výměnu energie mezi ostatními mikrosítěmi zásahem do konfigurace SST.

2.3 Solid State Transformer

SST není transformátor, jak by se podle názvu mohlo zdát, ale skupina měničů výkonové elektroniky. Výraz *transformer* se používá pro vyjádření funkce zařízení. SST je skupina měničů, které transformují vysoké AC napětí na nízké AC napětí v několika krocích, přičemž obě strany jsou od sebe galvanicky odděleny.

Použití SST místo klasických transformátorů pracujících na frekvenci 50 Hz je lákavá myšlenka již dlouho. Transformátoru se sice nezbavíme úplně, neboť je stále potřeba galvanické oddělení, ale můžeme použít transformátor na mnohem vyšší frekvenci a výrazně tedy zmenšit objem použitého transformátoru, jehož rozměry se zmenšují se zvyšující se frekvencí napětí. Existuje mnoho způsobů jak tohoto dosáhnout. Autoři v [15] popisují a též shrnují možná zapojení SST. Zahrnuli do výčtu i použití různých měničů, jako jsou přímý maticový měnič, nepřímý maticový měnič a měnič s DC meziobvodem. Dále zkoumali použití různých zapojení a technologií transformátorů a sério-paralelních zapojení měničů.

Během let vývoje SST se vybralo jen několik z původních mnoha zkoušených zapojení. Nejrozšířenějším se stalo zapojení s MMC měničem Obr. 10, které je výhodné například díky ztrátám měniče, počtu potřebných součástek a kvalitě průběhu výstupního napětí. [18]



Obr. 10 MMC-SST

MMC je použit jako měnič na vstupu vysokonapětové části SST, který transformuje AC na DC napětí a naopak. Díky modularitě může být měnič použit jak na nízké, tak vysoké napětí. Transformuje například 3×10 kV AC na 20 kV DC. Další část SST, tzv. *izolační část*, je tvořena sérií DC-DC měničů, které transformují napětí z 20 kV DC na 700 V DC. Zapojeny jsou na vysokonapětovém vstupu sériově a na nízkonapětové straně paralelně, tzv. ISOP (*Input-Series Output-Parallel*) zapojení. Každý DC-DC měnič je složen z jednofázového můstkového střídače, vysokofrekvenčního transformátoru (HFT – *High Frequency Transformer*) a jednofázového můstkového usměrňovače v sérii. Opět jsou to měniče s možností obousměrného toku energie. Na stranu nízkého DC napětí mohou být připojeny DC zátěže či DC zdroje, jako například nabíjecí stanice elektromobilu, fotovoltaické panely či bateriová úložiště. Na výstupní části je napětí transformováno ze 700 V DC na 3×400 V AC pomocí trojfázového můstkového střídače. [18]

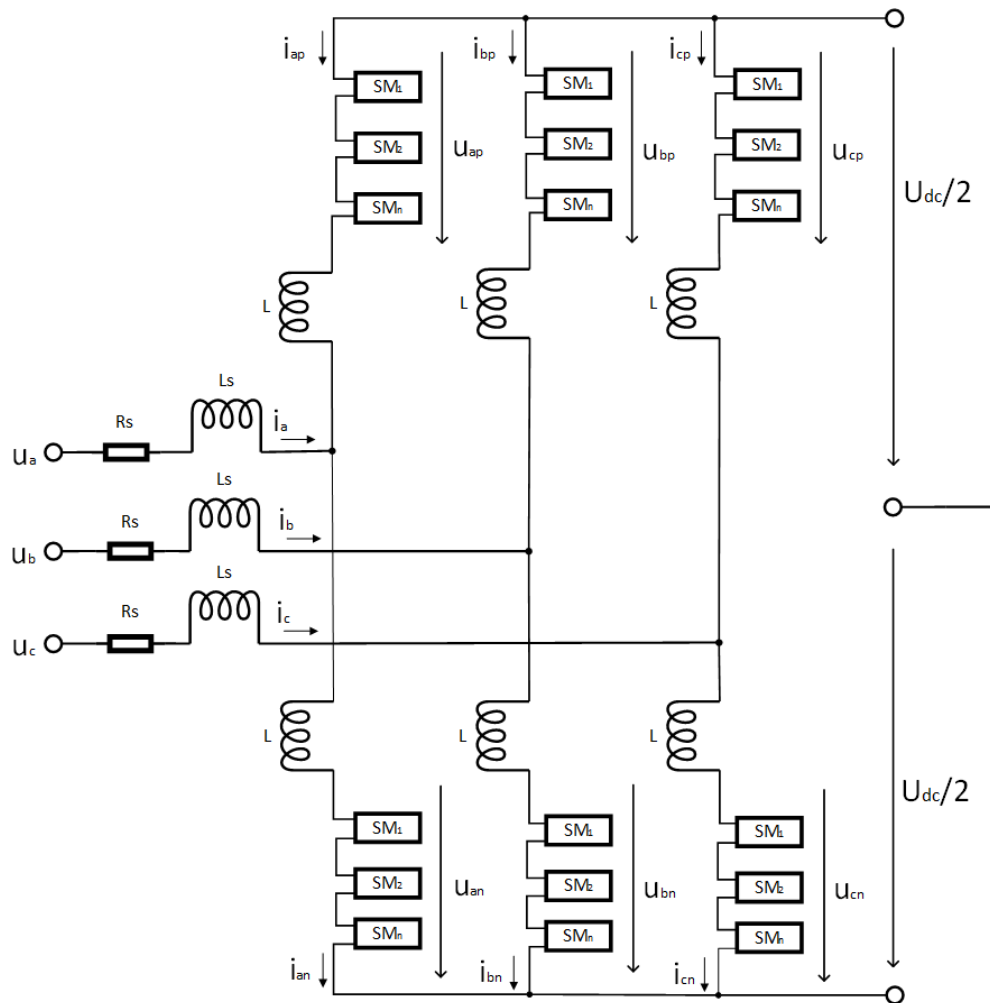
3 Strategie řízení MMC

Řízení MMC lze rozdělit do několika bloků či úrovní. První úroveň je řízení žádané veličiny dle aplikace měniče. Takže se například řídí výkon, proudy tekoucí do zátěže, moment či rychlost motoru. Druhou úrovní je kontrola a balancování napětí kondenzátorů v submodulech a stabilizace a rozložení uložené energie ve větvích měniče. Nejnížší úrovní je řízení polovodičových součástek, generace PWM a spínacích impulsů.

Výstupem první a druhé úrovně jsou referenční fázová napětí pro měnič. Tato referenční napětí se zpracují některou modulační technikou a získají se potřebné napětěvé hladiny

pro větve měniče. Potřebné napěťové hladiny jsou zpracovány v algoritmu balancování kondenzátorů a následně jsou generovány jednotlivé spínací signály polovodičových součástek. [13]

3.1 Matematický model



Obr. 11 Schéma MMC

Obr. 11 zobrazuje schéma MMC usměrňovače. Dle prvního Kirchhoffova zákona lze napsat rovnici proudu pro fázi k ($k = a, b, c$)

$$i_k = i_{kn} - i_{kp} \quad (1)$$

Podle druhého Kirchhoffova zákona se dá vyjádřit napětí horní a dolní větve následovně:

$$\begin{aligned} u_{ks} - \left(\frac{U_{dc}}{2} - u_{kp} \right) &= -L \frac{di_{kp}}{dt} + r_s i_k + L_s \frac{di_k}{dt} \\ u_{ks} - \left(-\frac{U_{dc}}{2} + u_{kn} \right) &= L \frac{di_{kn}}{dt} + r_s i_k + L_s \frac{di_k}{dt} \end{aligned} \quad (2)$$

kde u_{ks} a i_k ($k = a, b, c$) jsou napětí a proudy AC sítě; r_s a L_s je ekvivalentní odpor a indukčnost přívodu; L je indukčnost cívky ve větvi měniče; u_{kp} a u_{kn} jsou napětí horní a dolní větve fáze k ; i_{kp} a i_{kn} jsou proudy tekoucí horní a dolní větví fáze k .

Zavedeme $u_{kr} = (u_{kn} - u_{kp}) / 2$ a $L_0 = L / 2 + L_s$, dosadíme do napěťových rovnic a obdržíme následující výraz:

$$L_0 \frac{di_k}{dt} = -r_s i_k + u_{ks} - u_{kr} \quad (3)$$

Dále použijeme transformaci dq pro převod dynamické rovnice MMC do dvouosého systému souřadnic, jehož frekvence otáčení odpovídá kruhové frekvenci napájecího napětí:

$$\begin{aligned} L_0 \frac{di_d}{dt} &= -r_s i_d - \omega L_0 i_q + u_{ds} - u_{dr} \\ L_0 \frac{di_q}{dt} &= -r_s i_q + \omega L_0 i_d + u_{qs} - u_{qr} \end{aligned} \quad (4)$$

kde u_{ds} a i_d představují napětí a proud sítě v ose d, u_{qs} a i_q představují napětí a proud sítě v ose q. Zavedením $u_d = u_{ds} - u_{dr}$ a $u_q = u_{qs} - u_{qr}$ získáme:

$$\begin{aligned} u_d &= L_0 \frac{di_d}{dt} + r_s i_d + \omega L_0 i_q \\ u_q &= L_0 \frac{di_q}{dt} + r_s i_q + \omega L_0 i_d \end{aligned} \quad (5)$$

3.2 Hlavní řízení

Opět existuje více možností řízení měniče. Záleží, v jaké aplikaci bude měnič použit. Často se používá řízení, které se dělí na dvě části: vnitřní proudový regulátor a vnější regulátor. Vnitřní proudová smyčka reguluje proudy i_d a i_q na jejich referenční hodnoty i_d^* a i_q^* úpravou referenčních napětí měniče u_d^* a u_q^* [12]:

$$\begin{aligned} u_d^* &= u_d + \omega L i_q - \left[k_{p1} (i_d^* - i_d) + k_{i1} \int (i_d^* - i_d) dt \right] \\ u_q^* &= u_q - \omega L i_d - \left[k_{p2} (i_q^* - i_q) + k_{i2} \int (i_q^* - i_q) dt \right] \end{aligned} \quad (6)$$

V ustáleném stavu je složka u_q nulová a činný a jalový výkon tekoucí ze střídavé sítě lze vyjádřit jako:

$$\begin{aligned} p &= 1,5 u_d i_d \\ q &= -1,5 u_d i_q \end{aligned} \quad (7)$$

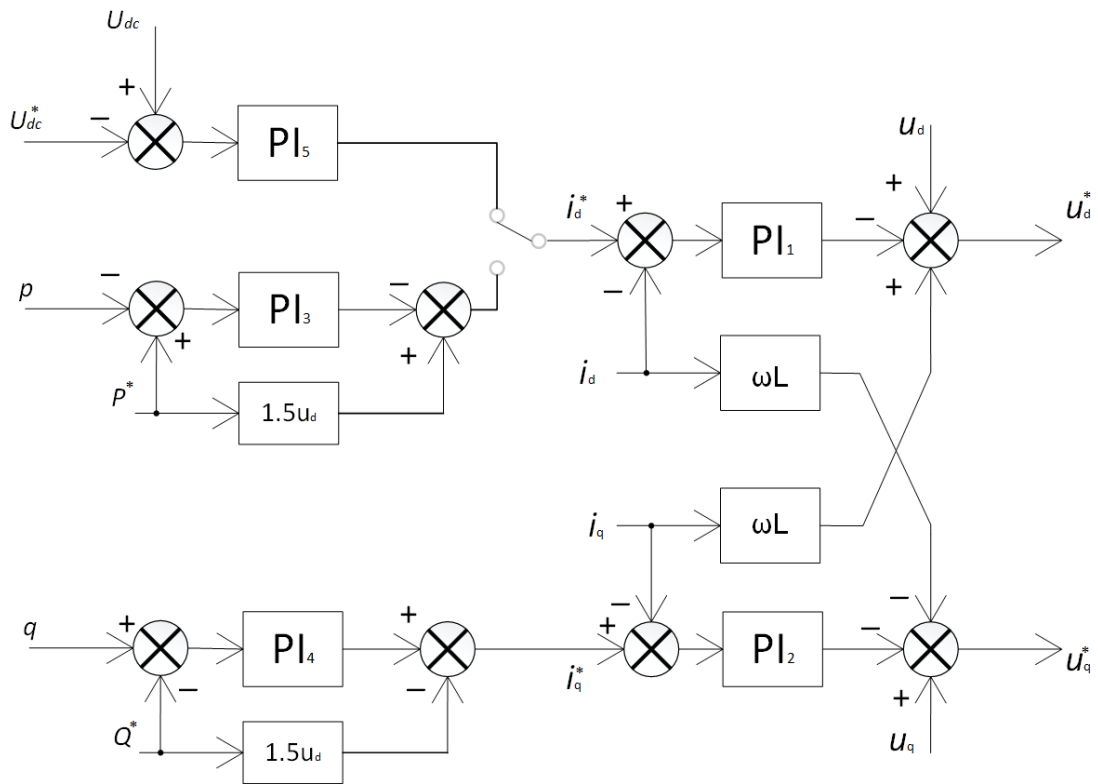
Vnější smyčka se liší podle aplikace měniče a veličiny, kterou má udržovat. Například pro udržování odebíraného činného a jalového výkonu lze napsat tyto rovnice:

$$\begin{aligned} i_d^* &= P^* / 1,5 u_d + \left[k_{p3} (P^* - p) + k_{i3} \int (P^* - p) dt \right] \\ i_q^* &= -Q^* / 1,5 u_d + \left[k_{p4} (q - Q^*) + k_{i4} \int (q - Q^*) dt \right] \end{aligned} \quad (8)$$

Pokud má usměrňovač udržovat DC napětí, tak se žádaná hodnota i_d^* vypočítá následovně:

$$i_d^* = \left[k_{p5} (U_{dc}^* - u_{dc}) + k_{i5} \int (U_{dc}^* - u_{dc}) dt \right] \quad (9)$$

Blokový diagram možného hlavního řízení je zobrazen na Obr. 12 Blokovaný diagram hlavního řízení.



Obr. 12 Blokový diagram hlavního řízení

3.3 Řízení napětí kondenzátorů

Různé průměrné hodnoty napětí kondenzátorů v jednotlivých fázích vyvolávají okružové proudy mezi fázemi měniče a DC napětí vyvolává proudy mezi větvemi měniče. Okružové proudy nemají vliv na stejnosměrnou ani na střídavou stranu měniče, neboť protékají pouze přes fáze měniče. Takže pokud má jedna fáze vyšší průměrné napětí kondenzátorů než ostatní, proud teče z ní do ostatních dvou. Pokud se průměrné hodnoty napětí kondenzátorů mezi fázemi nereguluje, vznikají okružové proudy, které zvyšují ztráty, tzv. ztráty měniče okružovými proudy a zvlněním napětí kondenzátorů.

3.3.1 Řízení průměrného napětí fáze

Okružový proud i_{kz} fáze k ($k = a, b, c$) se přímo měří obtížně, ale lze jej vypočítat následujícím způsobem [10][17]:

$$i_{kz} = i_{kp} - \frac{i_k}{2} = i_{kn} + \frac{i_k}{2} = \frac{1}{2}(i_{kp} + i_{kn}) \quad (10)$$

Průměrná hodnota napětí kondenzátorů v jedné fázi se vypočítá:

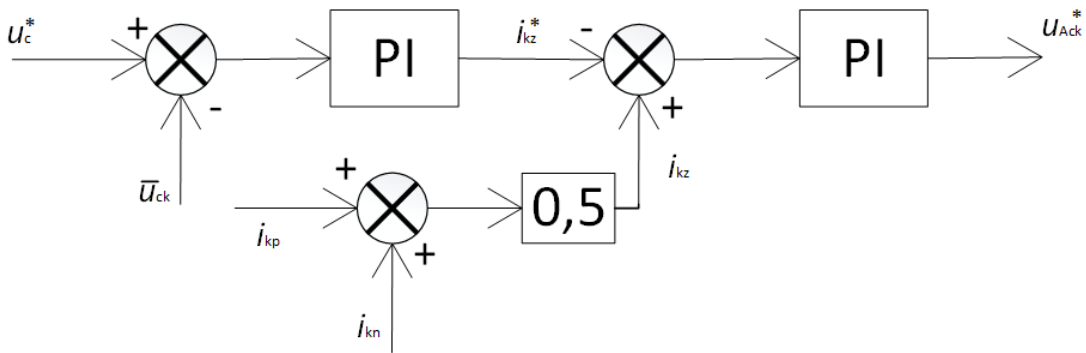
$$\bar{u}_{ck} = \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^{2N} u_{cjk} \quad (11)$$

Vypočítaná průměrná hodnota napětí kondenzátorů se řídí dle zadané referenční hodnoty a výsledkem je požadavek na okruhový proud:

$$i_{kz}^* = k_{p6}(u_c^* - \bar{u}_{ck}) + k_{i6} \int (u_c^* - \bar{u}_{ck}) dt \quad (12)$$

Referenční napětí z regulátoru průměrné hodnoty napětí kondenzátorů ve fázi je dáno tímto výrazem:

$$u_{Ack}^* = k_{p7}(i_{kz} - i_{kz}^*) + k_{i7} \int (i_{kz} - i_{kz}^*) dt \quad (13)$$



Obr. 13 Blokové schéma řízení průměrného napětí fáze

3.3.2 Balancování napětí kondenzátorů

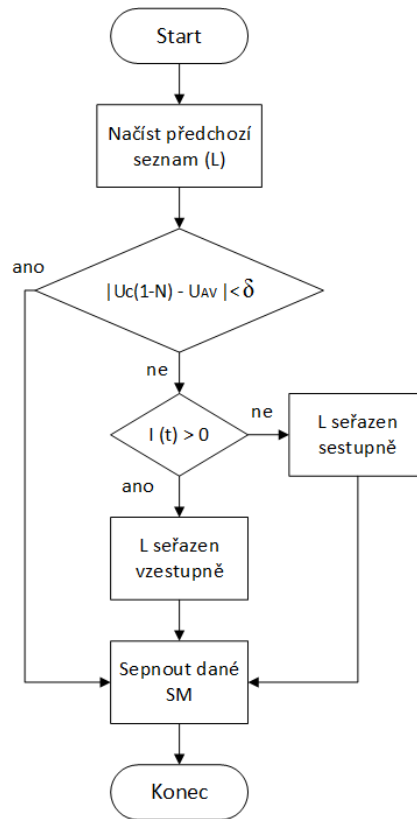
Dále se samozřejmě musí balancovat jednotlivá napětí kondenzátorů ve větvi, což je možno zajistit opět několika různými způsoby. Většina metod vyžaduje měření napětí všech kondenzátorů, které musí být rychlé a přesné, a tím pádem bývá náročné na zpracování. Balancování napětí kondenzátorů je důležité pro zajištění stabilní práce měniče a pro zachování vyhlazených napětí a proudů na výstupu měniče.

3.3.2.1 Řadící metoda

Podle směru proudu ve větvi se vyrobí seznam kondenzátorů seřazených podle velikosti napětí. Pokud je proud kladný a připojené kondenzátory se budou nabíjet, tak se v seznamu seřadí od nejmenšího napětí po největší. Pokud je proud ve větvi záporný, připojené kondenzátory se budou vybíjet a v seznamu budou řazeny od největšího po nejmenší napětí. Potřebný počet submodulů určí modulační technika. Konkrétní submoduly se připnou do obvodu dle seznamu. Pokud submodul zůstane přemostěn, napětí jeho kondenzátoru se nezmění. Napětí kondenzátorů se měří každou periodu a v seznamu se řadí vzestupně či sestupně. Tato metoda garantuje balancování napětí kondenzátorů za všech provozních podmínek měniče. Dosahuje toho však za zbytečného spínání prvků. I když dva po sobě jdoucí stavy nevyžadují změnu úrovně, nastane proces řazení kondenzátorů v seznamu a nové spínání. To má za následek vyšší spínací frekvenci a tedy zvýšení spínacích ztrát. [6][9]

3.3.2.2 ATB Sort

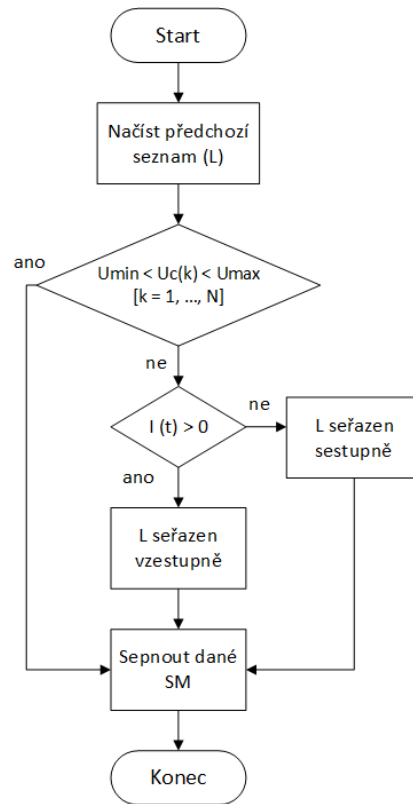
Metoda ATB Sort je založena na tolerančním pásmu, které je nastaveno na průměrnou hodnotu napětí kondenzátoru ve větvi. Na Obr. 14 je zobrazen vývojový diagram této metody. Seznam L se generuje pokaždé, když nějaký kondenzátor překročí maximální dovolenou odchylku od průměrného napětí kondenzátorů ve větvi. Kondenzátory jsou seřazeny v seznamu vzestupně, pokud je proud kladný. Pokud je proud záporný, tak jsou řazeny sestupně. Seznam se používá opakovaně, takže zůstává stejný, dokud nějaký z kondenzátorů nedosáhne maximální nastavené odchylky od průměrného napětí kondenzátorů. Toleranční pásmo musí být vhodně zvoleno a nesmí být menší, než je průměrné zvlnění kondenzátorů, které je pro MMC topologii přirozené. [1][2][3]



Obr. 14 Vývojový diagram metody ATB Sort

3.3.2.3 CTB Sort

Metoda CTB Sort má nastavené fixní toleranční pásmo na jednotlivá napětí kondenzátorů. Vývojový diagram této metody je na Obr. 15. Když nějaký kondenzátor dosáhne horní anebo dolní hranice pásma, vygeneruje se nový seznam L, ve kterém jsou seřazeny jednotlivé kondenzátory podle napětí. Podle směru proudu se pak kondenzátory seřadí vzestupně či sestupně. Pokud je směr proudu ve větvi záporný, tak je seznam seřazen sestupně a naopak. Daný seznam L se používá opakovaně, dokud jeden z kondenzátorů nedosáhne tolerančního pásma. Výhodou této metody je snížení počtu řazení kondenzátorů, a tedy i snížení spínací frekvence a spínacích ztrát měniče při různých velikostech tolerančního pásma. [1][2][3]



Obr. 15 Vývojový diagram metody CTB Sort

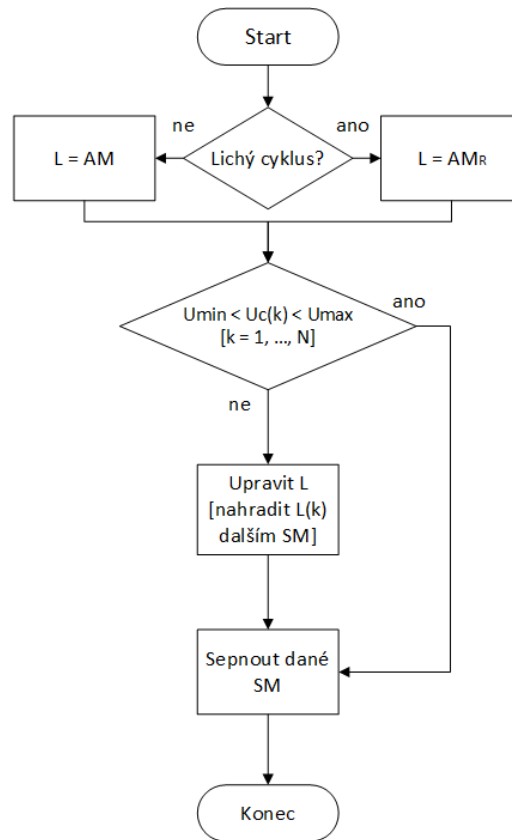
3.3.2.4 CTB Sequence

Toleranční pásmo u této metody je nastaveno opět na jednotlivá napětí kondenzátorů. Využívají se tu ale dva vektory seřazených kondenzátorů.

$$AM = [1, 2, \dots, N]$$

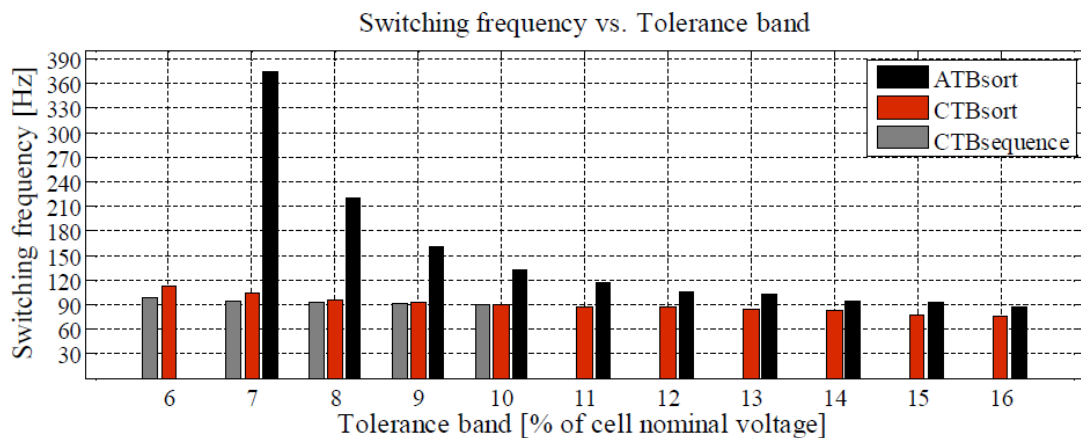
$$AM_R = [N, N-1, \dots, 1]$$

Počet potřebných submodulů je vybrán z jednoho z vektorů. Když některý kondenzátor dosáhne hranice tolerančního pásma, je nahrazen dalším submodulem z vektoru, který ještě nebyl použit. Doporučuje se střídat vektory každý lichý cyklus, což zajistí rovnovážné využití submodulů, tj. rovnoměrné rozložení napětí na kondenzátorech. Balancování napětí kondenzátorů není prováděno aktivně, proto je tato metoda použitelná jen pro ustálený stav měniče. Pokud napětí kondenzátorů přesáhnou toleranční pásmo, bude ztracena rovnováha napětí mezi nimi. Vývojový diagram je zobrazen na Obr. 16. [1][2][3]



Obr. 16 Vývojový diadram metody CTB Sequence

Porovnání těchto metod tolerančních pásem z hlediska spínací frekvence na šířce tolerančního pásma je zobrazeno na Obr. 17.



Obr. 17 Spínací frekvence v závislosti na šířce tolerančního pásma [2]

3.4 Modulační techniky

Modulační techniky slouží k určení počtu potřebných submodulů, které se musí zapojit do větve tak, aby vzniklo požadované napětí. Existuje velké množství používaných technik, jež se stále vyvíjejí, upravují a kombinují, aby se zlepšilo chování měniče.

3.4.1 Modulace nejbližší úrovně

Modulace nejbližší úrovně (NLC – *Nearest Level Control*) zaokrouhlí referenční signál na nejbližší celé číslo. Je to populární a jednoduše proveditelná modulace. Provádí se většinou zvlášť pro každou větev měniče. Požadovaný počet submodulů n^* se získá podle následujícího vztahu:

$$n^* = f\left(\frac{u_k^*}{\bar{u}_{ck}}\right) \quad (14)$$

kde u_{ck} je průměrné napětí kondenzátoru ve fázi a u_k^* je referenční signál. Výsledkem funkce $f(x)$ je zaokrouhlené celé číslo podle desetinného zbytku. Pokud je zbytek vyšší než 0,5, je číslo zaokrouhleno nahoru. Pokud je méně než 0,5, je zaokrouhleno dolů. Tato metoda generuje $N+1$ napěťových úrovní.

NLC lze také upravit, aby metoda generovala $2N+1$ napěťových úrovní. K tomu je zapotřebí upravit zaokrouhlovací funkce. Pokud je desetinný zbytek vyšší než 0,25, zaokrouhlí se číslo nahoru, jinak je zaokrouhleno dolů. Více úrovní vznikne díky různým spínacím okamžikům pro horní a dolní větev fáze. Výhodou více napěťových hladin je menší napěťový krok a také proudy s menším zvlněním. [14]

3.4.2 PWM s více nosnými signály

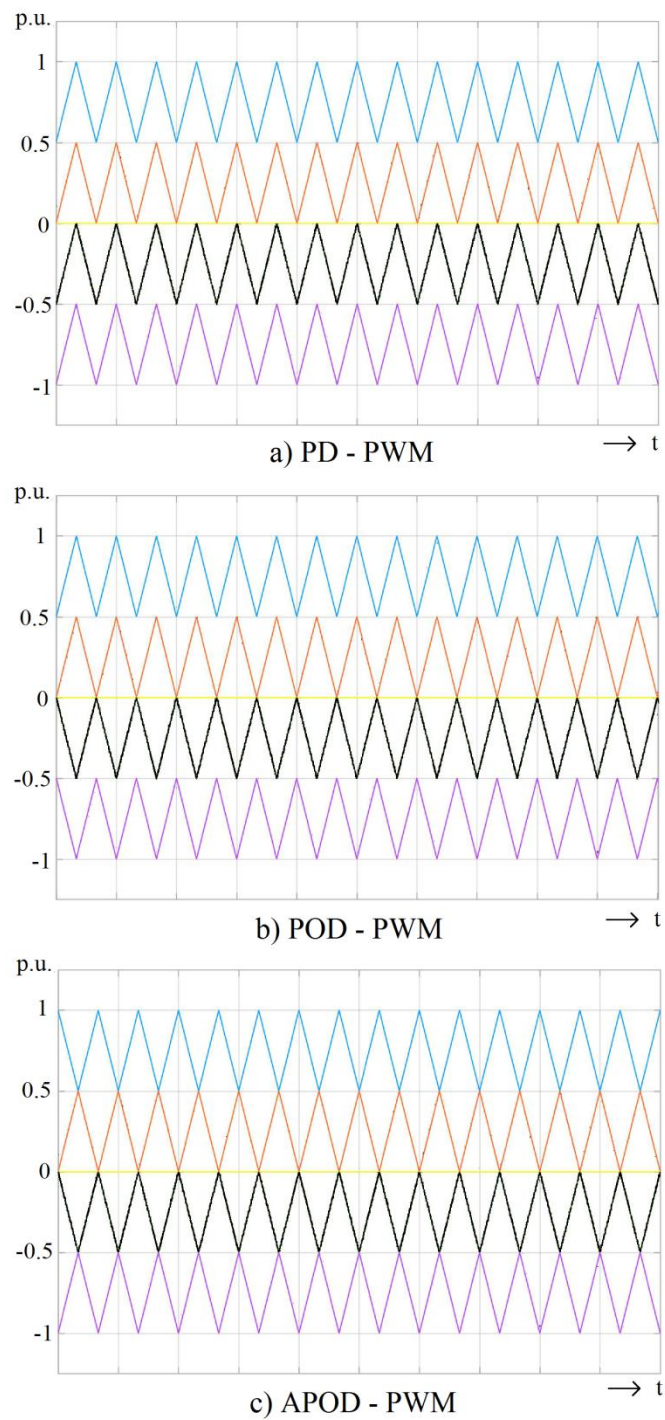
Pulzně šířková modulace (PWM – *Pulse Width Modulation*) porovnává požadované referenční signály s několika nosnými signály, které mají alespoň dvakrát vyšší konstantní frekvenci. Nosné signály mají trojúhelníkový nebo pilovitý tvar. Spínací okamžiky jsou určeny průsečíky referenčního a nosných signálů. Pokud je referenční signál nad nosným, musí se do obvodu připojit další submodul a naopak. V následujících kapitolách jsou popsány základní typy PWM technik. I s těmito se nadále experimentuje a sledují se jejich vlastnosti při použití s MMC měniči. Kombinují se například fázově posunuté PWM s úrovněově posunutými PWM.

3.4.2.1 LS PWM

Úrovňově posunuté PWM techniky (LS PWM – *Level Shifted PWM*) používají N identických a symetricky rozmístěných signálů vzhledem k nulové ose. Požadovaná výstupní úroveň a dané spínací okamžiky se dostávají porovnáním s referenčním signálem. Pokud mají jednotlivé submoduly napevno přiřazené nosné, jsou submoduly zatíženy nerovnoměrně, což má za následek zvýšení obsahu vyšších harmonických (THD) na střídavé straně měniče a také zvýšení okruhových proudů čili i ztrát měniče. Nerovnoměrné zatížení submodulů lze vyvážit různými metodami rotace nosných. Počet připnutých submodulů ve spodní větvi je doplňkem k sepnutým submodulům ve větvi horní, takže je do fáze vždy připojeno N submodulů a získáme $N+1$ napěťových hladin.

Tyto techniky se také využívají způsobem, kdy nosné nejsou přiřazeny jednotlivým submodulům. Porovnáním nosných s referenčním signálem se pouze zjistí počet potřebných zapojených submodulů ve větvi. Spínání jednotlivých submodulů je pak rozhodnuto balancovacím algoritmem. [5][9]

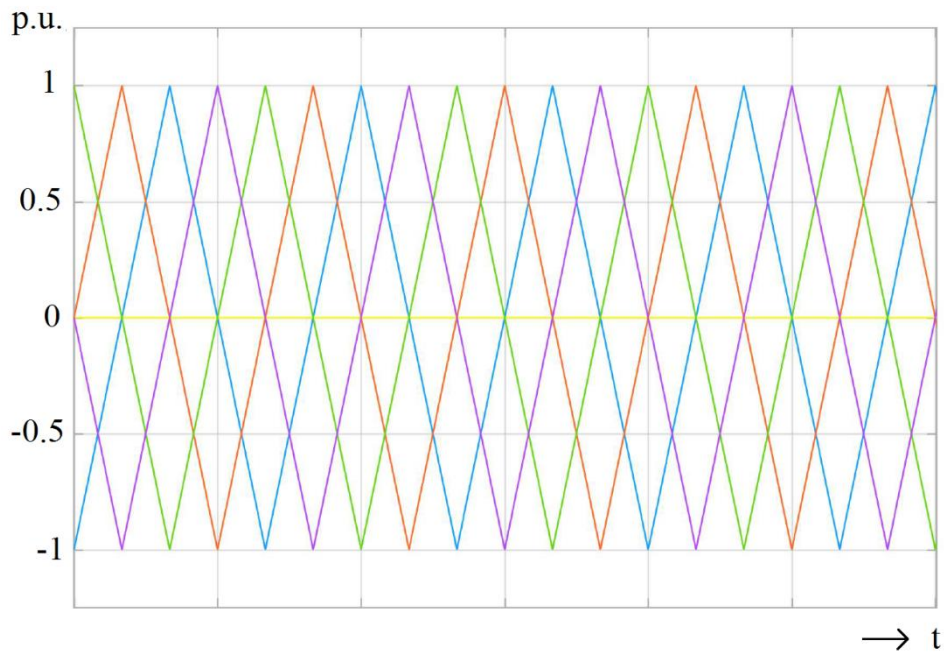
Úrovňově posunuté PWM jsou zobrazeny na Obr. 18: a) PD – PWM (*Phase Disposition – PWM*), b) POD – PWM (*Phase Opposite Disposition – PWM*), c) APOD – PWM (*Alternate Phase Opposite Disposition – PWM*).



Obr. 18 Úrovňově posunuté PWM se čtyřmi nosnými (modrá, červená, černá, fialová): a) PD-PWM, b) POD-PWM, c) APOD-PWM

3.4.2.2 PS PWM

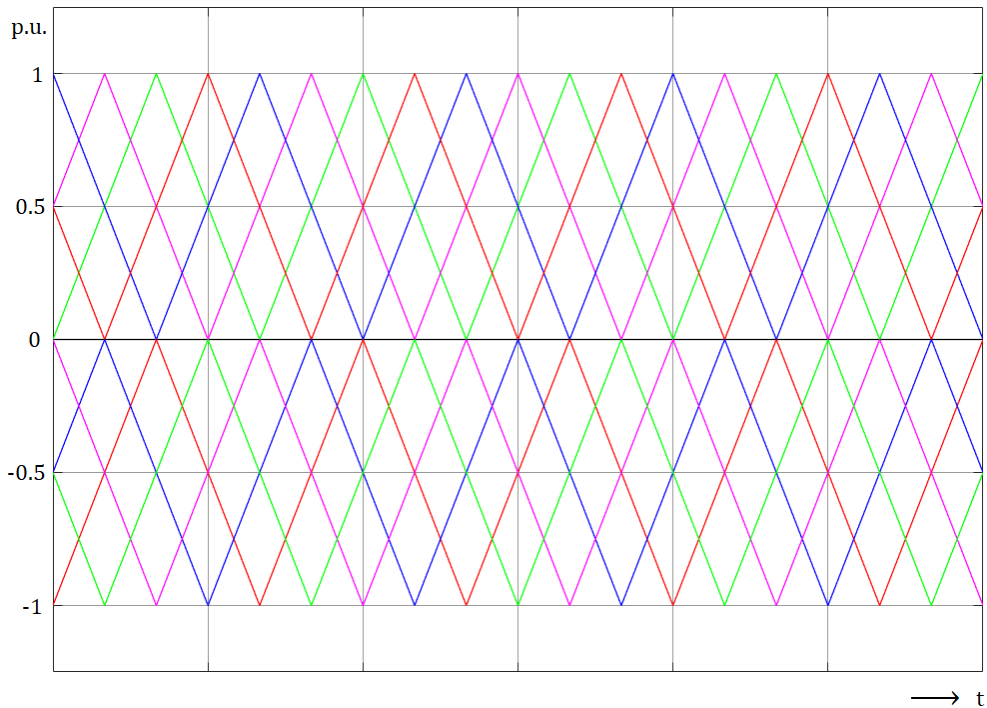
Jako u předchozích PWM metod se u fázově posunutých PWM (PS PWM, *Phase Shifted PWM*) porovnávají nosné s referenčními signály a spínací okamžiky jsou dány jejich průsečíky. N používaných identických nosných signálů je od sebe fázově posunuto o $\theta = 360^\circ / N$, jak se ukázáno na Obr. 19. Tato technika má rovnoměrnější využití jednotlivých submodulů než úrovně posunutá PWM. Okruhové proudy a průměrné zvlnění napětí kondenzátorů je tedy menší. Tato technika také generuje $N+1$ napěťových hladin. Opět lze přiřadit jednotlivé nosné přímo submodulům anebo pouze zjistit jejich potřebný počet, který se má do fází připojit. [5][9]



Obr. 19 PS PWM se čtyřmi nosnými (červená, modrá, fialová, zelená)

3.4.2.3 Hybridní PWM

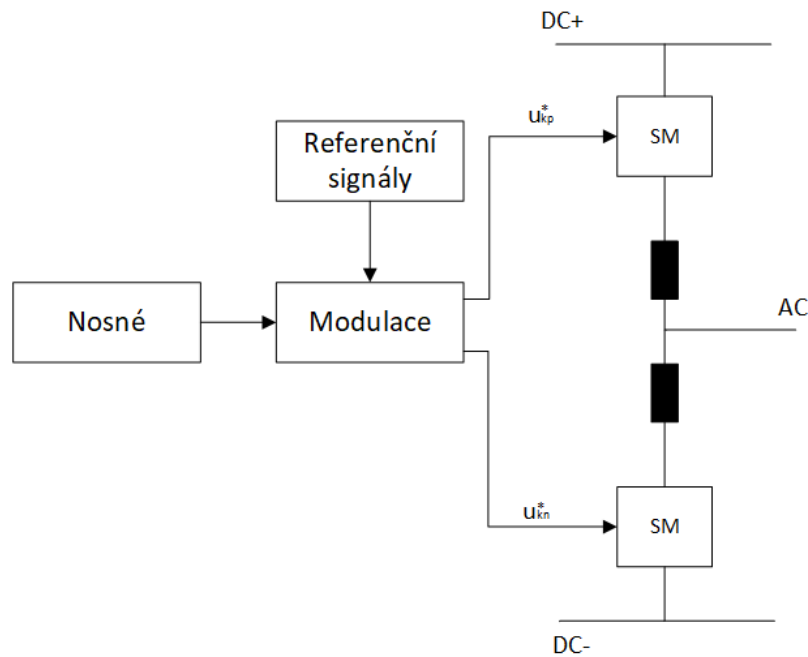
Hybridní PWM je kombinace LS PWM a PS PWM. PS PWM mají lepší rozložení využití submodulů a tím i snazší balancování napětí kondenzátorů. Hybridní PWM je výhodné používat u submodulů s více kondenzátory, které dokáží na svém výstupu generovat více napěťových hladin, jako jsou A-MMC či CD-SM. Příklad hybridní PWM je ukázán na Obr. 20. [20][21]



Obr. 20 Hybridní PWM s osmi nosnými

3.4.2.4 Přímá modulace

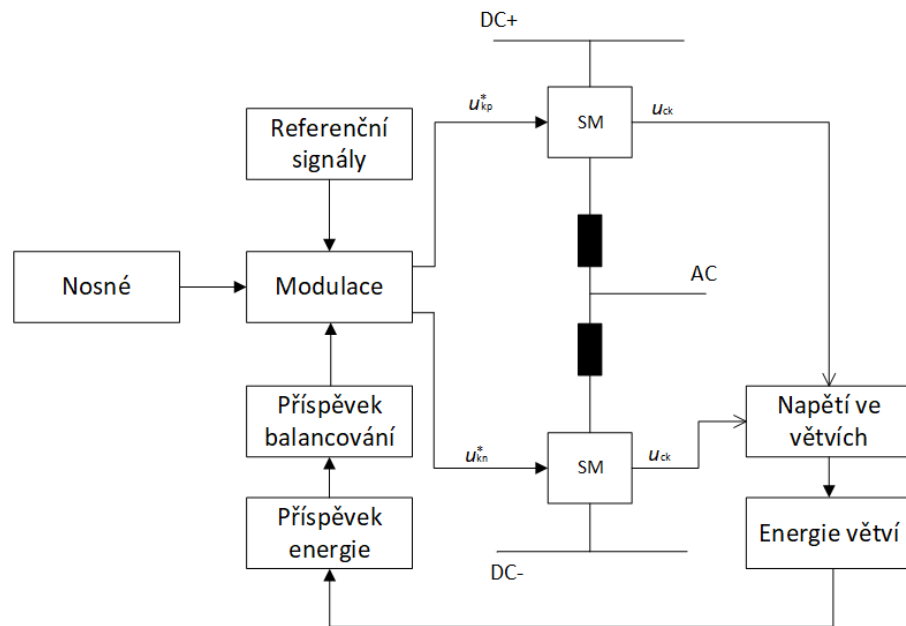
Schéma přímé modulace je na Obr. 21. Napětí horní a dolní větve jsou řízena dvěma komplementárními referenčními signály. Ty jsou porovnávány s LS PWM nosnými a jejich průsečíky dávají okamžiky sepnutí. Metoda generuje $N+1$ napěťových úrovní, pokud nosné pro horní a dolní větev jsou v opačné fázi. Pokud jsou ale použité tytéž nosné pro horní i dolní větev, tak dostaneme $2N+1$ napěťových úrovní. Tento typ řízení je robustní a nevyžaduje žádné měřené hodnoty z měniče, ale spoléhá na přesné balancování napětí kondenzátorů. Měření využívá pouze algoritmus pro řazení napětí kondenzátorů, který může být součástí modulátoru, a tak informace o měření nemusí být posílány do kontroléru. Nevýhodou této metody jsou vyšší okruhové proudy a tedy vyšší ztráty měniče. [4]



Obr. 21 Jednofázové schéma přímé modulace

3.4.2.5 Nepřímá modulace – uzavřená smyčka

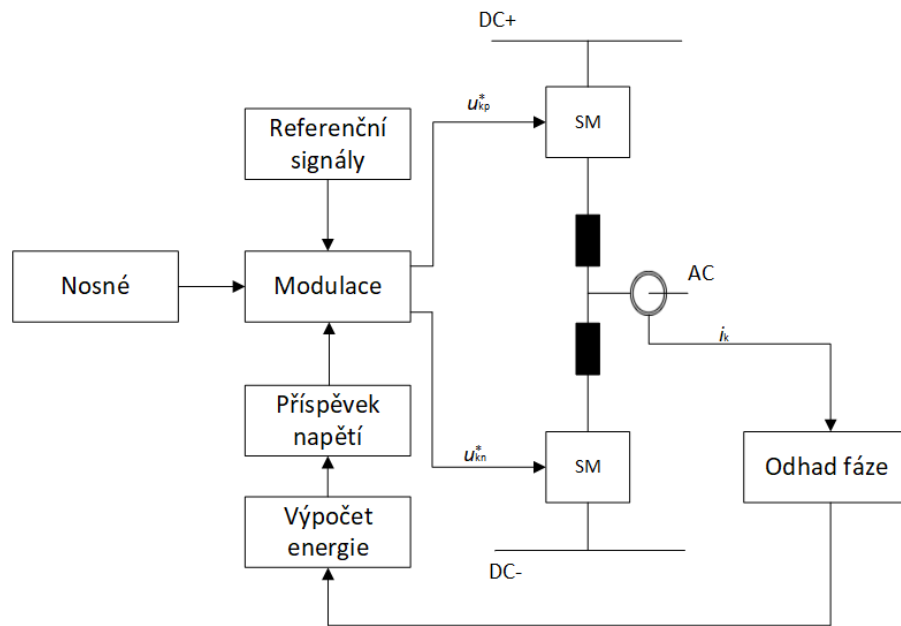
U této metody, jejíž schéma je na Obr. 22, jsou komplementární referenční signály během provozu upravovány podle vypočtených hodnot celkové energie uložené ve větvích. Pak se opět porovnávají s LS PWM. Hodnoty energie v každé větvi se počítají z napětí všech kondenzátorů. Výhodou této techniky je, že se dají ovládat průměrná napětí submodulů, což umožňuje provoz měniče při malém výstupním napětí s více napěťovými hladinami. Také se dá pracovat s nerovnoměrně rozloženými energiemi mezi horní a dolní větví a ovládat okruhové proudy měniče. Oproti přímé modulaci má menší okruhové proudy. Celková energie uložená ve větvích je počítána z napětí všech kondenzátorů, což u měničů s velkým počtem submodulů znamená zajistit spolehlivý a rychlý přenos velkého počtu dat a výpočetního výkonu na zpracování. [4]



Obr. 22 Jednofázové schéma uzavřené smyčky

3.4.2.6 Nepřímá modulace – otevřená smyčka

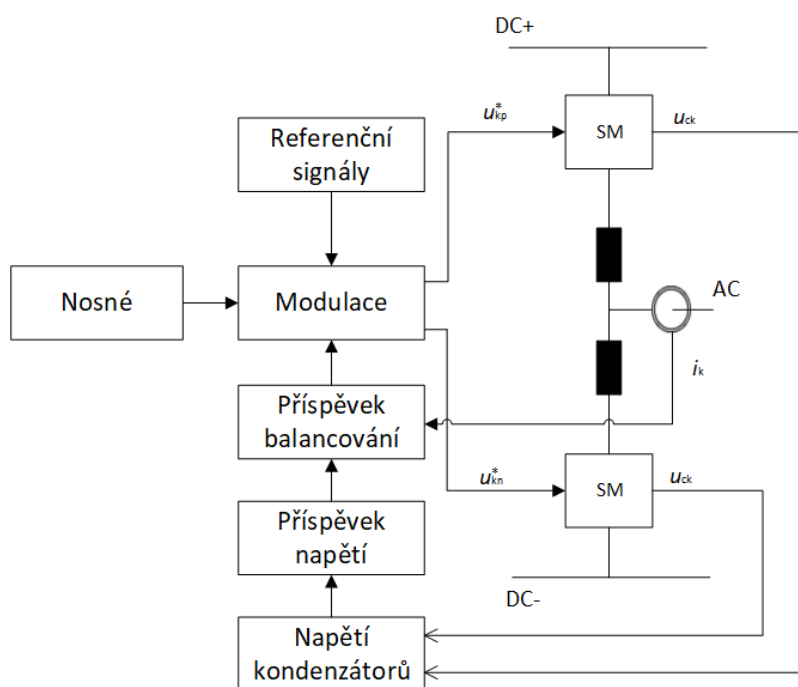
Schéma nepřímé modulace s otevřenou smyčkou je na Obr. 23. Zde jsou opět referenční signály v průběhu provozu upravovány dle vypočtených hodnot celkové energie uložené ve větvích. Ale implementace měření, přenášení a zpracování všech naměřených napětí kondenzátorů může představovat problém, a proto je vhodné získat celkovou uloženou energii ve větvích měřením jiných veličin. Celkovou energii lze vypočítat z výstupního proudu a napětí stejnosměrné strany měniče. Tato technika spoléhá na rovnice popisující dynamiku měniče a je třeba znát jeho skutečné parametry. Napětí kondenzátorů je stále měřeno kvůli balancování napětí, ale tato data nejsou posílána do kontroléru, a tak je tím ušetřen čas a výpočetní výkon kontroléru. Jedná se o přesnou metodu, okruhové proudy jsou při přesném modelu ještě menší než v případě uzavřené smyčky a zvlnění napětí kondenzátorů je také menší. [4]



Obr. 23 Jednofázové schéma otevřené smyčky

3.4.2.7 Řízení s fázovým posuvem nosných

Schéma metody řízení s fázovým posuvem nosných je na Obr. 24. U této metody je každý submodul ovládán zvlášť. K řízení se používají naměřené hodnoty napětí každého kondenzátoru a výstupního proudu. Nosné signály jsou založené na fázově posunuté PWM. Tato technika vždy generuje $2N+1$ napěťových hladin. Protože je každý submodul řízen zvlášť, není potřeba procesu vybírání a řazení kondenzátorů. Provádí se řízení průměrného napětí fáze a balancování jednotlivých napětí kondenzátorů ve větvi. Nevýhodou je zvyšující se náročnost provedení, hlavně pro komunikaci mezi měničem a kontroléry, se zvyšujícím se počtem submodulů. [4]

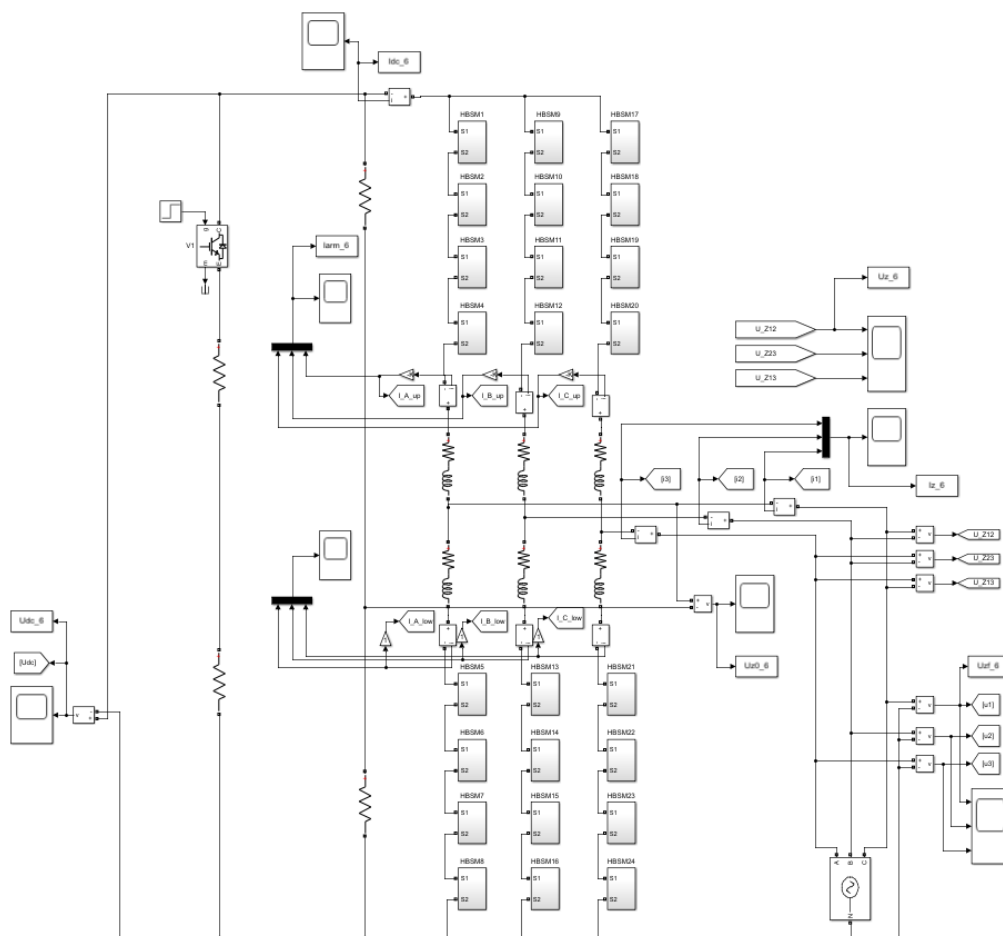


Obr. 24 Jednofázové schéma řízení s fázovým posuvem nosných

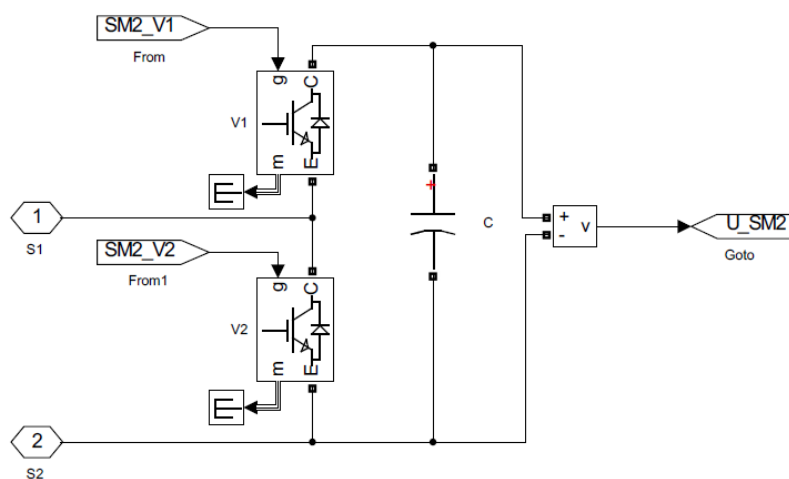
4 Simulace

4.1 Simulační model

Simulační model byl vytvořen v simulačním programu Matlab Simulink. Pro výkonovou část schématu modelu jsem použil *SimPowerSystem toolbox*. Řízení je aplikováno na třífázový modulární víceúrovňový usměrňovač se čtyřmi submoduly ve větvi, viz Obr. 25. Na výstup stejnosměrné strany je připojena na pasivní odporová zátěž. Střídavý zdroj je simulován blokem „*Three-Phase Source*“ z knihovny *SimPowerSystem*. Zdroj má zapojení do hvězdy s vyvedeným středem. Ukázka použitých půlmůstkových submodulů je zobrazena na Obr. 26.



Obr. 25 Silový obvod usměrňovače



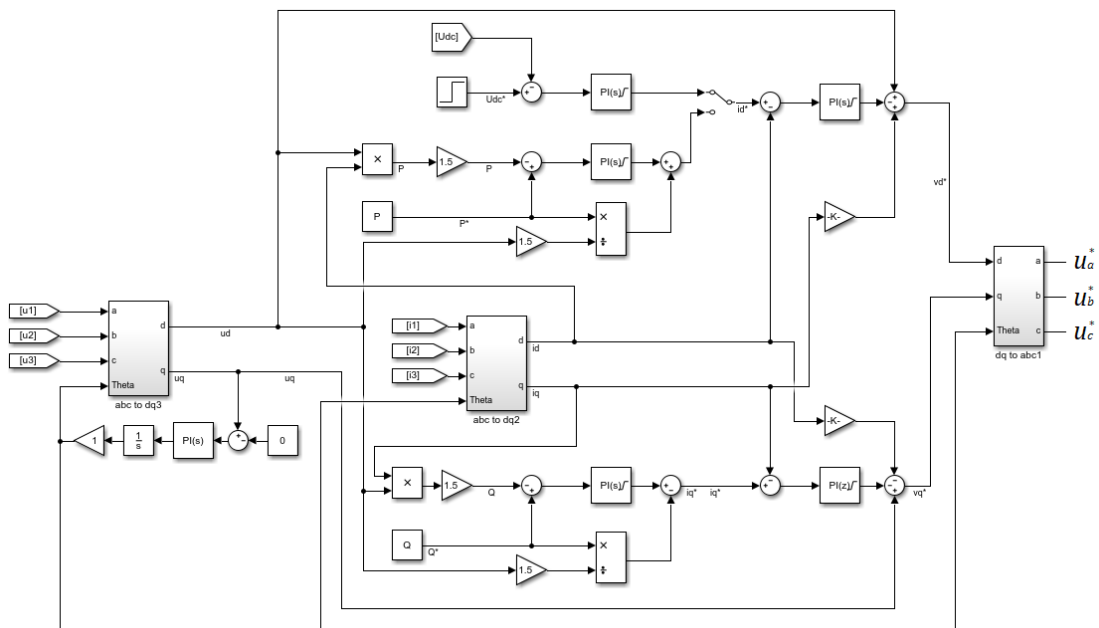
Obr. 26 Půlmůstkový submodul

Použil jsem hlavní řízení popsané v kapitole 3.2. Usměrňovač jsem simuloval v režimu udržování požadovaného stejnosměrného napětí. Aktuální napětí a proudy střídavého vstupu měniče transformuji z trojfázového systému abc do dvoufázového systému souřadnic dq pomocí transformace, která je definována takto [11]:

$$f_{dq} = T(\vartheta) f_{abc}(t) \tag{15}$$

$$T(\vartheta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\vartheta) & -\sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{16}$$

Úhel $\vartheta = \omega t$, je získáván z fázového závěsu (PLL – *Phase Locked Loop*). Protože u_q je v ustáleném stavu rovno nule, kompenzátor fázového závěsu snaží napětí u_q udržet na nulové hodnotě a zajistit tak dq souřadnicový systém synchronizovaný se střídavou stranou usměrňovače.



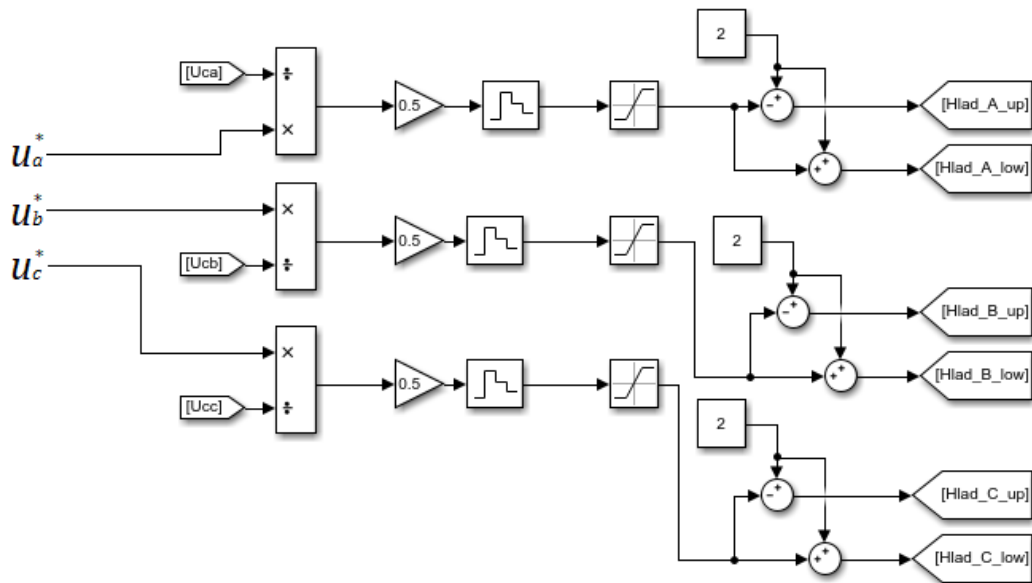
Obr. 27 Hlavní řízení usměrňovače

Výsledné žádané napětí měniče v trojfázovém systému abc získávám inverzní transformací aplikovanou na žádaná napětí u_d^* a u_q^* , která je definována takto [11]:

$$f_{abc}(t) = T^{-1}(\vartheta) f_{dq} \quad (17)$$

$$T^{-1}(\vartheta) = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) \\ \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (18)$$

Referenční napětí získaná z hlavního řízení jsou zpracována NLC modulační technikou, která určuje počet potřebných submodulů zapojených do obvodu v horních a dolních větvích jednotlivých fází usměrňovače. Její realizace je ukázaná na Obr. 28.



Obr. 28 NLC

Informace o požadovaných hladinách napětí je přivedena do bloku balancování napětí kondenzátorů, které je realizováno řídicí metodou. Napětí kondenzátorů ve větvi je porovnáváno každé s každým a nakonec seřazeno od nejvyššího po nejnižší. Na základě

informace o požadovaném počtu submodulů a směru proudu v dané větvi se sérií logických operátorů vybírají potřebné spínací stavy submodulů, které jsou předány do tabulky, podle níž jsou dané submoduly připojovány nebo odpojovány z obvodu.

4.2 Vybrané výsledky simulace

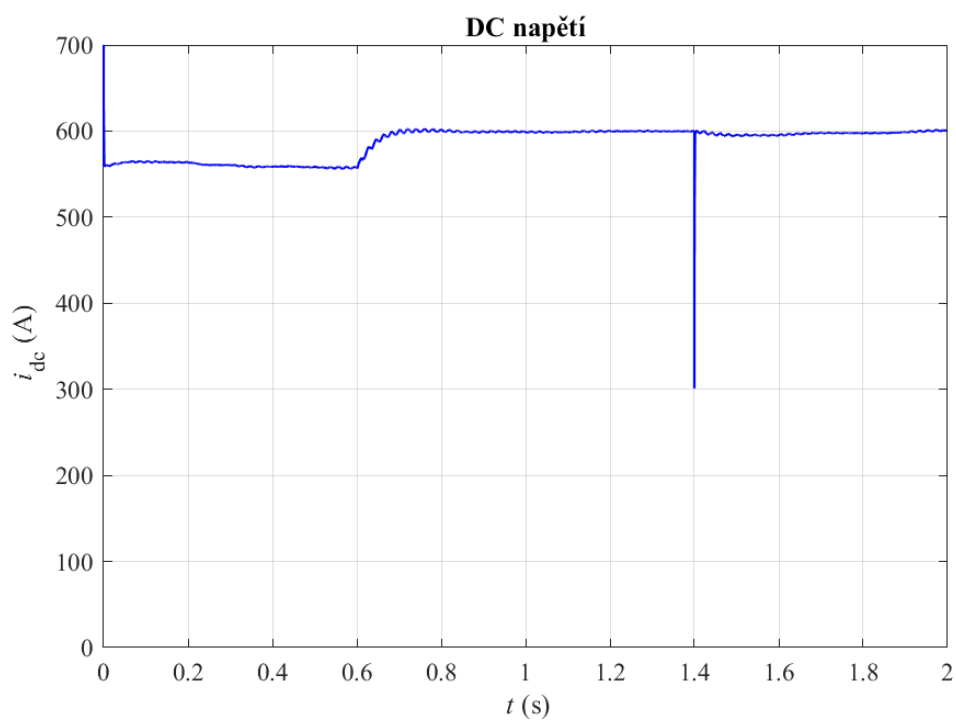
Pro simulaci na modelu představeném v předchozí kapitole byly použity následující parametry:

$U_{ac} = 400 \text{ V}$	sdužené napětí střídavého zdroje
$C_{SM} = 100 \text{ mF}$	kapacita kondenzátorů v submodulech
$U_{C0} = 140 \text{ V}$	počáteční napětí kondenzátorů
$R_{arm} = 200 \text{ m}\Omega$	odpor cívek ve větvích
$L_{arm} = 16 \text{ mH}$	indukčnost cívek ve větvích
$f_c = 1 \text{ kHz}$	spínací frekvence
$R_{Z0} = 30 \text{ }\Omega$	odpor zátěže
$R_{Z1} = 15 \text{ }\Omega$	změna odporu zátěže

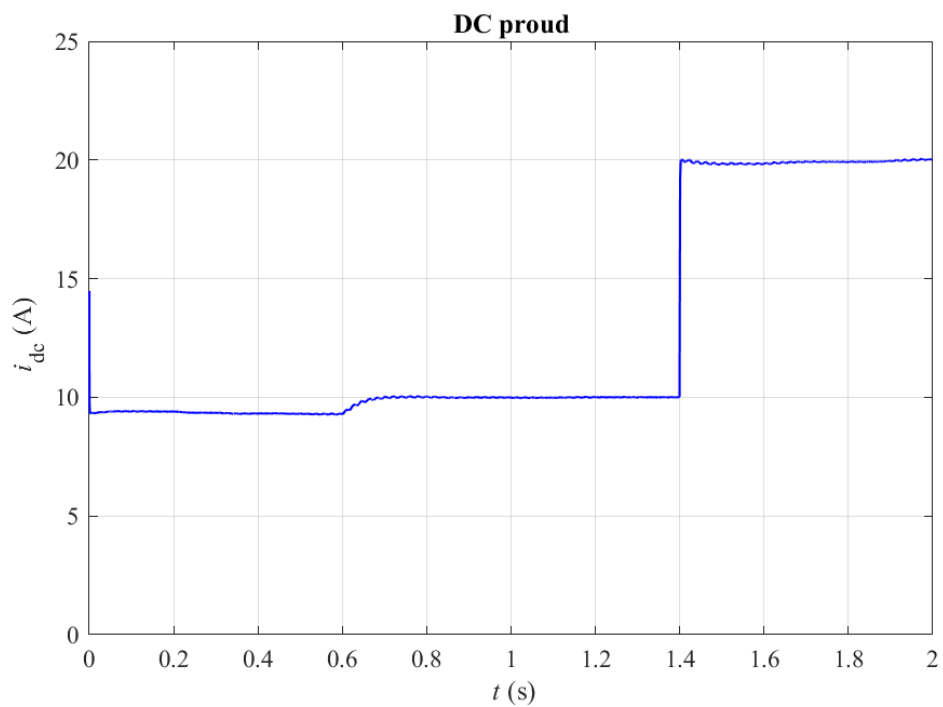
Na Obr. 29 je vidět průběh napětí na výstupní straně usměrňovače. V čase 0,6 s je zadán požadavek na zvýšení napětí na 600 V. Pokles napětí v čase 1,4 s je způsoben změnou odporu zátěže na 15 Ω . Proud tekoucí do zátěže je zobrazen na Obr. 30. Protože jsem použil čistě odporovou zátěž, má proud totožný průběh jako napětí až do času 1,4 s. Po tomto čase se protékající proud zvětšil dvojnásobně, neboť se odpor zátěže zmenšil na polovinu. Zvlnění napětí na výstupu měniče je přibližně 1 %.

Použitý střídavý zdroj simuluje zdroj napětí. Průběhy sduženého a fázového napětí jsou ukázány na Obr. 31. Proudů odebírané ze střídavé sítě záleží na zátěži a na řízení měniče. Na Obr. 32 jsou vidět průběhy odebíraných proudů ze střídavé sítě v průběhu celé simulace a také detail proudů při změně žádaného napětí stejnosměrné strany. Nárůst proudů je způsoben nabíjením kondenzátorů v submodulech na vyšší hodnotu napětí.

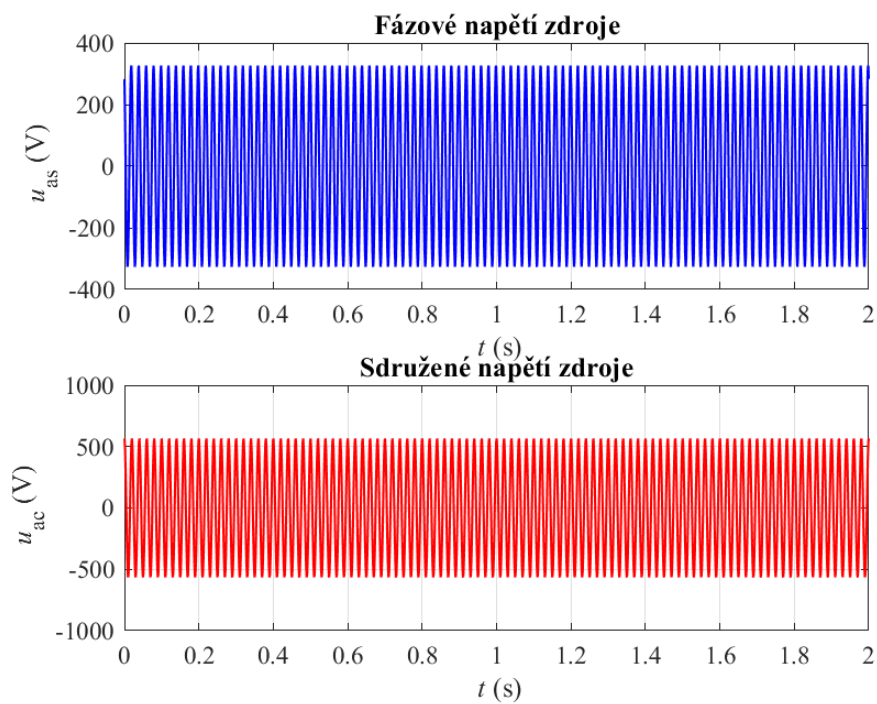
Na Obr. 33 je zobrazen detail průběhů napětí jednotlivých kondenzátorů v jedné fázi, aby bylo vidět, že napětí je pouze kvazikonstantní.



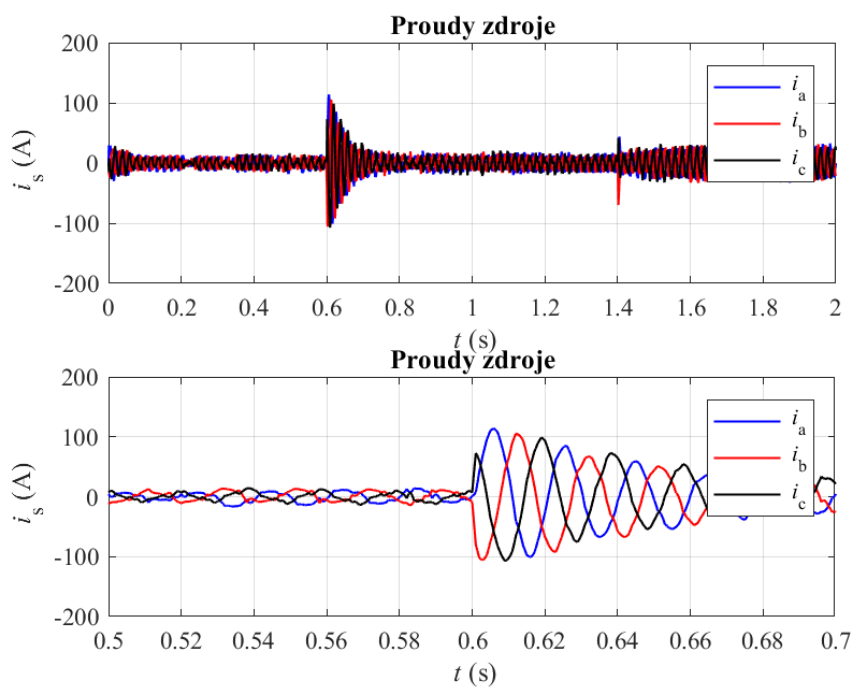
Obr. 29 DC napětí



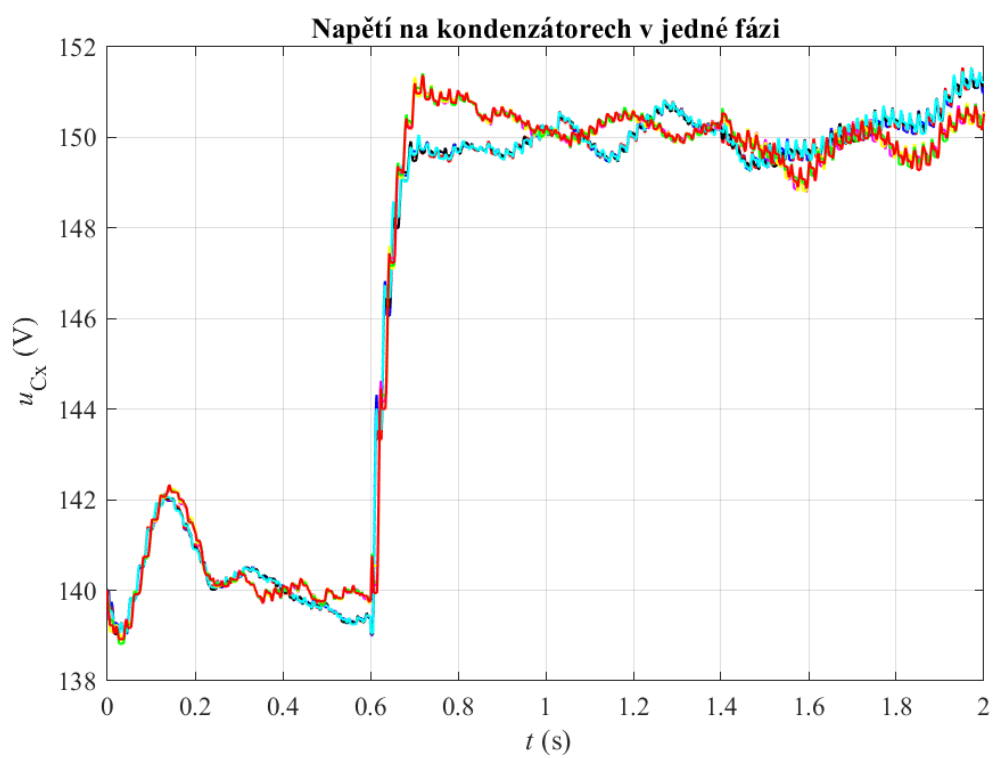
Obr. 30 DC proud



Obr. 31 AC napětí



Obr. 32 AC proudy



Obr. 33 Napětí na kondenzátorech jedné fáze (potlačená nula)

5 Závěr

Prvním úkolem pro vypracování této závěrečné práce bylo prostudovat, jak se může MMC měnič uplatnit v chytrých sítích. Dále jsem měl popsat několik typů submodulů, které se v MMC používají. Třetím bodem bylo se seznámit se strategií řízení MMC, který pracuje jako usměrňovač. A posledním bodem bylo vytvořit jeho funkční simulační model.

V úvodu jsem popsal topologii MMC, několik používaných typů submodulů a shrnul jejich vlastnosti. Na nejpoužívanějším HB-SM je popsána funkce submodulů, jednotlivé spínací stavy a cesty průchodu proudu.

Ve druhé kapitole je vysvětlen pojem chytré sítě a popsáno, co představují a jak by měly fungovat. Nedílnou součástí chytré sítě je energy router. Je to zařízení s nejednotnou definicí a důležitým úkolem distribuovat a řídit tok energie distribuční sítě. Měl by zajistit, že se maximálně využije energie z obnovitelných zdrojů a že se spotřebuje co nejbližší u zdroje. Jednou z částí energy routeru je SST, který obsahuje několik výkonových měničů. Jedním z nich často bývá MMC, který transformuje vysoké střídavé napětí na vysoké napětí stejnosměrné.

Řízení MMC se dělí na několik úrovní. První úroveň je hlavní řízení, které generuje referenční napětí měniče. Hlavní řízení reguluje žádanou veličinu, která se liší podle použití měniče. Druhou úroveň je kontrola a balancování napětí kondenzátorů v submodulech a s tím spojené rozložení uložené energie ve větvích měniče. Poslední úroveň je řízení polovodičových součástek, generování PWM a spínacích impulsů. V třetí kapitole je uvedena metoda řízení výkonů a udržování napětí stejnosměrné strany MMC, která využívá řízení v dvouosém systému souřadnic dq. Dále jsou v třetí kapitole uvedeny modulační techniky pro určení potřebného počtu připojených submodulů. Modulace NLC je lehce implementovatelná, ale PS PWM mívají rovnoměrnější využití submodulů. Pro submodule s více možnými napěťovými hladinami je výhodné použít hybridní PWM. Ve stejné kapitole jsou popsány též metody balancování napětí kondenzátorů. Metoda řazení kondenzátorů je spolehlivá, ale její nevýhodou je zbytečné spínání prvků a vyšší ztráty. Z hlediska spínacích ztrát je výhodnější například metoda CTB Sort, která nahrazuje používaný submodul pouze tehdy, pokud jeho kondenzátor dosáhl tolerančního pásma či je potřeba jiná napěťová hladina na výstupu měniče.

Ve čtvrté kapitole je představen simulační model usměrňovače vytvořený v simulačním prostředí Matlab Simulink. V modulu bylo využito hlavní řízení podrobně popsané ve třetí kapitole. Usměrňovač byl simulován v režimu udržování konstantního stejnosměrného napětí.

Předvedl jsem a popsal nasimulované průběhy jak výstupních stejnosměrných napětí a proudů, tak dodávaných ze střídavého trojfázového napěťového zdroje.

Použitá literatura

- [1] J. Zedník, "Modulační techniky pro modulární víceúrovňové střídače," Praha 2016, bakalářská práce, České vysoké učení technické.
- [2] A. Hassanpoor, K. Ilves, S. Norrga, L. Ångquist and H. P. Nee, "Tolerance-band modulation methods for modular multilevel converters," *Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013 15th European Conference on, Lille, 2013, pp. 1-10.
- [3] A. Hassanpoor, L. Ångquist, S. Norrga, K. Ilves and H. P. Nee, "Tolerance Band Modulation Methods for Modular Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 311-326, Jan. 2015.
- [4] D. Siemaszko, A. Antonopoulos, K. Ilves, M. Vasiladiotis, L. Angquist, and H.-P. Nee, "Evaluation of control and modulation methods for modular multilevel converters," in *Proc. Int. Power Electron. Conf.*, Jun. 2010, pp. 746–753.
- [5] G. Konstantinou and V. Agelidis, "Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal PWM techniques," in *Proc. IEEE Conf. Ind. Electron. Appl.*, 2009, pp. 3399–3404.
- [6] M. Saeedifard and R. Iravani, "Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 4, pp. 2903–2912, Oct. 2010.
- [7] M. Spichartz, V. Staudt, and A. Steimel, "Modular multilevel converter for propulsion system of electric ships," in *Proc. IEEE Electric Ship Technol. Symp.*, 2013, pp. 237–242.
- [8] R. Marquardt, 2010, „Modular multilevel converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-bus-applications,” in *Proc. Int. Power Electron. Conf.*, Sapporo, Japan, 2010, pp. 502–507.
- [9] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard and P. Barbosa, "Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 37-53, Jan. 2015.
- [10] M. Alharbi, M. Mobarrez and S. Bhattacharya, "Control and performance analysis methodology for scale-up of MMC submodules for back-to-back HVDC applications," *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, 2017, pp. 440-447.
- [11] A. Yazdani and R. Iravani, "A unified dynamic model and control for the voltage-sourced converter under unbalanced grid conditions," *2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Montreal, Que., 2006, pp. 1620-1629.
- [12] M. Guan, Z. Xu and Hairong Chen, "Control and modulation strategies for modular multilevel converter based HVDC system," *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, VIC, 2011, pp. 849-854.

-
- [13] R. Marquardt, "Modular Multilevel Converter - Impact on future applications and semiconductors," *Power Electronic Components and their Applications 2017; 7. ETG-Symposium*, Bad Nauheim, Germany, 2017, pp. 1-10.
- [14] P. Hu and D. Jiang, "A Level-Increased Nearest Level Modulation Method for Modular Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 1836-1842, April 2015.
- [15] J. Kolar and G. Ortiz, "Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems," *International Power Electronics Conference (IPEC 2014)*, Hiroshima, Japan, May 18-21, 2014
- [16] Malik, O. P.: *Evolution of Power Systems – A Continuing Progress Towards Smarter Grids*. Plenary Speech I in 2017 IEEE International Conference on Smart Grids and Smart Cities, July 23-26, Singapore.
- [17] P. M. Meshram and V. B. Borghate, "A voltage balancing method applied to direct control strategy of MMC-VSC-HVDC," *2012 9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, Phetchaburi, Thailand, 2012, pp. 1-4.
- [18] Yong Li, Jiye Han, Yijia Cao, Yunxuan Li, Jiamin Xiong, Denis Sidorov, Daniil Panasetsky, "A modular multilevel converter type solid state transformer with internal model control method," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Volume 85,2017,Pages 153-163,ISSN 0142-0615.
- [19] M. G. Molina, "Distributed energy storage systems for applications in future smart grids," *2012 Sixth IEEE/PES Transmission and Distribution: Latin America Conference and Exposition (T&D-LA)*, Montevideo, 2012, pp. 1-7.
- [20] D. Ronanki, N. A. Azeez, L. Patnaik and S. S. Williamson, "Hybrid multi-carrier PWM technique with computationally efficient voltage balancing algorithm for modular multilevel converter," *2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES)*, Hamilton, 2018, pp. 224-229.
- [21] K. Srivastav, A. K. Sahoo, K. V. Iyer and N. Mohan, "Modulation, control, and performance analysis of asymmetric modular multilevel converter (A-MMC)," in *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 5, pp. 834-843, 5 1 2018.
- [22] Yi Xu, Jianhua Zhang, Wenye Wang, A. Juneja and S. Bhattacharya, "Energy router: Architectures and functionalities toward Energy Internet," *2011 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, Brussels, 2011, pp. 31-36.
- [23] J. Zhang, W. Wang and S. Bhattacharya, "Architecture of solid state transformer-based energy router and models of energy traffic," *2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)*, Washington, DC, 2012, pp. 1-8.
- [24] A. Lesnicar, R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range." *Proceedings of the IEEE Bologna Power Tech Conference*, Bologna, Italy, June 2003