

Řízení nových topologií vysokonapěťových výkonových měničů

Pracoviště: RICE
Číslo dokumentu: 22190-011-2024
Typ zprávy: Výzkumná zpráva
Řešitelé: Ing. Zdeněk Kehl,
Doc. Tomáš Glasberger, Ph.D.
Hlavní řešitel: Prof. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
Počet stran: 55
Datum vydání: 22. 8. 2024
Oborové zařazení: JA – Elektronika a optoelektronika, elektrotechnika

Zadavatel / zákazník:

Zpracovatel / dodavatel:

Západočeská univerzita v Plzni
FEL, Univerzitní 8
306 14 Plzeň

Kontaktní osoba:

Ing. Zdeněk Kehl
tel. +420 377 634 140
kehlz@rice.zcu.cz

Tato výzkumná zpráva vznikla s podporou Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR
v rámci projektu SGS-2024-017.

Anotace

Tato práce se zabývá návrhem filtračně kompenzačního zařízení (FKZ), které využívá trojúhelníkové spojení tří pětiúrovňových měničů s kaskádními H-můstky. V práci je proveden výběr vhodné topologie měniče pro FKZ. Dále je v této práci popsán koncept navrhovaného FKZ, který vychází z paralelního aktivního filtru. Navržený řídicí algoritmus je založen na prediktivním regulátoru s konečným počtem akčních zásahů (FCS-MPC) a PQ teorii, která definuje požadované hodnoty pro regulaci na základě analýzy parametrů elektrické energie odebírané z napájecí sítě. Dále je odvozen matematický model jednotlivých částí filtračně kompenzačního zařízení. Rovněž je zde popsán univerzální modulární měnič, který byl vyvinut pro sestavení laboratorního prototypu FKZ.

Klíčová slova

Filtračně kompenzační zařízení, víceúrovňová topologie, měnič, prediktivní řízení, regulátor, kompenzace, spínač, prostorový vektor, modulace.

Název zprávy v anglickém jazyce / Report title

Control of new topologies of high voltage power converters

Anotace v anglickém jazyce / Abstract

This thesis deals with the design of a filter compensation device. The filter-compensation device uses three 5L-CHB converters in delta connection. In this work, a selection of a suitable converter topology for filter-compensation device is made. Furthermore, this work describes the concept of the proposed filter-compensation device, which is based on a parallel active filter. The proposed control is based on a finite control set model predictive control (FCS-MPC) and PQ theory. The PQ theory defines the required values for predictive control from the analysis of the power grid. Mathematical model of individual parts of the filter compensation device is derived.

Klíčová slova v anglickém jazyce / Keywords

Filter-compensation device, multilevel topology, converter, predictive control, controller, compensation, switch, space vector, modulation.

Seznam symbolů a zkratek

*p	Požadovaný činný výkon
*q	Požadovaný jalový výkon
3L-ANPC	Tříúrovňový měnič s aktivním clampingem
3L-FLC	Tříúrovňový měnič s plovoucími kondenzátory
3L-NPC	Tříúrovňový měnič s upínacími diodami
3L-NPP	Tříúrovňový měnič neutral point piloted
5L-CHB	Pětiúrovňový měnič s kaskádními H-můstky
5L-NPC	Pětiúrovňový měnič s upínacími diodami
a	Operátor natočení
AIO	Analogová vstupně-výstupní jednotka
ANPC	Topologie měniče s aktivním clampingem
APOD-SPWM	Alternate Phase Opposition Disposition - SPWM
CAN	Komunikace Controller Area Network
DIF	Direct interface – jednotka pro řízení měničů
FCS-MPC	Prediktivní řízení s konečným počtem akčních zásahů
FKZ	Filtlačně kompenzační zařízení
FLC	Topologie měniče s plovoucími kondenzátory
FWD	Freewheeling Diode
GPC	Generalized predictive control
HB	H-bridge
CHB	Cascaded H-bridge
$i(t)$	Elektrický proud
$i_1(t), i_2(t), i_3(t)$	Vnitřní proudy v trojúhelníkovém zapojení měničů
$i_{CHB}(t)$	Výstupní proud CHB měniče
$i_{KU}(t), i_{KV}(t), i_{KW}(t)$	Kompenzační proudy
IO	Vstupně/výstupní
IR	Infrared
$i_U(t), i_V(t), i_W(t)$	Proudy v napájecí síti
i_{z1}	Výstupní proud první fáze měniče
$i_{zU}(t), i_{zV}(t), i_{zW}(t)$	Proudy generované zátěží
J	Ztrátová funkce
k	Transformační konstanta

L_1, L_2, L_3	Vnitřní indukčnosti v trojúhelníkovém zapojení měničů
LQ	Linear–quadratic regulator
L_T	Indukčnost transformátoru
M2LC	Víceúrovňový měnič s kaskádními půlmůstky
MCU	Micro controler unit – počítačová jednotka
N	Počet hladin víceúrovňového měniče
NPC	Topologie měniče s upínacími diodami
NPP	Topologie měniče neutral point piloted
p	Okamžitá hodnota činného výkonu
PCB	Deska plošných spojů
PD-SPWM	Phase Disposition
p_{loss}	Činný výkon pro balancování kondenzátorů CHB měniče
PODf-SPWM	Phase Opposition Disposition with Variable Frequency
POD-SPWM	Phase Opposition Disposition
PS-SPWM	Phase Shifted
p_{ss}	Stojnosměrná složka činného výkonu
$p_{stříd}$	Střídavá složka činného výkonu
PWM	Pulsně šířková modulace
q	Okamžitá hodnota jalového výkonu
Q_{RR}	Závěrný náboj diody
RB-IGBT	Zpětně blokující tranzistor
R_T	Odpor transformátoru
s	Okamžitá hodnota komplexního výkonu
S	Spínač
SM	Submodul
SPWM	Sinusová pulsně šířková modulace
SVM	Modulace s prostorovým vektorem
U_{CA1}	Napětí na plovoucím kondenzátoru FLC topologie
U_{CE}	Napětí kolektor – emitor IGBT tranzistoru
U_d	Stojnosměrné napětí na vstupním filtru měniče
$u_{DC(t)}$	Napětí na kondenzátoru H-můstku
u_{f1}	Fázové napětí měniče
$u_{CHB1(t)}, u_{CHB2(t)}, u_{CHB3(t)}$	Výstupní napětí měniče s kaskádními H-müstky
$u_{HB(t)}$	Výstupní napětí H-můstku

$u_U(t), u_V(t), u_W(t)$	Fázová napětí napájecí sítě
$u_{UV}(t), u_{VW}(t), u_{WU}(t)$	Sdružená napětí napájecí sítě
U_Z	Napětí na zátěži
$\widehat{u_Z}$	Prostorový vektor výstupního napětí třífázového měniče
u_{ZA}, u_{ZB}, u_{ZC}	Okamžité hodnoty napětí ve fázích A, B, C
V	Dioda
x	Proměnná charakterizující spínací kombinaci
δ	Elektrický úhel definují fázový posuv pilových signálů
λ	Váhový koeficient

Obsah

1	ÚVOD	7
2	SOUČASNÝ STAV POZNÁNÍ.....	8
2.1	VARIANTY FILTRAČNĚ KOMPENZAČNÍCH ZAŘÍZENÍ	8
2.2	TOPOLOGIE VÍCEÚROVŇOVÝCH MĚNIČŮ	11
2.2.1	<i>Základní topologie víceúrovňových měničů.....</i>	<i>11</i>
2.2.2	<i>Modulární víceúrovňové topologie.....</i>	<i>15</i>
2.2.3	<i>Hybridní topologie víceúrovňových měničů.....</i>	<i>17</i>
2.3	METODY ŘÍZENÍ VÍCEÚROVŇOVÝCH MĚNIČŮ	18
2.3.1	<i>Sinusová pulzně šířková modulace (SPWM)</i>	<i>18</i>
2.3.2	<i>Modulace s prostorovým vektorem (SVM)</i>	<i>21</i>
2.3.3	<i>Prediktivní řízení</i>	<i>22</i>
3	CÍLE PRÁCE	24
4	VÝBĚR VHODNÉ TOPOLOGIE MĚNIČE PRO FKZ.....	24
4.1	TOPOLOGIE NEUTRAL POINT PILOTED (NPP)	24
4.2	TOPOLOGIE CASCADED H-BRIDGE (CHB)	29
5	FILTRAČNĚ KOMPENZAČNÍ ZAŘÍZENÍ S KASKÁDNÍMI H-MŮSTKY	31
5.1	TOPOLOGIE FILTRAČNĚ KOMPENZAČNÍHO ZAŘÍZENÍ	31
5.2	MATEMATICKÝ MODEL FILTRAČNĚ KOMPENZAČNÍHO ZAŘÍZENÍ	32
5.2.1	<i>Matematický model obecného H-můstku</i>	<i>34</i>
5.2.2	<i>Matematický model měniče 5L-CHB</i>	<i>35</i>
6	ŘÍDICÍ ALGORITMUS FKZ S KASKÁDNÍMI H-MŮSTKY	36
6.1	ANALÝZA SÍTĚ	36
6.1.1	<i>PQ teorie.....</i>	<i>37</i>
6.2	REGULÁTOR FCS-MPC	40
6.2.1	<i>Model prediktivního řízení.....</i>	<i>40</i>
6.2.2	<i>Ztrátová funkce</i>	<i>41</i>
6.3	SIMULACE.....	42
7	PROTOTYP UNIVERZÁLNÍHO MODULÁRNÍHO MĚNIČE	47
8	ZÁVĚR	49

1 Úvod

Kvalita a stabilita elektrické energie je dnes velmi diskutovanou otázkou. Dodavatelé elektrické energie musí udržovat kvalitu elektrické energie v předepsaných mezích, čímž je zajištěna stabilita a elektromagnetická kompatibilita distribuční sítě s připojenými zařízeními. Aby dodavatelé byly schopni udržet požadovanou kvalitu elektrické energie v distribuční síti, jsou do infrastruktury stále více nasazována zařízení, která zlepšují kvalitu elektrické energie. Jedná se o aktivní filtry, balancéry a statické kompenzátory. [1]

Distribuční síť je stále více zatížena velkým množstvím spotřební elektroniky, která pro své napájení využívá spínané zdroje. I přes to, že se jedná o spotřebiče malých výkonů, tak jejich dopad, zejména z důvodu jejich množství, je na degradaci elektrické energie značný. V průmyslových oblastech je distribuční síť zatížena především nelineárními zátěžemi, které odebírají nesinusový proud se značnou pátou a sedmou harmonickou složkou. [2]

Velký vliv na kvalitu elektrické energie v distribuční síti mají i zařízení, které vyrábí elektrickou energii z obnovitelných zdrojů. Jedná se především o větrné a solární elektrárny, které jsou do sítě připojeny přes výkonový měnič, který je zdrojem vyšších harmonických složek v oblasti spínací frekvence. Navíc tyto systémy dodávají množství elektrické energie v závislosti na aktuálním počasí. To může vést na problémy s fluktuací elektrické energie, což může způsobit deformaci napěťové křivky v distribuční síti. [3], [4], [5].

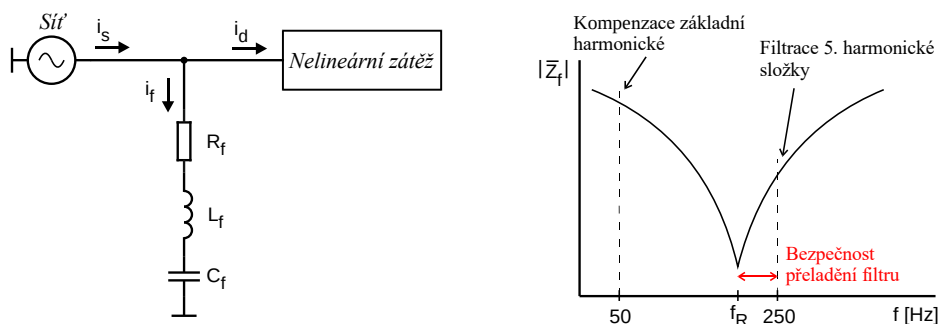
V dnešní době začíná být kvalita elektrické energie sledována nejen v domácích a průmyslových distribučních sítích, ale i v napájecích sítích pro elektrickou trakci. Moderní trakční pohony využívají frekvenční měnič, který je zdrojem vyšších harmonických složek. Tyto kmitočty jsou generovány do napájecí sítě v místě aktuálního pohybu vozidla. To může způsobit rezonance, což může vést až k nestabilitě trakční napájecí sítě. Proto jsou dnes vyvíjeny nové generace trakčních napájecích stanic, které jsou vybaveny filtračně kompenzačním zařízením. [6]

2 Současný stav poznání

Tato kapitola je rozdělena do tří částí. První část je zaměřena na základní varianty filtračně kompenzačních zařízení. V druhé části jsou popsány topologie víceúrovňových měničů. Jsou zde zahrnuty základní topologie, jako např. tříúrovňový měnič s upínacími diodami nebo s plovoucími kondenzátory, dále zástupci modulárních víceúrovňových měničů (měnič s kaskádně řazenými půlmůstky a H-můstky) a na závěr jsou uvedeny některé z hybridních víceúrovňových topologií. Třetí část této kapitoly je zaměřena na metody řízení víceúrovňových měničů. Jsou zde popsány varianty sinusové pulsně šířkové modulace pro víceúrovňové měniče, modulace s prostorovým vektorem a velmi perspektivní prediktivní řízení.

2.1 Varianty filtračně kompenzačních zařízení

Obecně lze filtračně kompenzační zařízení rozdělit na pasivní a aktivní filtry. Obě tyto skupiny zajišťují jak filtraci vyšších harmonických složek, tak i kompenzaci jalového výkonu v napájecí síti. Pasivní filtry jsou konstruovány jako sériový rezonanční obvod, který je naladěný tak, aby svojí charakteristikou kompenzoval induktivní odběr na základní harmonické (50 Hz) a zároveň filtroval nežádoucí kmitočty, které jsou generovány do sítě nelineární zátěží. Zpravidla to bývají charakteristické harmonické, které jsou do sítě generovány diodovými usměrňovači tj. 5, 7, 11, 13 harmonická. Pasivní filtry lze naladit pouze na jeden rezonanční kmitočet. Pokud je nutné filtrovat více harmonických složek, musí být pasivní filtry řazeny kaskádně, což přináší určitá rizika. Největším rizikem je paralelní rezonance dvou sousedních filtrů, která může nastat při odpojování skupiny filtrů nebo přeladění jednoho ze sousedních filtrů vlivem stárnutí pasivních součástek. Kaskádně řazené pasivní filtry musí být naladěny tak, aby byl filtrovaný kmitočet nad rezonančním kmitočtem filtru. Tím je zajištěna bezpečnost před přeladěním filtru vlivem časové nestálosti parametrů pasivních součástek.

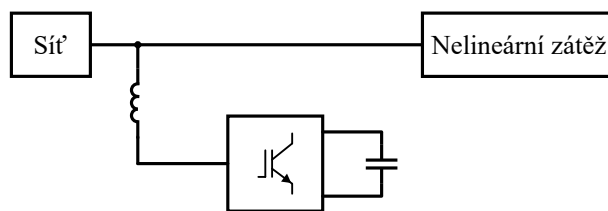


Obr. 2.1 Pasivní RLC filtr

Další skupinou jsou aktivní filtry. Aktivní filtry využívají polovodičové měniče, které jsou regulovány tak, aby svým výstupem kompenzovaly jalový výkon a harmonické, které jsou do napájecí sítě generovány nelineární zátěží. Základem aktivních filtrů je generátor zbytkové křivky, jejíž tvar definuje signál, který musí být aktivním filtrem injektován do napájecí sítě. Podle způsobu připojení do napájecí sítě lze aktivní filtry rozdělit na sériové, paralelní a kombinované [22] [23].

Paralelní aktivní filtr je do sítě připojen paralelně k zátěži, jak je znázorněno na Obr. 2.2. Základem paralelního aktivního filtru je pulsní usměrňovač, který se chová jako zdroj proudu. Křivka kompenzačního proudu je shodná s křivkou odebíraného proudu zátěží s tím rozdílem, že kompenzační proud je generován do sítě v protifázi a bez přítomnosti první harmonické

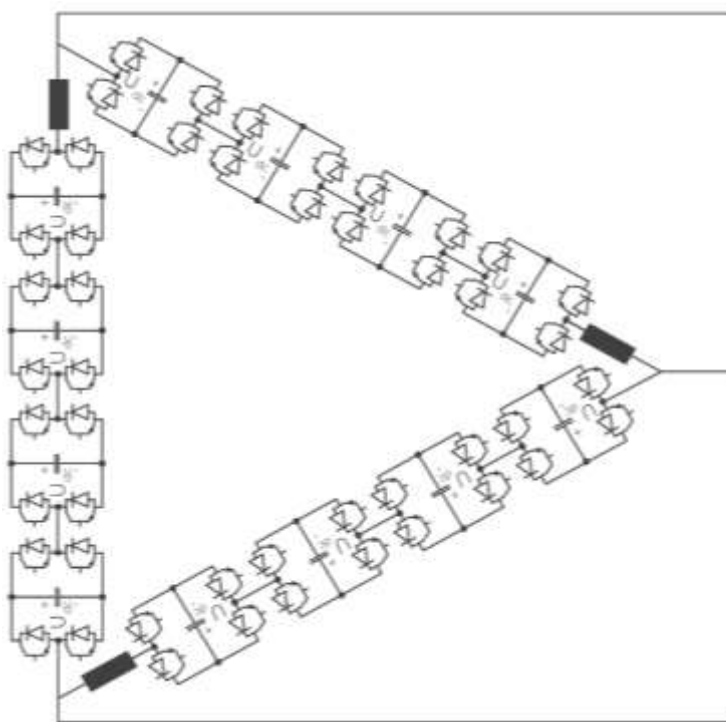
složky. To má za následek eliminaci nežádoucích harmonických složek a kompenzaci jalového výkonu v síti. Paralelní aktivní filtr bývá k síti připojen přes pasivní filtr pracující jako dolní propust, který filtruje harmonické složky proudu v oblasti spínací frekvence měniče. Paralelní aktivní filtry upravují kvalitu elektrické energie směrem od zátěže ke zdroji.



Obr. 2.2 Paralelní aktivní filtr

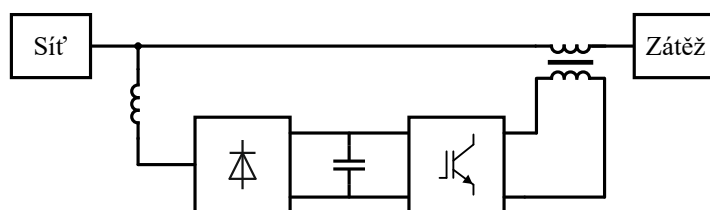
Paralelní filtry se často označují zkratkou STATCOM (Static Synchronous Compensator). Jako polovodičový měnič může být použit klasický dvouúrovňový napěťový střídač nebo tříúrovňový měnič s upínacími diodami [38] [39]. Tyto varianty jsou vhodné pro aplikace nízkého napětí, jelikož blokovací napětí polovodičových prvků je technologicky omezené. V případě nasazení STATCOMu s dvouúrovňovým napěťovým střídačem do vysokonapěťových aplikací je nutné použít transformátor, který zajistí dostatečně nízké napětí na sekundární straně měniče.

Moderní STATCOMy využívají modulární víceúrovňové měniče, díky kterým mohou být připojeny přímo do napájecí sítě. Jedna z nejčastějších topologií, která je využívána pro vysokonapěťové STATCOMy je topologie s kaskádními H-můstky. Velmi často jsou využívány tři měniče CHB, které jsou zapojené do trojúhelníku nebo do hvězdy. [40] [41] Použitím dostatečného počtu modulů lze dosáhnout potřebného blokovacího napětí měniče. S rostoucím počtem buněk v kaskádě dochází také k nárůstu úrovně výstupního napětí, což má příznivý vliv na zvlnění výstupního proudu, a tudíž i na skladbu harmonických složek. Na obrázku Obr. 2.3 je znázorněn STATCOM, který využívá modulární víceúrovňovou topologii CHB.



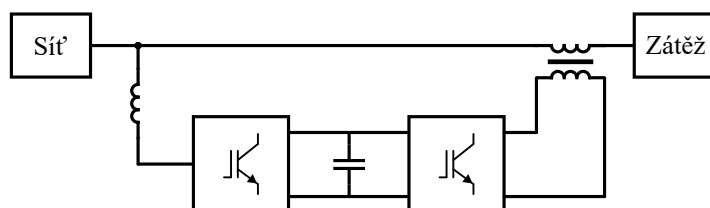
Obr. 2.3 STATCOM s modulárním víceúrovňovým měničem CHB [42]

Sériové aktivní filtry slouží ke stabilizaci napětí v konkrétním místě napájecí sítě. Sériový aktivní filtr je tvořen frekvenčním měničem, který může být napájen buď přímo z kompenzované sítě, nebo z jiného zdroje elektrické energie. Napěťový výstup je připojen přímo na svorky zátěže, která vyžaduje definovanou kvalitu elektrické energie v místě připojení. Sériový aktivní filtr umožňuje udržovat amplitudu napětí, kompenzovat napěťové špičky nebo poklesy, odstraňovat harmonické a zajišťovat symetrické rozložení napětí. Sériový aktivní filtr je často používán jako linkový kondicionér, který vyrovnává úbytky napětí na koncích dlouhého vedení. Sériový aktivní filtr upravuje kvalitu elektrické energie v místě připojení zátěže.



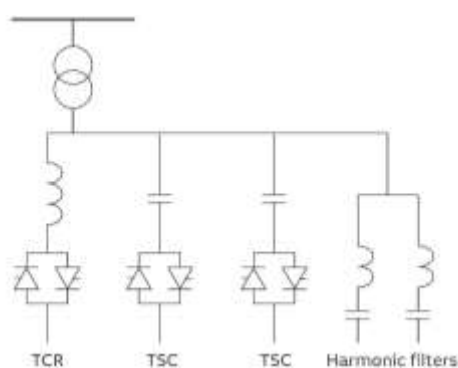
Obr. 2.4 Sériový aktivní filtr

Kombinovaný aktivní filtr je dán spojením paralelního a sériového aktivního filtru. Tato varianta aktivního filtru umožňuje jak injektáž kompenzačního proudu do napájecí sítě tak i superponování napěťové křivky v místě připojení. Schématické znázornění kombinovaného aktivního filtru je na Obr. 2.5. [7].



Obr. 2.5 Kombinovaný aktivní filtr

Kromě pasivních a aktivních filtrů lze pro kompenzaci účinníku využít prvky SVC (Static var Compensator). Mezi prvky SVC patří tyristorově spínané reaktory TSR (Thyristor switched reactors), tyristorově spínané kapacity TSC (Thyristor switched capacitors) a tyristorově řízené reaktory TCR (Thyristor controlled reactors). V reálných aplikacích se jednotlivé prvky SVC využívají společně, čímž lze docílit plynulé regulace v celém rozsahu potřebného jalového výkonu. [7] Indukčnost může být buď spínána, nebo fázově řízena. Kondenzátory mohou být opět buď plynule řízeny polovodičovým spínačem, nebo stupňovitě připínány dle potřeby. Nevýhodou tyristorově spínaných prvků je přítomnost vyšších harmonických složek. Proto je nutné prvky SVC doplnit o pasivní filtry. Na obrázku Obr. 2.6 je znázorněno schématické zapojení prvků SVC.



Obr. 2.6 Schématické znázornění prvků SVC [42]

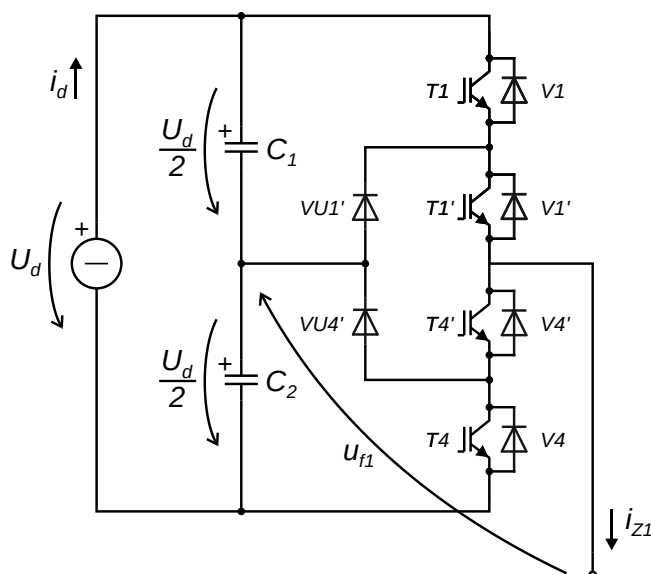
Literatura [37] se zabývá analýzou vlivu SVC a STATCOMu na reálnou napájecí síť. Ze studie vyplývá, že STATCOM má rychlejší odezvu oproti SVC. Rychlejší odezva STATCOMu se projevuje především efektivnějším tlumením napěťových oscilací v napájecí síti.

2.2 Topologie víceúrovňových měničů

Z pohledu klasifikace jsou v této práci zmiňované topologie rozděleny do tří skupin. První skupinou jsou základní víceúrovňové měniče, které vycházejí z konceptu klasických dvouúrovňových napěťových střídačů. Stejnosemnný meziobvod bývá zpravidla rozdělen kondenzátorovým děličem nebo jsou kondenzátory implementovány přímo do jednotlivých větví měniče. Jednotlivé větve jsou pak doplněny o další výkonové prvky, které jednak zajišťují rovnoměrné rozložení blokovacího napětí na polovodičových součástkách a také umožňují připojovat jednotlivé hladiny na výstup měniče. V této skupině jsou zahrnuty topologie jako např. topologie s upínacími diodami nebo plovoucími kondenzátory. Druhou skupinou jsou modulární víceúrovňové topologie, které využívají kaskádně spojené buňky s jednoduchou vnitřní topologií. Tyto měniče v dnešní době našly uplatnění především ve vysokonapěťových aplikacích. Poslední skupinou jsou hybridní víceúrovňové topologie, jejichž koncepce většinou vychází z kombinace základních druhů víceúrovňových měničů.

2.2.1 Základní topologie víceúrovňových měničů

Na obrázku Obr. 2.7 je uvedena jedna fáze tříúrovňové topologie měniče s upínacími diodami (3L-NPC). Topologie 3L-NPC obsahuje v horní i spodní větvi dva sériově spojené tranzistory se zpětnými diodami [12]. Středů sériového spojení tranzistorů jsou připojeny pomocí upínacích diod ke středu stejnosměrného meziobvodu, který je vytvořen kapacitním děličem C_1 a C_2 . Upínací diody zajišťují vhodné rozložení potenciálu na sériových spínačích. Každý tranzistor následně blokuje pouze poloviční napětí stejnosměrného meziobvodu $U_d/2$.



Obr. 2.7 Tříúrovňová topologie měniče s upínacími diodami (3L-NPC)

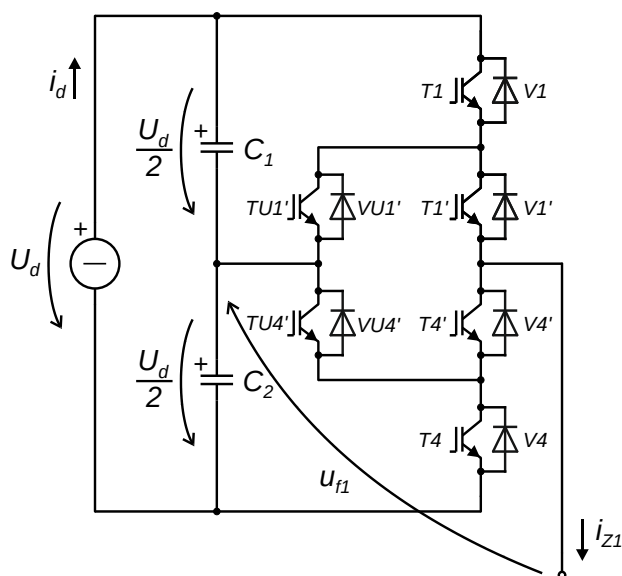
Fázové napětí měniče u_{f1} má tři hladiny $U_d/2$, 0 , $-U_d/2$. Sepnutím prvků $T1$, $T1'$ lze vytvořit kladnou hladinu o velikosti $U_d/2$, sepnutím prvků $T4$, $T4'$ lze vytvořit záporné fázové napětí $-U_d/2$ a sepnutím prvků $T1'$, $T4'$ lze dosáhnout nulové výstupní hladiny. Zmiňované úrovně fázového napětí jsou podmíněny tím, že kondenzátory rozdělující stejnosměrný meziobvod budou balancovány tak, že na každém z nich bude v ideálním případě napětí o velikosti $U_d/2$ [8].

Při řízení třífázové varianty měniče s upínacími diodami je pro balancování kondenzátorového děliče využívána skutečnost, že některé prostorové vektory výstupního napětí lze realizovat několika spínacími kombinacemi celého měniče. Pro využití této vlastnosti musí být známy napětí na kondenzátorech C_1 , C_2 a orientace proudů zátěže. Na základě znalosti rozvážení kondenzátorů a orientaci proudů regulátor vybírá vhodnou spínací kombinaci celého měniče, která zajistí požadované napětí na zátěži a zároveň zajistí vyrovnaní napětí na kondenzátorech.

U topologie 3L-NPC existuje několik zakázaných spínacích kombinací, které by způsobily zkrat kondenzátorů stejnosměrného meziobvodu.

- Spínací kombinace $T1$, $T1'$, $T4'$ by způsobila zkrat kondenzátoru C_1 . Proto je nutné vkládat mrtvé časy mezi vypnutí tranzistoru $T1$ a sepnutí tranzistoru $T4'$.
- Spínací kombinace $T1'$, $T4$, $T4'$ by způsobila zkrat kondenzátoru C_2 . Proto je nutné vkládat mrtvý čas mezi sepnutí prvku $T1'$ a vypnutí $T4$.
- Spínací kombinace $T1$, $T1'$, $T4$, $T4'$ by způsobila zkrat celého stejnosměrného meziobvodu. Tato spínací kombinace je zakázaná.

Na obrázku Obr. 2.8 je znázorněna jedna fáze tříúrovňového měniče s aktivním clampingem (3L-ANPC). Jedná se o aktivní verzi měniče s upínacími diodami. Tím, že jsou upínací diody nahrazeny upínacími tranzistory, dochází k nárůstu redundantních spínacích kombinací pro nulovou hladinu výstupního napětí. Vyšší počet redundantních spínacích kombinací umožňuje docílit lepšího rozložení výkonových ztrát na polovodičových součástkách [25].



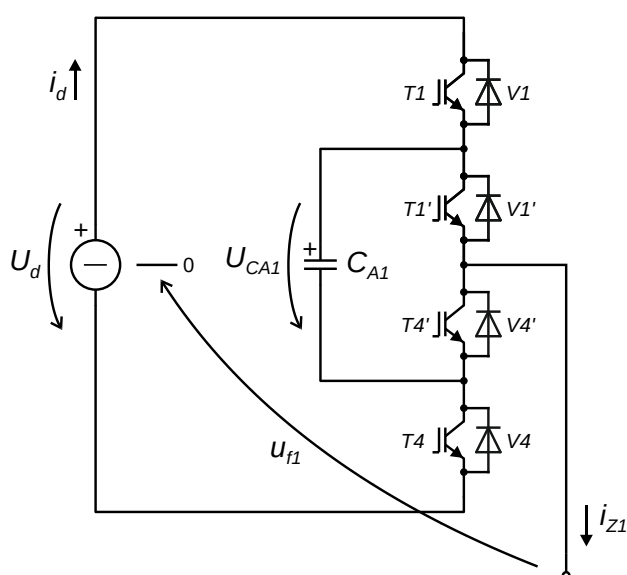
Obr. 2.8 Tříúrovňová topologie měniče s aktivním clampingem (3L-ANPC)

Výstupní fázové napětí u_{f1} má tři hladiny $U_d/2$, 0 , $-U_d/2$, stejně jako v případě tříúrovňové topologie s upínacími diodami. Zakázané spínací kombinace u topologie 3L-ANPC jsou:

- Spínací kombinace $T1$, $TU1'$ by způsobila zkrat kondenzátoru C_1 . Proto je nutné vkládat mrtvé časy mezi vypnutí tranzistoru $T1$ a sepnutí tranzistoru $TU1'$.
- Spínací kombinace $T1$, $T1'$, $T4'$ by způsobila zkrat kondenzátoru C_1 . Proto je nutné vkládat mrtvé časy mezi vypnutí tranzistoru $T1$ a sepnutí tranzistoru $T4'$.

- Spínací kombinace T1', T4, T4' by způsobila zkrat kondenzátoru C2. Proto je nutné vkládat mrtvý čas mezi sepnutí prvku T1' a vypnutí T4.
- Spínací kombinace T4, TU4' by způsobila zkrat kondenzátoru C2. Proto je nutné vkládat mrtvé časy mezi vypnutí tranzistoru T4 a sepnutí tranzistoru TU4'.
- Spínací kombinace T1, T1', T4, T4' by způsobila zkrat celého stejnosměrného meziobvodu. Tato spínací kombinace je zakázána.

Další, velmi populární topologií víceúrovňových měničů, je topologie s plovoucími kondenzátory. Jedna fáze tříúrovňového měniče s plovoucími kondenzátory (3L-FLC) je znázorněna na obrázku Obr. 2.9. Topologie využívá opět dva sériově spojené spínače v horní a spodní větvi. Mezi sériové spínače horní a spodní větve je paralelně připojen kondenzátor CA1, který tvoří protinapětí UCA1 k napětí stejnosměrného meziobvodu Ud. Tím je docíleno, že polovodičové prvky blokují napětí pouze o velikosti rozdílu napětí stejnosměrného meziobvodu a napětí na plovoucím kondenzátoru $U_d - U_{CA1}$ [8].



Obr. 2.9 Tříúrovňová topologie měniče s plovoucími kondenzátory (3L-FLC)

V případě tříúrovňové varianty měniče s plovoucími kondenzátory je vhodné, aby byl plovoucí kondenzátor balancován na polovinu napětí stejnosměrného meziobvodu, tedy na $U_d/2$. Potom fázové napětí měniče nabývá hladin $U_d/2$, 0, $-U_d/2$. Sepnutím prvků T1, T1' je připojen k výstupu první fáze kladný pól stejnosměrného meziobvodu a vůči virtuální nule je velikost fázového napětí měniče u_{f1} rovna $U_d/2$. Naopak záporné výstupní napětí $-U_d/2$ je realizováno sepnutím spínačů T4, T4'. Nulová hladina fázového napětí měniče je vytvořena sepnutím prvků T1, T4' nebo T4, T1'. Jelikož lze nulovou hladinu realizovat dvěma způsoby, jsou tyto redundantní spínací kombinace využívány pro balancování napětí na kondenzátoru CA1, jak uvádí tabulka Tab. I.

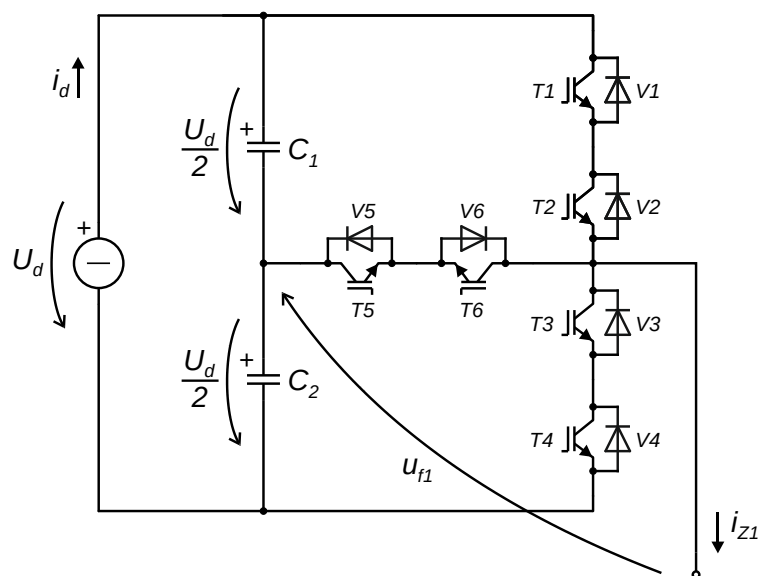
Tab. 1 Vliv nulových vektorů na vývoj napětí plovoucího kondenzátoru

Orientace proudu	$i_{Z1} > 0$		$i_{Z1} < 0$	
Velikost napětí U_{CA1}	$U_{CA1} > U_d/2$	$U_{CA1} < U_d/2$	$U_{CA1} > U_d/2$	$U_{CA1} < U_d/2$
Spínací kombinace nulového vektoru	$V1', V4$	$V1, V4'$	$V1, V4'$	$V1', V4$
Vývoj napětí po aplikaci nulového vektoru	Klesá	Roste	Klesá	Roste

Během řízení tříúrovňového měniče s plovoucími kondenzátory nesmí dojít k vyzkratování plovoucího kondenzátoru. Proto je nutné respektovat zakázané spínací kombinace:

- Spínací kombinace $T1', T4'$ by způsobila zkrat kondenzátoru CA1. Tato spínací kombinace je zakázaná.
- Spínací kombinace $T1, T4, T1', T4'$ by způsobila zkrat stejnosměrného meziobvodu. Tato spínací kombinace je zakázaná.

Na obrázku Obr. 2.10 je uvedena tříúrovňová topologie měniče Neutral Point Piloted (3L-NPP) [27]. Stejnosměrný meziobvod zmiňované topologie je opět rozdělen kondenzátorovým děličem, jehož střed tvoří nulový potenciál stejně jako u topologie s upínacími diodami. Rozdílem je, že u topologie 3L-NPP je nulový potenciál připojován k zátěži přímo pomocí obousměrného spínače, který je nejčastěji tvořen antisériovým spojením dvou tranzistorů a zpětných diod. V horní a spodní větvi jsou umístěny dva sériově spojené tranzistory se zpětnými diodami. Rozložení napětí na sériově spojených prvcích není nijak definováno, proto je nutné sériově spojené spínače vybavit RCD ochranami, aby nedocházelo k přepětí při vypínání a zapínání aktivních prvků v příčné větvi měniče.



Obr. 2.10 Tříúrovňová topologie měniče Neutral Point Piloted (3L-NPP)

Stejně jako u topologie s upínacími diodami, i zde je nutné balancovat kondenzátory vstupního děliče v stejnosměrném meziobvodu. Pro vyrovnaní napětí na kondenzátorech je

opět využita skutečnost, že některé prostorové vektory výstupního napětí lze realizovat více způsoby.

V případě, že je obousměrný spínač tvořen antisériovým spojením tranzistorů se společným emitorem, je možné vhodným řízením dosáhnout měkkého spínání prvků obousměrného spínače. Tím lze snížit spínací ztráty polovodičových prvků [26].

Při řízení topologie 3L-NPP musí být respektovány zakázané spínací kombinace:

- Spínací kombinace T1, T2, T6 by způsobily zkrat kondenzátoru C1. Proto je nutné vkládat mrtvé časy mezi vypínání prvků T1, T2, a spínání prvku T6.
- Spínací kombinace T3, T4, T5 by způsobily zkrat kondenzátoru C2. Proto je nutné vkládat mrtvé časy mezi vypínání prvků T3, T4, a spínání prvku T5.
- Spínací kombinace T1, T2, T3, T4, by způsobila zkrat stejnosměrného meziobvodu. Proto je nutné vkládat mrtvé časy mezi spínání prvků T1, T2 a T3, T4.

Výše uvedené topologie je možné realizovat nejen jako tříúrovňové, ale i jako pětiúrovňové případně i s ještě větším počtem úrovní. S navyšováním úrovní výstupního napětí se objevují další technické problémy, které vedou na složitější řešení zmiňovaných topologií. Proto jsou topologie NPC, ANPC a NPP nejčastěji používány pouze jako tříúrovňové.

V případě pětiúrovňové topologie měniče s upínacími diodami 5L-NPC je nutné rozdělit napětí stejnosměrného meziobvodu na čtyři rovnoměrné části. To vede na složitější kondenzátorový dělič, který se skládá ze čtyř kondenzátorů, jejichž napětí musí být pomocí řídicího algoritmu balancováno. Další technický problém je blokovací napětí upínacích diod, které v tomto případě neblokují napětí pouze $U_d/2$ jako u tříúrovňové varianty, ale blokují napětí až $3U_d/4$. To vede na sériové řazení upínacích diod, což má za následek zvýšení ztrát v dané topologii.

Stejné problémy nastávají u víceúrovňové topologie s aktivním clampingem ANPC. Tato topologie využívá místo upínacích diod upínací tranzistory, jejichž sériové řazení je daleko komplikovanější než v případě sériového řazení upínacích diod.

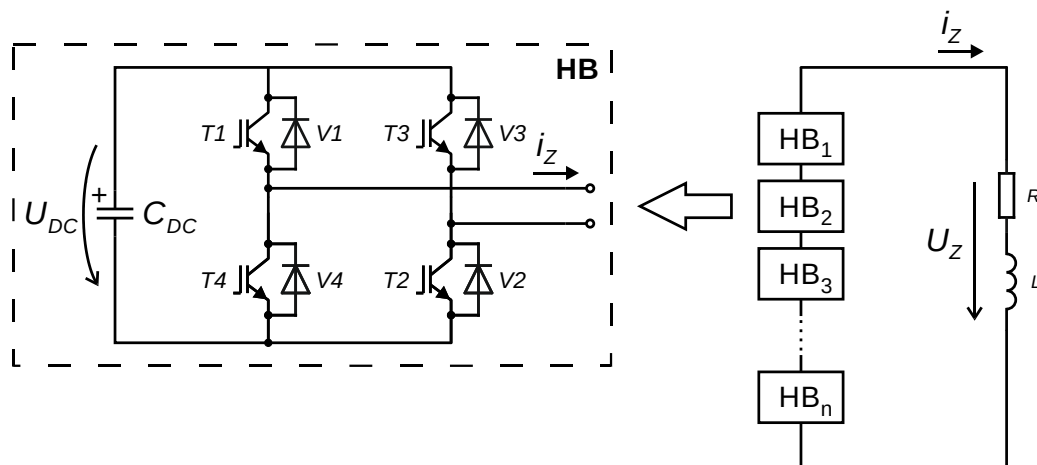
Tříúrovňová topologie s plovoucími kondenzátory 3L-FLC je snadno rozšiřitelná na čtyř, pěti, sedmi a více hladinovou variantu. Vždy se jedná pouze o rozšíření základní topologie o další sériově připojené spínače k horní a spodní větvi, ke kterým je paralelně připojen další plovoucí kondenzátor. Problémem je pak nutnost balancovat napětí plovoucích kondenzátorů na všech úrovních [17] [24].

2.2.2 Modulární víceúrovňové topologie

Další skupina víceúrovňových topologií jsou tzv. modulární víceúrovňové měniče. Modulární víceúrovňové měniče jsou charakteristické tím, že jejich koncepce je založena na buňkách, které obsahují základní topologie výkonových měničů. Buňky jsou následně propojeny tak, aby tvořily příslušnou topologii modulárního víceúrovňového měniče. Mezi nejznámější modulární víceúrovňové měniče patří topologie M2LC a CHB [8], [12], [32].

Na obrázku Obr. 2.11 je znázorněna topologie modulárního víceúrovňového měniče s kaskádními H-můstky (v literatuře [31] označovaná jako CHB topology). Obecně se topologie skládá z n kaskádně spojených buněk s H-můstkou. Z principu řízení obecného H-můstku

vyplývá, že výstupní napětí může mít tři hladiny. Sepnutím T1, T2 je na výstupu kladné napětí o velikosti UDC. Záporné výstupní napětí o velikosti $-U_{DC}$ lze vytvořit sepnutím T3, T4. Nulové výstupní napětí lze realizovat sepnutím horních prvků T1, T3 nebo sepnutím spodních prvků T4, T2. Spínací kombinace pro nulové výstupní napětí je vhodné při řízení kombinovat z důvodu rovnoměrného rozložení výkonových ztrát mezi spínači. Pokud se zapojí n H-můstek kaskádně, vznikne dvojnásobný počet hladin výstupního napětí a nulová úroveň, tedy $(2n + 1)$ úrovně výstupního napětí U_Z .

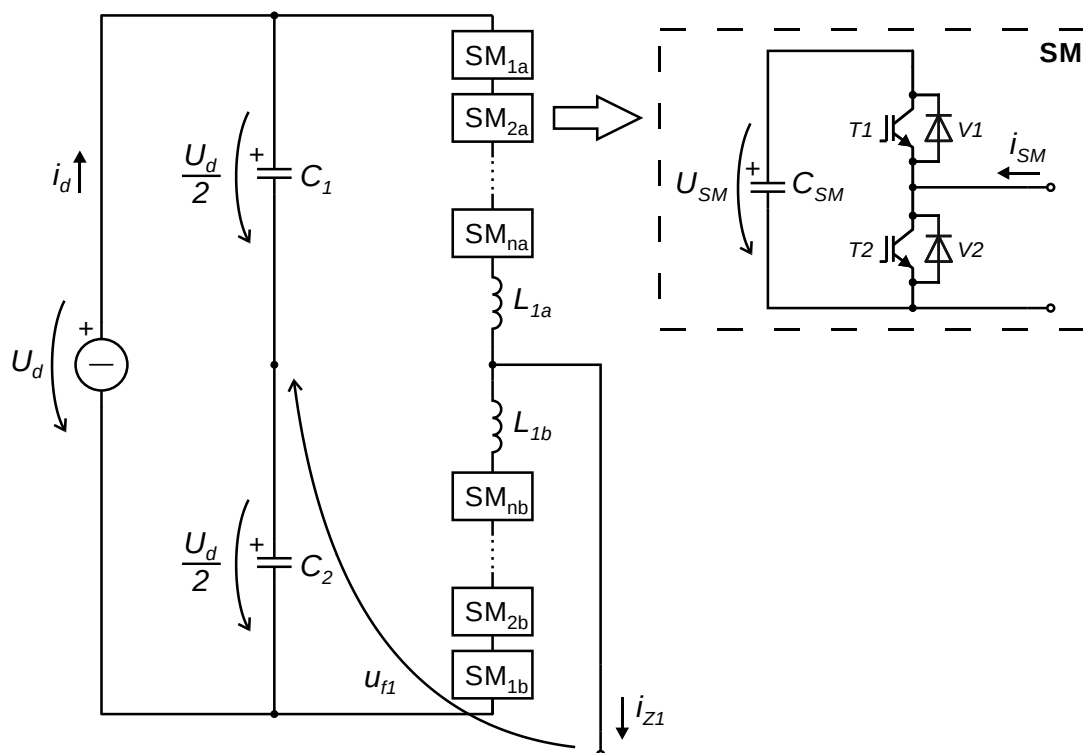


Obr. 2.11 Topologie modulárního měniče s kaskádními H-můstkami (CHB)

Stejněměrné meziobvody jednotlivých H-můstek jsou napájeny z individuálních zdrojů, které musí být galvanicky oddělené. Mohou být realizovány diodovými usměrňovači, které jsou napájeny z různých odboček transformátoru. Toto řešení vede na komplikovanou konstrukci transformátoru [8].

Druhá, velmi známá modulární topologie víceúrovňových měničů, je topologie M2LC, která je znázorněna na obrázku Obr. 2.12. Jedna fáze topologie M2LC se skládá z n kaskádně spojených buněk (submodulů SM) v horní i spodní větvi. Jednotlivé buňky obsahují nejčastěji tranzistorový půlmůstek. Každá buňka může pracovat ve dvou režimech:

- Režim přemostění: v tomto režimu jsou posílány zapínací impulzy na tranzistor T2, čímž je kondenzátor příslušné buňky přemostěn. Podle orientace proudu vede buď tranzistor T2 nebo jeho zpětná dioda V2.
- Režim zařazení: v tomto režimu jsou posílány zapínací impulzy na tranzistor T1. Tímto je kondenzátor příslušné buňky zařazen do kaskády a jeho napětí se podílí na tvorbě víceúrovňového výstupního napětí.



Obr. 2.12 Topologie modulárního měniče s kaskádními půlmůstky (M2LC)

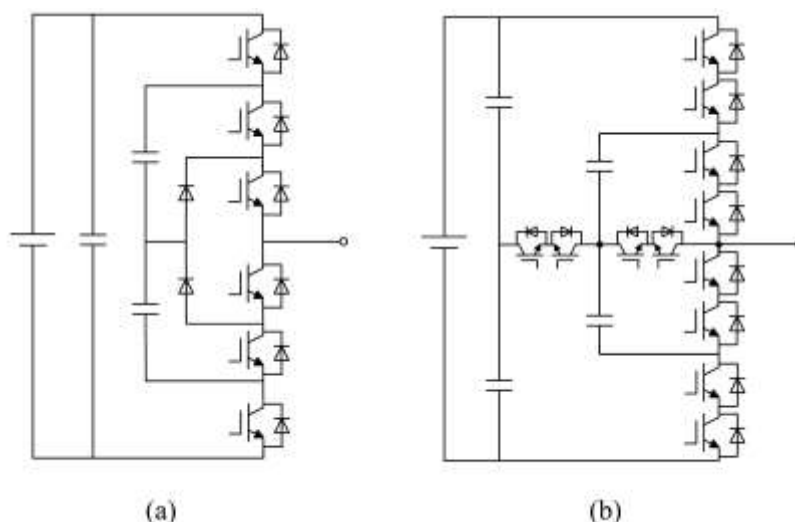
Podmínkou správné funkce topologie M2LC je vyvážené napětí na kondenzátorech jednotlivých buněk. Existuje několik metod pro balancování kondenzátorů v jednotlivých buňkách [33], [34]. Základní balanční metoda vychází z velikosti napětí na kondenzátorech v jednotlivých buňkách, která podle požadované hladiny výstupního napětí a orientace proudu aktivuje právě ty buňky, které mají nejvyšší nebo naopak nejnižší napětí na kondenzátoru.

Topologie M2LC je často využívána u větrných elektráren, které jsou přes měnič připojeny přímo do sítě, bez nutnosti transformátoru. Díky víceúrovňovému výstupnímu napětí nejsou potřeba ani odrušovací filtry, jelikož skladba vyšších harmonických je velmi příznivá. Další výhodou této topologie je možnost pracovat i v případě, že některá z buněk má poruchu. V těchto aplikacích jsou do jednotlivých fází měniče zařazeny redundantní buňky, které umožní plnohodnotný chod měniče.

Kromě modulárních měničů s kaskádními H-můstky (CHB) nebo kaskádními půlmůstky (M2LC) existují i další méně známé koncepty, které v jednotlivých buňkách využívají sofistikovanější topologie výkonových měničů jako např. 3L-NPC, 3L-FLC a další [9] [10]. Některé typy využívají i rozdílné topologie v různých buňkách [11].

2.2.3 Hybridní topologie víceúrovňových měničů

Kromě klasických a modulárních topologií víceúrovňových měničů existují i hybridní víceúrovňové topologie. Většina těchto topologií je založena na kombinaci základních tříúrovňových měničů. Na obrázku Obr. 2.13 a) je znázorněna pětiúrovňová hybridní topologie, které vznikla kombinací tříúrovňového měniče s upínacími diodami (3L-NPC) a tříúrovňové topologie s plovoucími kondenzátory (3L-FLC). Na obrázku Obr. 2.13 b) je uvedena kombinace tříúrovňových topologií s plovoucími kondenzátory (3L-FLC) a Neutral point piloted (3L-NPP), čímž vznikl pětiúrovňový hybridní měnič.



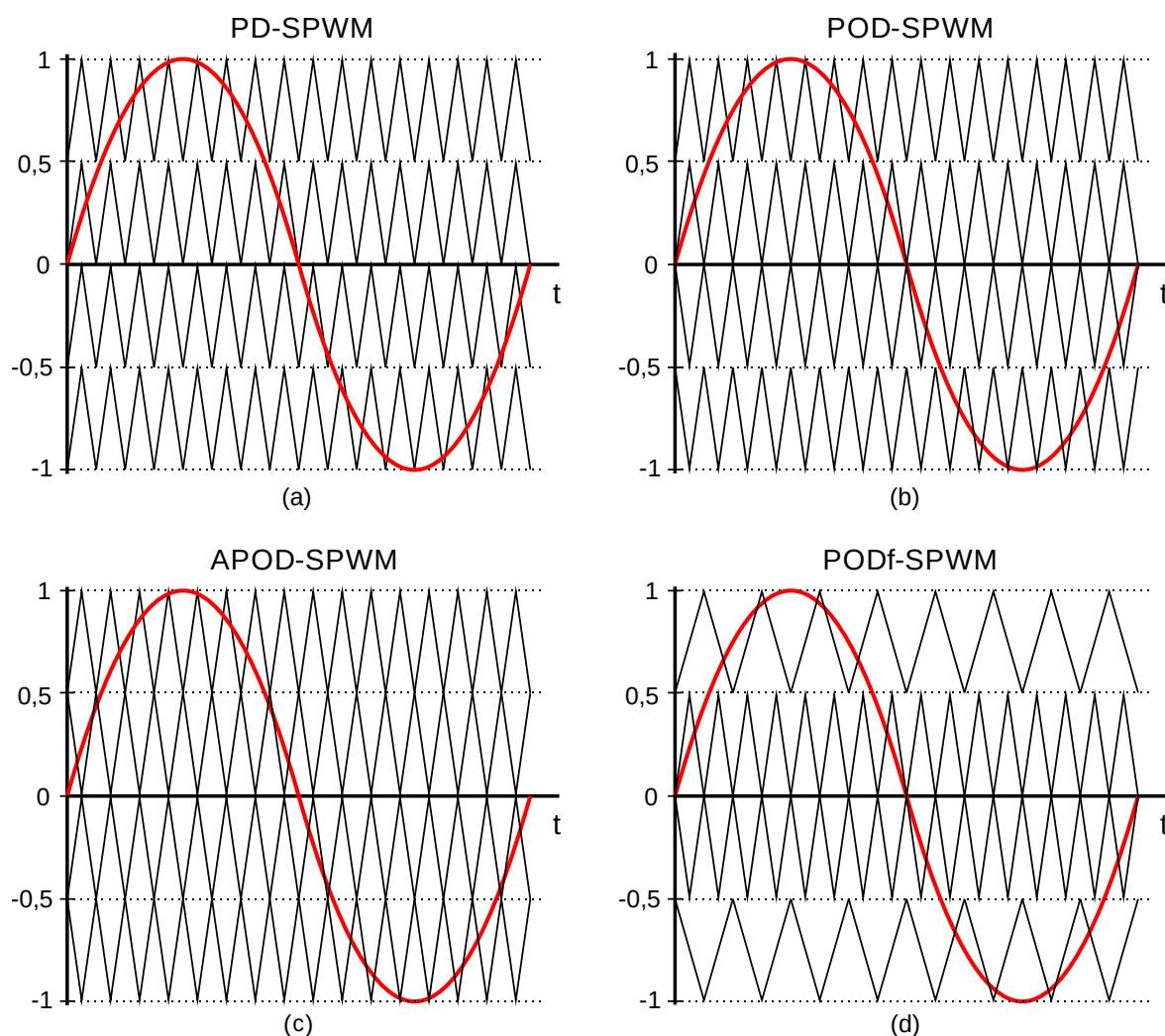
Obr. 2.13 (a) Hybridní topologie tvořená měniči 3L-NPC a 3L-FLC, (b) Hybridní topologie tvořená měniči 3L-NPP a 3L-FLC [12]

2.3 Metody řízení víceúrovňových měničů

Metody řízení víceúrovňových měničů vycházejí ze stejných principů jako metody řízení klasických dvouúrovňových topologií. Sinusová pulsně šířková modulace využívá většinou více nosných signálů, které jsou buď prostorově, nebo fázově posunuty. V případě modulace s prostorovým vektorem dochází k navýšení počtu aktivních vektorů, ve srovnání s počtem aktivních vektorů pro dvouúrovňovou topologii. Prostorové vektory reprezentují spínací kombinace celého měniče. Pro řízení víceúrovňových měničů může být také použito prediktivní řízení. V následující kapitole budou popsány modulační techniky pro víceúrovňové topologie.

2.3.1 Sinusová pulsně šířková modulace (SPWM)

Sinusová pulsně šířková modulace (SPWM) generuje řídicí signály na základě koincidence nosného signálu s modulačním signálem. Nosný signál má nejčastěji symetrický, případně asymetrický pilový průběh. V případě víceúrovňových měničů sinusová pulsně šířková modulace využívá $N - 1$ amplitudově nebo časově posunutých nosných signálů, kde parametr N udává počet hladin víceúrovňového měniče. Koincidence modulačního signálu s příslušným nosným signálem udává logický signál, který definuje požadovanou výstupní hladinu fázového napětí měniče. Proto je nutné na výstup modulátoru zařadit dekódovací tabulku, která logické signály definující hladinu výstupního napětí převádí na řídicí signály příslušných prvků víceúrovňové topologie. Existuje několik druhů sinusové pulsně šířkové modulace s amplitudově posunutými nosnými signály, které se liší v uspořádání pilových signálů. Na obrázku Obr. 2.14 jsou naznačeny varianty SPWM s amplitudově posunutými nosnými signály pro pětiúrovňové topologie. Velikost požadovaného napětí je normována hodnotou $U_d/2$. Tyto varianty SPWM nezajišťují přirozené balancování kondenzátorů vstupního filtru víceúrovňových měničů, proto musí být doplněny o algoritmus balancování. [21]



Obr. 2.14 Varianty SPWM s amplitudově posunutými nosnými signály

Nejběžnější varianta sinusové pulzně šířkové modulace s amplitudově posunutými nosnými signály je znázorněna na Obr. 2.14 (a). Jedná se o pulzně šířkovou modulaci PD-SPWM (Phase Disposition - SPWM), která je charakteristická tím, že všechny nosné signály mají stejnou fázi, frekvenci a velikost.

Druhá varianta SPWM je modulace POD-SPWM (Phase Opposition Disposition - SPMW), která je naznačena na Obr. 2.14 (b). Tato modulace využívá uspořádání, v němž jsou nosné signály nad nulovou úrovní ve fázi s modulačním signálem. Naopak nosné signály pod nulovou úrovní jsou v protifázi.

Modulace APOD-SPWM (Alternate Phase Opposition Disposition - SPWM) využívá uspořádání nosných signálů, kde každý nosný signál je v protifázi se sousedícím nosným signálem, jak je znázorněno na Obr. 2.14 (c).

Poslední varianta modulace s amplitudově posunutými nosnými signály je naznačena na Obr. 2.14 (d). Tato varianta je označována jako PODf-SPWM (Phase Opposition Disposition with Variable Frequency - SPWM). Nosné signály jsou zde uspořádány stejně jako v případě POD-SPWM s tím rozdílem, že krajní pilové průběhy mají poloviční frekvenci oproti vnitřním

nosným signálům. Výše uvedené varianty SPWM se mezi sebou liší v harmonickém složení výstupního proudu měniče [21] [31].

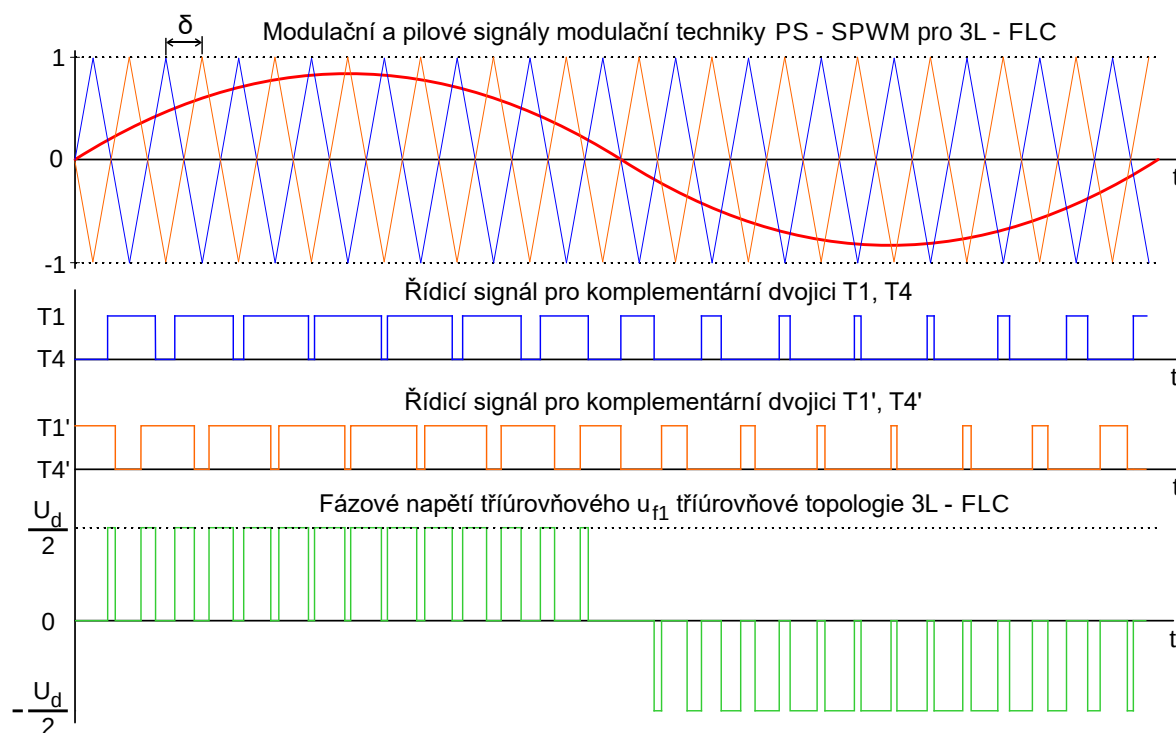
Dalším typem sinusové pulsně šířkové modulační je PS-SPWM (Phase Shifted - SPWM). Tato pulsně šířková modulační využívá časově (fázově) posunuté nosné signály o úhel δ . Úhel δ je dán vztahem:

$$\delta = \frac{2\pi}{N-1}, \quad (1)$$

kde N udává počet hladin víceúrovňové topologie. Amplituda nosných signálů je shodná s amplitudou modulačního signálu. Počet nosných signálů je dán počtem komplementárních dvojic v dané topologii. Koincidence modulačního signálu s příslušným nosným signálem generuje logický signál, kterým je ovládána právě jedna komplementární dvojice.

Princip modulační PS-SPWM je patrný z obrázku Obr. 2.15, který uvádí zmiňovanou modulační pro tříúrovňový měnič s plovoucími kondenzátory (3L-FLC), který obsahuje právě dvě komplementární dvojice $T1, T4$ a $T1', T4'$.

Výhodou modulační PS-SPWM je zajištění rovnoměrného rozložení spínacích ztrát mezi všechny prvky měniče. Další výhodou je vlastnost přirozeného balancování kondenzátorů vstupního filtru při dodržení určitých podmínek, kterým se věnují práce [19], [20]. Nevýhodou PS-SPWM je vyšší harmonické zkreslení výstupního napětí ve srovnání např. s PD-SPWM a jejími deriváty [17].



Obr. 2.15 Princip modulační PS-SPWM při řízení topologie 3L-FLC

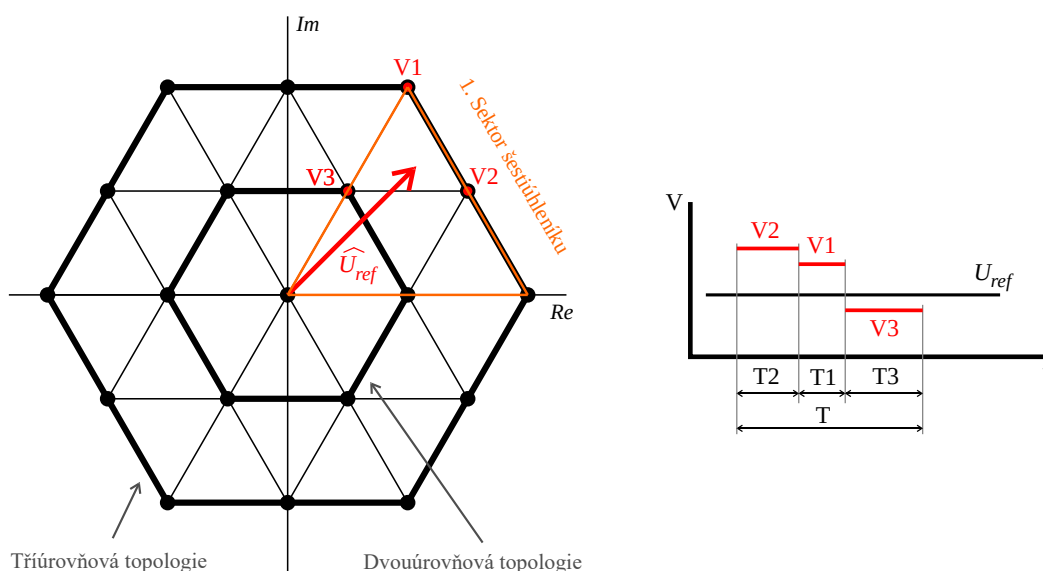
2.3.2 Modulační s prostorovým vektorem (SVM)

Pulsně šířková modulační s prostorovým vektorem SVM (Space Vector Modulation) definuje spínací kombinace na základě požadovaného prostorového vektoru, který je pro harmonický třífázový průběh definován vztahem:

$$\hat{u}_z = \frac{2}{3}(u_{zA} + \bar{a}u_{zB} + \bar{a}^2u_{zC}), \quad (2)$$

kde, veličiny u_{zA} , u_{zB} , u_{zC} jsou okamžité hodnoty napětí ve fázích ABC a parametr $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ je operátor natočení. Vztah pro prostorový vektor platí i pro neharmonické třífázové průběhy s tím rozdílem, že přibude netočivá (nulová) složka [8].

Do modulátoru SVM z nadřazeného řízení vstupuje velikost a úhel natočení požadovaného prostorového vektoru. Na základě těchto dvou parametrů lze požadovaný (referenční) prostorový vektor promítnout do komplexní roviny. Jednotlivé spínací kombinace měniče lze v komplexní rovině znázornit tzv. aktivními napěťovými vektory, jejichž koncové body tvoří šestiúhelník. Šestiúhelník rozděluje komplexní rovinu do šesti sektorů, kde každý sektor je dále rozdělen do několika trojúhelníkových oblastí. S rostoucím počtem hladin víceúrovňového měniče roste i počet trojúhelníkových oblastí v jednotlivých sektorech. Pro dvouúrovňový měnič je sektor tvořen jedním trojúhelníkem. V případě tříúrovňové topologie sektor obsahuje čtyři trojúhelníky. Podle polohy koncového bodu referenčního prostorového vektoru je vybrán příslušný trojúhelník, jehož vrcholy definují spínací kombinace měniče, kterými bude referenční prostorový vektor vytvořen. Dále je nutné spočítat dobu aplikace vybraných aktivních vektorů měniče. Na obrázku Obr. 2.16 je graficky znázorněn princip aproximace referenčního prostorového vektoru pro tříúrovňovou topologii. Detailně se pulsně šířkové modulaci s prostorovým vektorem věnuje literatura [8].



Obr. 2.16 Grafické vyjádření modulační s prostorovým vektorem

Z grafického vyjádření modulační s prostorovým vektorem je zřejmé, že s rostoucím počtem hladin víceúrovňové topologie přibývají spínací kombinace, které vytváří další šestiúhelníky. V diagramu spínacích kombinací pro víceúrovňové měniče lze šestiúhelníky rozdělit na vnější a vnitřní. Vnější šestiúhelník reprezentuje vždy maximální výstupní napěťové hladiny, které lze vytvořit pouze jednou spínací kombinací měniče. Naopak vrcholy vnitřních šestiúhelníků a nulový vektor, lze vytvořit více spínacími kombinacemi. Tyto

redundantní spínací kombinace lze využít pro balancování kondenzátorů vstupního filtru měniče.

2.3.3 Prediktivní řízení

Základem prediktivního řízení je matematický model, který popisuje regulovaný systém. V každé periodě jsou vzorkovány měřené veličiny, které vstupují do matematického modelu. Úkolem prediktivního řízení je předpovědět vliv akčního zásahu na chování systému v blízké budoucnosti. Na základě predikce chování systému je na dobu následující periody aplikován optimální akční zásah, kterým se systém přiblíží co nejblíže požadovanému stavu.

Obecně lze metody prediktivního řízení založené na matematickém modelu rozdělit na prediktivní řízení s konečnou množinou akčních zásahů (FCS-MPC) a spojitou množinou akčních zásahů.



Obr. 2.17 Rozdělení prediktivního řízení založeného na prediktivním modelu [35]

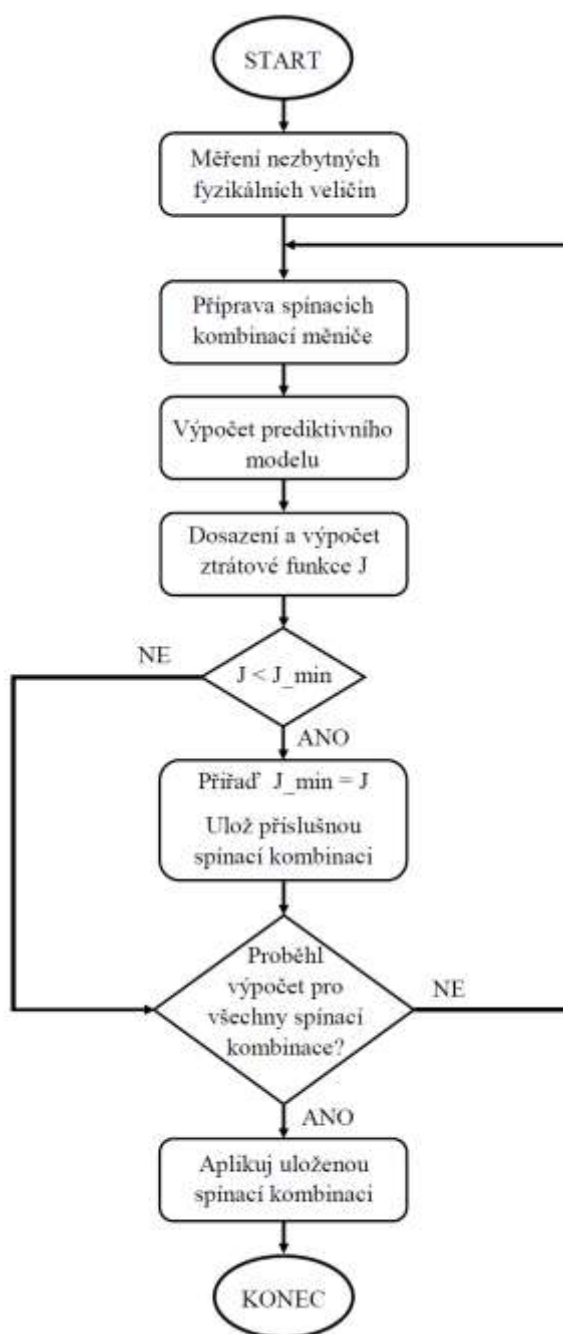
Pomocí prediktivního řízení lze dosáhnout lepší dynamiky a stability regulace oproti zpětnovazebním regulátorům. Nevýhodou jsou vysoké požadavky na hardware mikroprocesorového regulátoru, který musí zajistit dostatečný výpočetní výkon. Pro regulaci výkonových měničů je vhodná metoda prediktivního řízení s konečným počtem akčních zásahů, jelikož pracuje přímo s reálnými spínacími kombinacemi příslušné topologie výkonového měniče. To vede na jednodušší výpočet algoritmu prediktivního řízení, čímž klesají požadavky na výpočetní výkon mikroprocesorového regulátoru.

2.3.3.1 Prediktivní řízení s konečným počtem akčních zásahů (FCS-MPC)

Prediktivní řízení s konečným počtem akčních zásahů vybírá nejvhodnější spínací kombinaci měniče na základě minimalizace ztrátové funkce. Ta je počítána pro všechny spínací kombinace. Ztrátová funkce může mít zpravidla lineární nebo kvadratický charakter. Úkolem FCS-MPC je najít minimum ztrátové funkce, čímž je definován optimální akční zásah dle definovaných kritérií. Ztrátová funkce může obsahovat více kritérií, např. kritérium na požadovaný proud zátěží, minimální spínací frekvence, velikost napětí ve stejnosměrném meziobvodu, a další [28], [35].

Na obrázku Obr. 2.18 je uveden vývojový diagram algoritmu prediktivního řízení s konečným počtem akčních zásahů. Je zde uvažována jednokroková predikce, která je v matematických modelech prvního řádu zpravidla dostačující. Algoritmus FCS-MPC začíná měřením fyzikálních veličin, které jsou nezbytné pro výpočet matematického modelu. V

dalším kroku je provedena příprava spínacích kombinací měniče. V tomto kroku je sestaven vektor všech spínacích kombinací a jim příslušných výstupních hladin napětí. Vektor je indexován tak, aby při každé iteraci algoritmu byla vybrána následující spínací kombinace. Následuje výpočet prediktivního modelu, čím je odhadnuta reakce systému na příslušnou spínací kombinaci. Výstupy z prediktivního modelu jsou zavedeny do ztrátové funkce. Následuje výpočet ztrátové funkce. Pokud vyjde výsledná hodnota ztrátové funkce menší než v předchozím případě, dojde k uložení aktuální spínací kombinace a hodnoty ztrátové funkce. Následuje logický blok, který zajišťuje tolik iterací algoritmu, kolik je spínacích kombinací. Pokud byly prověřeny všechny spínací kombinace, dojde k nastavení takové spínací kombinace, pro kterou vyšla nejmenší hodnota ztrátové funkce. Tento algoritmus se opakuje každou periodu řídicího algoritmu.



Obr. 2.18 Vývojový diagram algoritmu FCS-MPC

3 Cíle práce

Ze současného stavu poznání vyplývají tyto cíle:

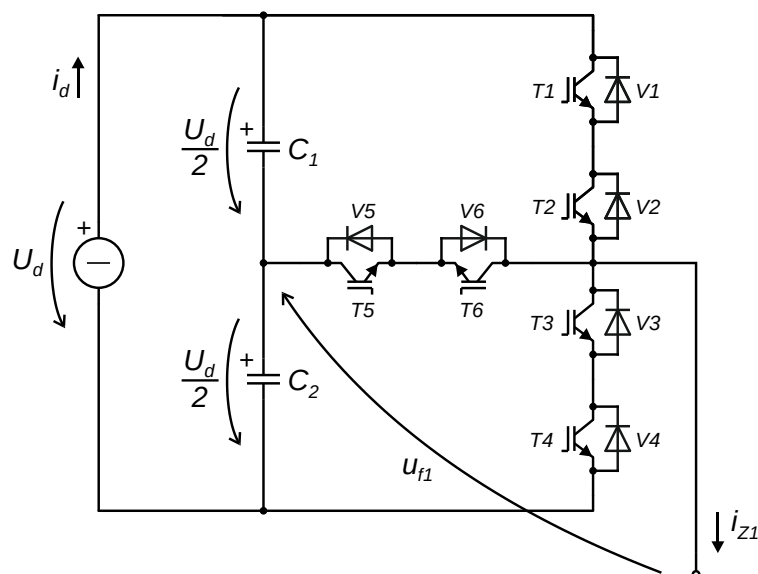
- Vybrat vhodný koncept FKZ a topologii výkonového polovodičového měniče pro jeho realizace.
- Navrhnout vhodnou metodu řízení měniče FKZ včetně analýzy stavu sítě.
- Navrhnout simulační model zařízení a ověřit funkčnost navržených algoritmů.
- Navrhnout a realizovat výkonový měnič pro sestavení laboratorního prototypu filtračně kompenzačního zařízení.
- Navrhnout vhodný řídicí systém pro řízení FKZ s dostatečným počtem periférií a dostatečným výpočetním výkonem pro implementaci navržených algoritmů.
- Ověřit správnou funkci navrženého FKZ na laboratorním prototypu a zhodnotit dosažené parametry zejména z pohledu kvality elektrické energie ve vybraných ustálených i přechodových jevech.

4 Výběr vhodné topologie měniče pro FKZ

Z rešerše provedené v kapitole 2.2 Topologie víceúrovňových měničů vychází jako perspektivní topologie pro výkonový měnič filtračně kompenzačního zařízení víceúrovňová topologie Neutral point piloted (NPP) a modulární měnič s kaskádními H-můstky (CHB). V této kapitole budou detailně rozebrány topologie NPP a CHB. Na základě rozboru, bude vybrána nejvhodnější topologie víceúrovňového měniče pro filtračně kompenzační zařízení.

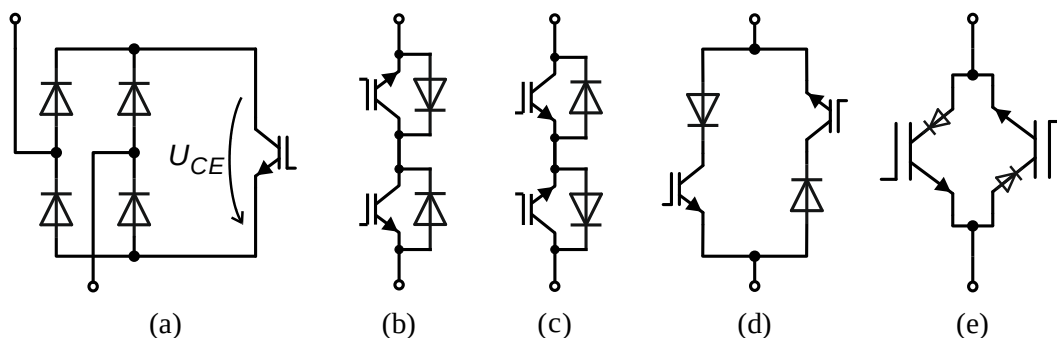
4.1 Topologie Neutral Point Piloted (NPP)

Jedna fáze tříúrovňové topologie 3L-NPP je znázorněna na obrázku Obr. 4.1. Kladnou hladinu $U_d/2$ fázového napětí měniče lze realizovat sepnutím prvků T1, T2. Sepnutím prvků T3, T4 lze získat zápornou hladinu $-U_d/2$. Tranzistory v horní a spodní větvi nesmí být sepnuty současně, jinak by došlo ke zkratu vstupní kondenzátorové baterie. Nulové napětí je k výstupu připojováno pomocí obousměrného spínače.



Obr. 4.1 Tříúrovňová topologie měniče Neutral Point Piloted (3L-NPP)

Obousměrný spínač lze realizovat několika způsoby. Základní vlastností obousměrného spínače je schopnost vést proud oběma směry a zároveň ve vypnutém stavu musí být schopný blokovat dostatečné napětí v obou polaritách. Koncepce většinou vychází buď z antisériového spojení IGBT tranzistorů a jejich zpětných diod nebo z antiparalelního spojení zpětně blokujících tranzistorů (RB-IGBT). Možné způsoby realizace obousměrného spínače jsou znázorněny na Obr. 4.2. [13]



Obr. 4.2 Způsoby realizace obousměrného spínače

Na obrázku Obr. 4.2 (a) je znázorněna varianta obousměrného spínače, který je tvořen diodovým můstkem, ke kterému je paralelně připojen IGBT tranzistor. Diodovým můstkem je zajištěno, že napětí U_{CE} je vždy kladné. Sepnutím tranzistoru je umožněn průchod proudu. Pokud je tranzistor vypnutý, proud nemůže téct a obousměrný spínač je v blokovacím režimu. V tomto stavu jsou vždy dvě diody na jedné diagonále můstku polarizované propustně a dvě diody na druhé diagonále můstku jsou polarizovány závěrně. Polarizace diod závisí na orientaci napětí, které je na svorkách obousměrného spínače. Vypnutý tranzistor blokuje celé napětí, které je na svorkách obousměrného spínače. Nevýhodou této varianty jsou vysoké vodivostní ztráty, jelikož v sepnutém stavu prochází proud vždy dvěma diodami a tranzistorem.

Obousměrný spínač na Obr. 4.2 (b) je tvořen antisériovým spojením IGBT tranzistorů a jejich zpětných diod. Zde se jedná o zapojení se společným kolektorem. Jelikož v sepnutém stavu prochází proud pouze dvěma prvky obousměrného spínače, jsou zde nižší vodivostní ztráty ve srovnání s předchozí variantou. Tato verze obousměrného spínače vyžaduje

složitější budiče pro jednotlivé tranzistory. Jednotlivé drivery musí být připojeny mezi gate a emitor příslušného tranzistoru , proto jsou zde nutné dva galvanicky oddělené napájecí zdroje.

Varianta obousměrného spínače na Obr. 4.2 (c) je tvořena opět antisériovým spojením tranzistorů a zpětných diod. V tomto případě se jedná o zapojení se společným emitorem. Pro tento obousměrný spínač vychází jednoduší budící obvody, protože zde stačí pouze jeden galvanicky oddělený napájecí zdroj pro budiče obou tranzistorů. Vodivostní ztráty jsou zde stejné jako v předchozím případě. U této varianty obousměrného spínače lze v některých případech zajistit měkké spínání tranzistorů. Během měkkého spínání příslušného tranzistoru probíhá komutace na zpětné diodě neaktivního tranzistoru, na které vznikají pouze vypínací ztráty způsobené závěrným nábojem QRR. Tímto je možné snížit spínací ztráty obousměrného spínače. [14]

Varianta na Obr. 4.2 (d) využívá antiparalelní spojení klasických IGBT tranzistorů, ke kterým jsou sériově připojené diody. Toto zapojení tvoří diskretní zpětně blokující tranzistor, který se v této podobě běžně označuje jako "IGBT+FWD". Tato varianta obousměrného spínače má vyšší vodivostní ztráty, jelikož při aktivovaném obousměrném spínači prochází proud vždy dvěma P-N přechody.

Poslední varianta obousměrného spínače je znázorněna Obr. 4.2 (e). Jedná se o antiparalelní spojení dvou zpětně blokujících tranzistorů RB-IGBT. Tyto tranzistory díky své struktuře umožňují blokovat záporné napětí i bez diskretní FWD diody. Použitím tranzistorů RB-IGBT se zredukuje počet potřebných prvků pro realizaci antiparalelního obousměrného spínače. To vede ke snížení vodivostních ztrát a zvýšení účinnosti, jelikož proud prochází vždy pouze jedním P-N přechodem. [15]

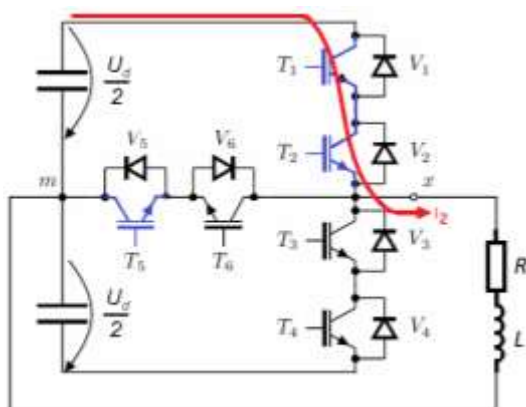
Princip spínání tříúrovňového měniče 3L-NPP je naznačen v tabulce Tab. II. Pro vytvoření kladné výstupní hladiny napětí o velikosti $U_d/2$ jsou posílány zapínací impulzy na tranzistory T1, T2 a T5. Pro realizaci záporné výstupní hladiny $-U_d/2$ jsou posílány zapínací impulzy na tranzistory T3, T4 a T6. Proud se podle své orientace uzavírá buď přes tranzistory, nebo přes zpětné diody. Během generování zapínacích impulzů pro tranzistory T1 a T2 jsou generovány zapínací impulzy i pro tranzistor T5 obousměrného spínače, a to z důvodu přípravy tranzistoru T5 na měkké sepnutí v následujícím taktu. Ze stejného důvodu se generují zapínací impulzy i pro tranzistor T6 společně se zapínacími impulzy pro spodní větev měniče.

V případě připojování nulového napětí k zátěži se vždy posílají zapínací impulzy na oba tranzistory T5 a T6 obousměrného spínače. Podle orientace proudu zátěže se proud obousměrným spínačem uzavírá buď přes tranzistor T5 a diodu V6, nebo přes tranzistor T6 a diodu V5.

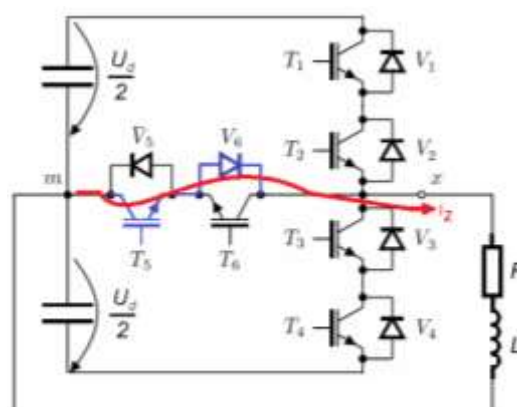
Tab. II Princip spínání tříúrovňové topologie 3L-NPP

Fázové napětí měniče u_{fi}		$\frac{U_d}{2}$	0	$-\frac{U_d}{2}$
Zapínací signál na:		T1, T2, T5	T5, T6	T3, T4, T6
Proud vedou	Je-li $i_{Z1} > 0$	T1, T2	T5, V6	V3, V4
	Je-li $i_{Z1} < 0$	V1, V2	T6, V5	T3, T4

Pokud je dodržena distribuce zapínacích impulsů podle tabulky Tab. II, dochází k měkkému spínání tranzistoru T5 během střídání hladin výstupního napětí $U_d/2$ a 0 při kladně orientovaném proudu zátěže I_Z . Během hladiny $U_d/2$ obousměrným spínačem neteče žádný proud. Tranzistor T5 je zkratován diodou V5, tudíž je na něm nulové napětí a celé napětí $U_d/2$ blokuje dioda V6, která je polarizována závěrně. Po celou dobu taktu $U_d/2$ jsou na tranzistor T5 posílány zapínací impulsy. V okamžiku přechodu na hladinu 0 se přeruší posílání zapínacích impulsů pro tranzistory T1 a T2. Tyto tranzistory se zavírají. Indukčnost zátěže L otočí orientaci svého napětí, aby udržela procházející proud. Dioda V6 je v tento okamžik polarizována propustně a proud začíná být veden přes tranzistor T5 a diodu V6. Proud je tedy veden přes obousměrný spínač a na výstupu měniče je nulová hladina napětí. V okamžiku, kdy je obnovena distribuce zapínacích impulsů na tranzistory T1 a T2, dojde k připojení napětí $U_d/2$ k zátěži, čímž je dioda V6 polarizována závěrně. Dioda V6 se zavře, čímž přeruší proud obousměrným spínačem. Proud zátěží se uzavírá opět přes tranzistory T1 a T2. V tomto pracovním režimu se tranzistor T5 nijak nepodílí na zapnutí ani na vypnutí obousměrného spínače. Proud tranzistorem T5 narůstá při nulovém napětí, tudíž na tranzistoru T5 nejsou žádné spínací ztráty. Obousměrný spínač se v tomto pracovním režimu otevírá a zavírá pouze diodou V6. Oba takty zmiňovaného pracovního režimu jsou naznačeny na Obr. 4.3 a na Obr. 4.4.



Obr. 4.3 Spínací kombinace pro hladinu $U_d/2$ při kladném proudu I_Z



Obr. 4.4 Spínací kombinace pro hladinu 0V při kladném proudu I_Z

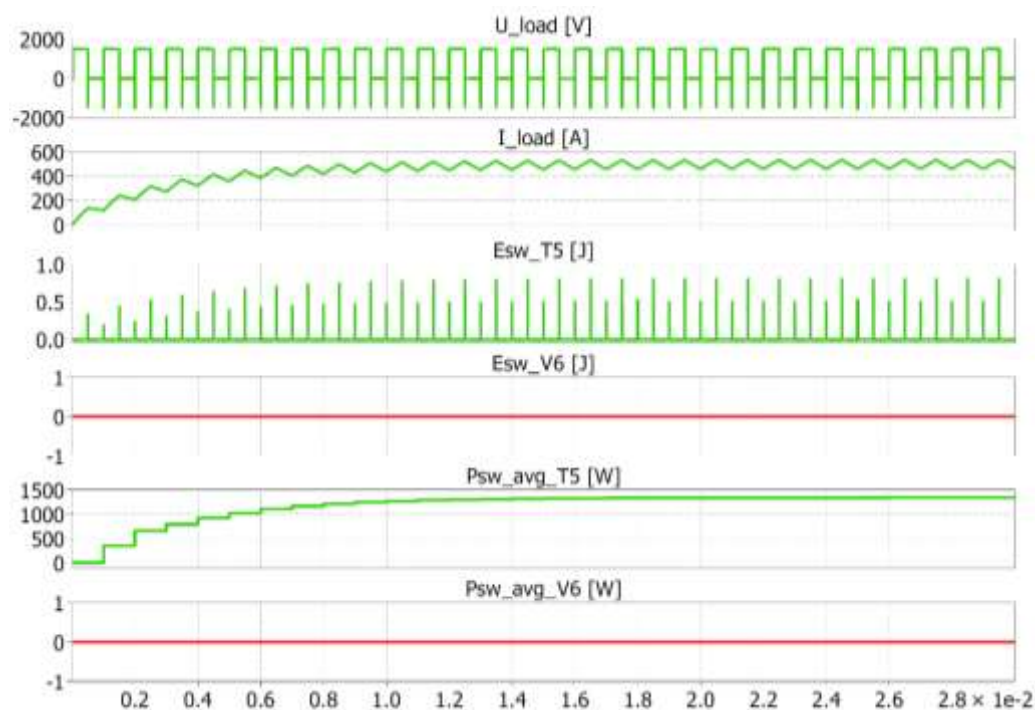
Stejným způsobem dochází k měkkému spínání tranzistoru T6 během střídání záporné napěťové hladiny $-U_d/2$ a nulové hladiny při záporně orientovaném proudu zátěže I_Z . V tomto pracovním režimu jsou posílány zapínací impulsy na tranzistor T6 společně se zapínacími impulsy pro tranzistory T3 a T4 jak je uvedeno v tabulce Tab. II.

V ostatních pracovních režimech k měkkému spínání prvků obousměrného spínače nedochází. V těchto pracovních režimech je energie přenášena ze zátěže do zdroje. Tok energie je řízen aktivními prvky obousměrného spínače, které ho zapínají a vypínají. Pokud je obousměrný spínač aktivován, teče přes jeho prvky proud zátěže a na výstupu je nulové napětí. Zátěž je při této hladině zkratována. V okamžiku vypnutí obousměrného spínače, pomocí tranzistoru T5 nebo T6, se proud uzavírá přes zpětné diody V1, V2 nebo V3, V4 na základě své orientace. Ve vypnutém stavu, vždy jeden prvek obousměrného spínače blokuje celé napětí $U_d/2$. Jednotlivé pracovní režimy a měkké spínání topologie Neutral point piloted jsou shrnuty v tabulce Tab. III.

Tab. III Pracovní režimy tříúrovňového měniče 3L-NPP

<i>Střídání výstupních hladin napětí (pracovní režim)</i>	<i>Orientace proudu i_L</i>	<i>K měkkému spínání dochází u prvku</i>
$\frac{U_d}{2} \leftrightarrow 0$	$i_z > 0$	T_5
$\frac{U_d}{2} \leftrightarrow 0$	$i_z < 0$	<i>nedochází</i>
$-\frac{U_d}{2} \leftrightarrow 0$	$i_z > 0$	<i>nedochází</i>
$-\frac{U_d}{2} \leftrightarrow 0$	$i_z < 0$	T_6

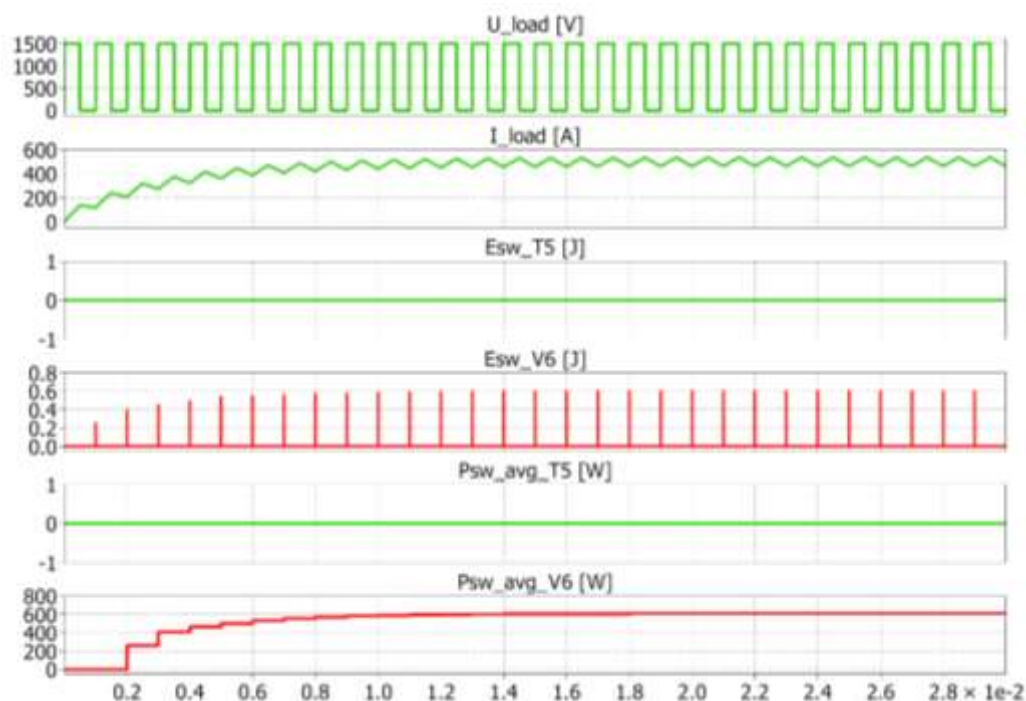
Měkké spínání prvků obousměrného spínače bylo ověřeno simulacemi. Na Obr. 4.5 a Obr. 4.6 jsou znázorněny průběhy napětí, proudu a ztrát na tranzistoru T5 obousměrného spínače. Zátěž je typu RL. Mrtvé časy jsou vloženy mezi spínání prvků obousměrného spínače a spínání prvků v horní nebo spodní větvi. Na obrázku Obr. 4.5 je naznačeno řízení měniče 3L-NPP bez využití měkkého spínání. Je zde vidět, že napětí na zátěži má krátké záporné špičky. Tyto špičky jsou způsobené tím, že proud do zátěže během mrtvého času nesmí být přerušen, tudíž je veden diodami V3 a V4. Tyto diody připojí k zátěži po dobu mrtvého času napětí $-U_d/2$. Po uplynutí mrtvého času sepne obousměrný spínač, který připojí k zátěži nulové napětí. V případě řízení bez využití měkkého spínání je z průběhů vidět, že na tranzistoru T5 jsou zapínací a vypínací ztráty. Na diodě V6 nejsou žádné vypínací ztráty.



Obr. 4.5 Řízení topologie 3L-NPP bez využití měkkého spínání T5

Na obrázku Obr. 4.6 jsou znázorněny průběhy při řízení měniče 3L-NPP, které využívá měkké spínání. Zde je vidět, že na tranzistoru T5 nejsou žádné spínací ztráty. Naopak na diodě V6 jsou vypínací ztráty, které jsou způsobené závěrným nábojem. Střední hodnota

spínacích ztrát na diodě V6 je znatelně nižší než střední hodnota spínacích ztrát na tranzistoru T5 při řízení bez měkkého spínání.



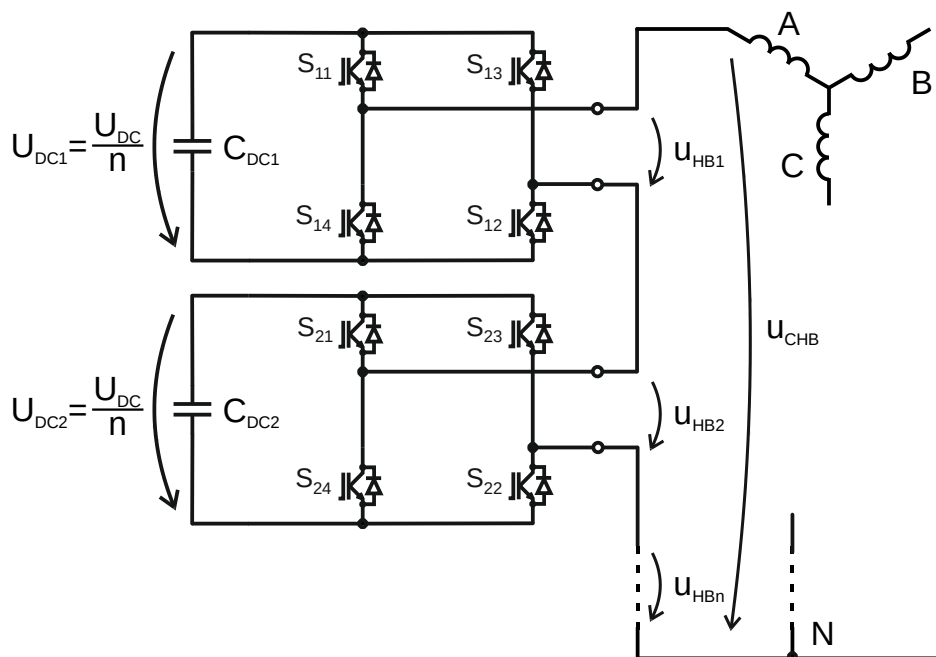
Obr. 4.6 Řízení topologie 3L-NPP s využitím měkkého spínání T5

Topologii Neutral point piloted lze realizovat pouze jako tříúrovňovou. Svými vlastnostmi konkuruje klasickým tříúrovňovým topologiím, jako jsou 3L-NPC, 3L-ANPC případně 3L-FLC. V případě potřeby dosažení vyššího blokovacího napětí je u topologie 3L-NPP nutné řadit prvky sériově nejen v horní a spodní větvi, ale i u obousměrného spínače. To vede na komplikace spojené se sériovým řazením IGBT tranzistorů. Dalším způsobem, jak dosáhnout vyššího blokovacího napětí topologie Neutral point piloted, je kombinace s jinou topologií víceúrovňových měničů, a tím získat hybridní topologii s více výstupními hladinami a vyšším blokovacím napětím.

4.2 Topologie Cascaded H-bridge (CHB)

Topologie s kaskádními H-můstky spadá do skupiny modulárních víceúrovňových měničů. Tato topologie v dnešní době našla značné uplatnění především v průmyslových aplikacích, které pracují s vysokým vstupním napětím a vysokými výkony. [8]

Schéma obecné varianty třífázového měniče s kaskádními H-můstky je znázorněno na Obr. 4.7. Každá fáze obsahuje n kaskádně řazených H-můstků, které jsou napájeny z galvanicky oddělených zdrojů, jejichž napětí je nepřímo úměrné počtu buněk v kaskádě.



Obr. 4.7 Obecné schéma modulárního měniče s kaskádními H-můstky [8]

Počet hladin výstupního napětí je dán dvojnásobkem počtu buněk v kaskádě a nulovou hladinou. Obecně tedy platí, že výstupní napětí má $2N + 1$ hladin. Pro řízení topologie kaskádních H-můstků lze využít techniky modulací pro víceúrovňové měniče. S velkou oblibou se u této topologie využívá modulace PS-SPWM s fázově posunutými pilovými signály. Každá buňka využívá vlastní pilový signál, který je fázově posunutý o úhel π/n , kde n je počet buněk v kaskádě. Díky přesazenému řízení má víceúrovňové výstupní napětí spínací frekvenci, která je dána součinem spínací frekvence H-můstku a počtem buněk v jedné fázi.

Dále je zde vhodné využít pro každou buňku měniče dva modulační signály, které jsou vůči sobě v protifázi. Prvky prvního půlmůstku jsou řízeny prvním modulačním signálem a prvky druhého půlmůstku jsou řízeny druhým (inverzním) modulačním signálem. Tím je zajištěno střídání nulových taktů, které vede na rovnoměrné rozložení výkonových ztrát na prvcích H-můstku.

Jelikož topologie H-můstku je shodná s topologií jednofázového napěťového pulsního usměrňovače, existuje možnost napájet stejnosměrné meziobvody přímo ze sítě. Proto je topologie CHB čím dál více využívána v aplikacích jako jsou statické kompenzátory, aktivní filtry a síťové balancéry. V těchto aplikacích jsou kaskádní H-můstky nejčastěji zapojeny do hvězdy nebo do trojúhelníku, čímž tvoří plovoucí třífázový víceúrovňový měnič. Díky kaskádnímu spojení je blokovací napětí celého měniče dáno počtem buněk v kaskádě. Při vhodně zvoleném počtu buněk může být měnič připojen přímo do napájecí sítě.

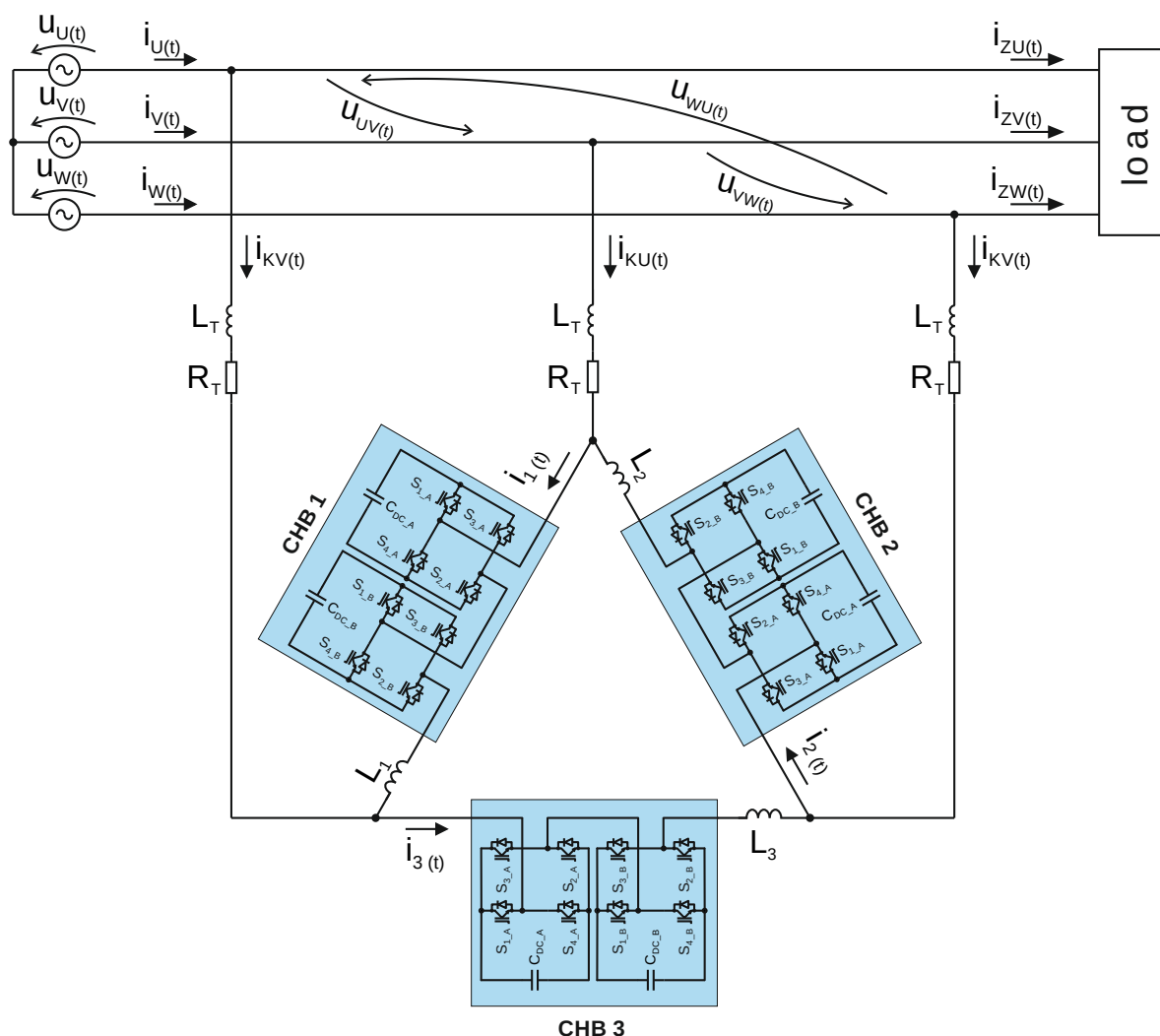
Topologie měniče s kaskádně řazenými H-müstky je vhodná pro vysokonapěťové aplikace. Dostatečné blokovací napětí je dáno počtem buněk v kaskádě. Víceúrovňové výstupní napětí zajišťuje menší zvlnění proudu, což vede na příznivější skladbu vyšších harmonických. Topologie CHB může využívat záložní buňky, které při běžném provozu nejsou aktivovány. Tyto záložní buňky se aktivují až v případě poruchy. Tím je dosažena vyšší spolehlivost a snadná opravitelnost zařízení, bez nutnosti vyřazení z provozu.

5 Filtračně kompenzační zařízení s kaskádními H-můstky

V této kapitole bude popsána topologie filtračně kompenzačního zařízení, které je připojeno k síti jako paralelní aktivní filtr. Dále zde bude odvozen matematický popis jednotlivých bloků filtračně kompenzačního zařízení.

5.1 Topologie filtračně kompenzačního zařízení

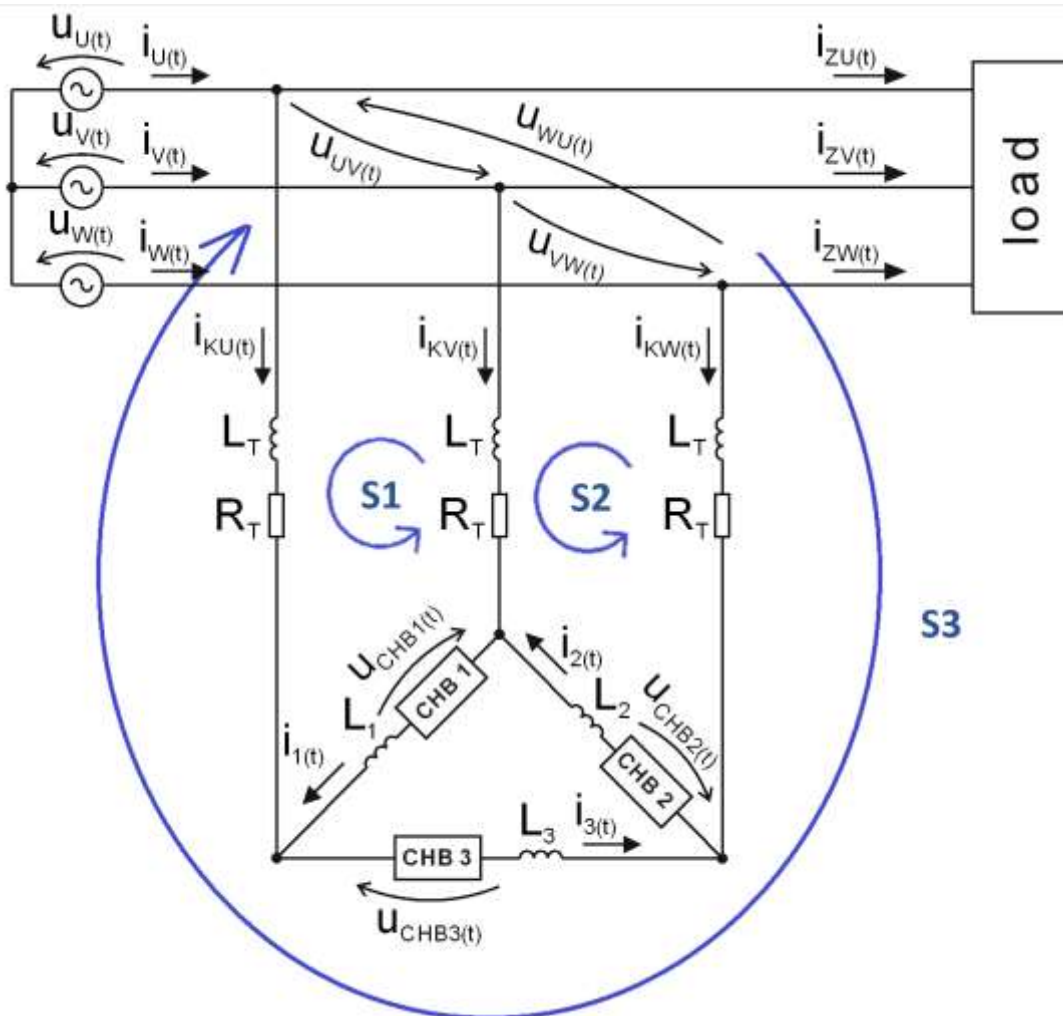
Topologie filtračně kompenzačního zařízení vychází z trojúhelníkového spojení tří měničů s kaskádními H-můstky, jak je znázorněno na Obr. 5.1. V každé větvi trojúhelníku jsou dva kaskádně řazené H-můstky a indukčnost. Kaskádně řazené H-můstky tvoří pětiúrovňový měnič. Indukčnosti v jednotlivých větvích trojúhelníku omezují okružové proudy a navíc zajišťují, že každá větev trojúhelníku se chová jako zdroj proudu. Celý měnič je k napájecí síti připojen přes transformátor, který je v modelu reprezentován odporem R_T a indukčností L_T . Cílem filtračně kompenzačního zařízení je generovat kompenzační proudy, které zlepšují kvalitu elektrické energie v napájecí síti.



Obr. 5.1 Topologie filtračně kompenzačního zařízení s trojúhelníkovým spojením pětiúrovňového měniče s kaskádními H-můstkami

5.2 Matematický model filtračně kompenzačního zařízení

Na obrázku Obr. 5.2 je znázorněno zjednodušené schéma, které slouží k odvození matematického popisu filtračně kompenzačního zařízení připojeného do napájecí sítě. Kvůli přehlednosti je matematický model rozdělen do několika částí. První část popisuje matematické vyjádření měniče připojeného k napájecí síti. Druhá část je zaměřena na matematický popis obecného H-můstku, ze kterého se vychází při popisu CHB topologie. Poslední část matematického modelu popisuje pětiúrovňový měnič s kaskádními H-můstky.



Obr. 5.2 Zjednodušené schéma filtračně kompenzačního zařízení

Pro jednotlivé smyčky naznačené na obrázku Obr. 5.2 lze podle II. Kirchhoffova zákona napsat rovnice:

$$S1: \quad u_{UV(t)} = R_T \cdot i_{KU(t)} + L_T \cdot \frac{di_{KU(t)}}{dt} - L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + U_{CHB1(t)} - R_T \cdot i_{KV(t)} - L_T \cdot \frac{di_{KV}}{dt} \quad (3)$$

$$S2: \quad u_{VW(t)} = R_T \cdot i_{KV(t)} + L_T \cdot \frac{di_{KV(t)}}{dt} - L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + U_{CHB2(t)} - R_T \cdot i_{KW(t)} - L_T \cdot \frac{di_{KW}}{dt} \quad (4)$$

$$S3: \quad u_{WU(t)} = R_T \cdot i_{KW(t)} + L_T \cdot \frac{di_{KW(t)}}{dt} - L_3 \cdot \frac{di_3}{dt} + U_{CHB3(t)} - R_T \cdot i_{KU(t)} - L_T \cdot \frac{di_{KU}}{dt} \quad (5)$$

Pro kompenzační proudy $i_{KU(t)}$, $i_{KV(t)}$, $i_{KW(t)}$ a vnitřní proudy $i_1(t)$, $i_2(t)$, $i_3(t)$ v trojúhelníku platí rovnice:

$$i_{KU(t)} = i_{3(t)} - i_{1(t)} \quad (6)$$

$$i_{KV(t)} = i_{1(t)} - i_{2(t)} \quad (7)$$

$$i_{KW(t)} = i_{2(t)} - i_{3(t)} \quad (8)$$

Dále lze napsat, že součet všech kompenzačních proudů, a tudíž i všech vnitřních proudů v trojúhelníku je rovný nule:

$$i_{KU(t)} + i_{KV(t)} + i_{KW(t)} = 0 \quad (9)$$

$$i_{1(t)} + i_{2(t)} + i_{3(t)} = 0 \quad (10)$$

Dosazením rovnic (6) - (10) do rovnic pro jednotlivé smyčky (3) - (5) lze odvodit diferenciální rovnice:

$$\frac{di_{1(t)}}{dt} = \frac{3R_T}{L_1 + 3L_T} \cdot i_{1(t)} - \frac{1}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV(t)} + \frac{1}{L_1 + 3L_T} \cdot U_{CHB1(t)} \quad (11)$$

$$\frac{di_{2(t)}}{dt} = \frac{3R_T}{L_2 + 3L_T} \cdot i_{2(t)} - \frac{1}{L_2 + 3L_T} \cdot u_{VW(t)} + \frac{1}{L_2 + 3L_T} \cdot U_{CHB2(t)} \quad (12)$$

$$\frac{di_{3(t)}}{dt} = \frac{3R_T}{L_3 + 3L_T} \cdot i_{3(t)} - \frac{1}{L_3 + 3L_T} \cdot u_{WU(t)} + \frac{1}{L_3 + 3L_T} \cdot U_{CHB3(t)} \quad (13)$$

Pro řídicí algoritmus potřebujeme rovnice (11) - (13) v diskrétním tvaru. Postup diskretizace diferenciální rovnice $\frac{di_{1(t)}}{dt}$ Eulerovo metodou je popsán rovnicemi (14) - (17).

$$i_{1[k+1]} = i_{1[k]} + \Delta i_1 \quad (14)$$

$$\frac{\Delta i_1}{\Delta T} = \frac{3R_T}{L_1 + 3L_T} \cdot i_{1[k]} - \frac{1}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV[k]} + \frac{1}{L_1 + 3L_T} \cdot U_{CHB1[k]} \quad (15)$$

$$\Delta i_1 = \frac{3R_T \cdot \Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot i_{1[k]} - \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV[k]} + \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot U_{CHB1[k]} \quad (16)$$

$$i_{1[k+1]} = i_{1[k]} + \frac{3R_T \cdot \Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot i_{1[k]} - \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV[k]} + \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot U_{CHB1[k]} \quad (17)$$

Stejným způsobem lze převést do diskrétní formy diferenciální rovnice pro všechny vnitřní proudy v trojúhelníku $i_{1(t)}$, $i_{2(t)}$, $i_{3(t)}$. Tím je získán matematický popis vyjadřující vztahy mezi měničem FKZ a napájecí sítí.

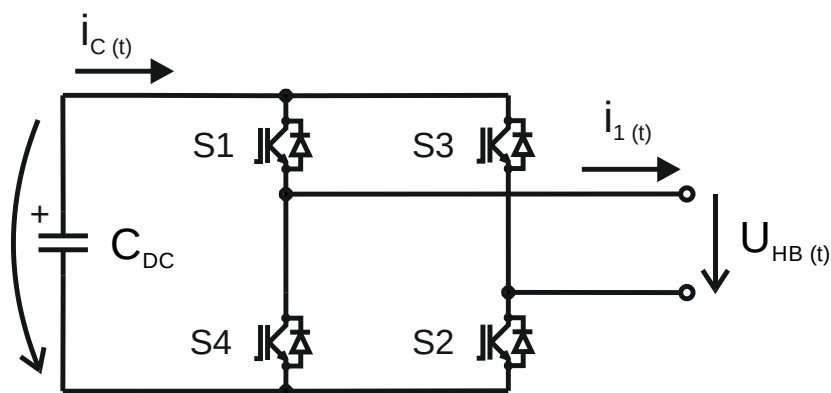
$$i_{1[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_1 + 3L_T}\right) \cdot i_{1[k]} - \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV[k]} + \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot U_{CHB1[k]} \quad (18)$$

$$i_{2[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_2 + 3L_T}\right) \cdot i_{2[k]} - \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot u_{VW[k]} + \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot U_{CHB2[k]} \quad (19)$$

$$i_{3[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_3 + 3L_T}\right) \cdot i_{3[k]} - \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot u_{WU[k]} + \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot U_{CHB3[k]} \quad (20)$$

5.2.1 Matematický model obecného H-můstku

Jelikož filtračně kompenzační zařízení využívá modulární měnič s topologií kaskádních H-můstků, je vhodné nejprve popsat chování jedné buňky a to následně rozšířit. Schéma jedné buňky modulárního měniče s CHB je naznačeno na Obr. 5.3.



Obr. 5.3 Schéma obecného H-můstku

Pro výstupní napětí H-můstku $u_{HB}(t)$ platí níže uvedená rovnice (21).

$$u_{HB}(t) = x \cdot u_{DC}(t), \quad x = \{1, 0, -1\} \quad (21)$$

Vztah mezi proudem kondenzátoru $i_C(t)$ a výstupním proudem H-můstku $i_1(t)$ je definován vztahem (22).

$$i_C(t) = x \cdot i_1(t), \quad x = \{1, 0, -1\} \quad (22)$$

Proměnná x reprezentuje spínací kombinace H-můstku. Pro kladný vektor výstupního napětí H-můstku $u_{HB}(t)$ je proměnná x rovna 1. Nulový takt je reprezentován hodnotou 0. Záporný vektor výstupního napětí je reprezentován hodnotou -1.

Tab. IV Tabulka spínacích kombinací H-můstku

Spínací kombinace H-můstku	Proměnná x	Velikost výstupní napětí $u_{HB}(t)$
$S1, S2$	1	$+ u_{DC}(t)$
$S1, S3$ $S2, S4$	0	0
$S3, S4$	-1	$- u_{DC}(t)$

Nabíjení a vybíjení kondenzátoru ve stejnosměrném obvodu je dáno proudem $i_C(t)$, pro který platí:

$$i_C(t) = C_{DC} \cdot \frac{du_{DC}(t)}{dt}. \quad (23)$$

Z rovnice definující proud kondenzátorem lze vyjádřit derivaci napětí $u_{DC}(t)$:

$$\frac{du_{DC}(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C_{DC}} \quad (24)$$

Eulerovo metodou lze rovnici (24) převést na diskretní tvar:

$$u_{DC} [k+1] = u_{DC} [k] + \Delta u_{DC} \quad (25)$$

$$\frac{du_{DC}(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C_{DC}} \rightarrow \frac{\Delta u_{DC}}{\Delta T} = \frac{i_C(k)}{C_{DC}} \rightarrow \Delta u_{DC} = \frac{\Delta T}{C_{DC}} \cdot i_C[k] \quad (26)$$

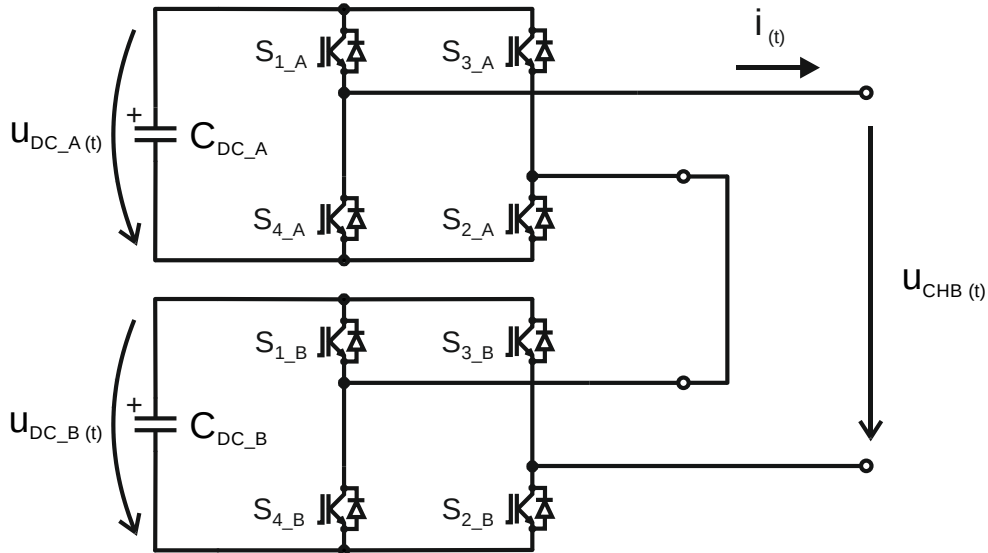
Chování stejnosměrného obvodu v závislosti na spínací kombinaci a orientaci proudu lze popsat rovnicí:

$$u_{DC} [k+1] = u_{DC} [k] - x \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC}} \cdot i_C [k] \right), \quad (27)$$

kde proměnná x opět udává příslušnou spínací kombinaci. Znaménko mínus je dáno opačnou orientací proudu $i_C(t)$ a napětí $u_{DC}(t)$ na kondenzátoru.

5.2.2 Matematický model měniče 5L-CHB

Schéma pětiúrovňového měniče s kaskádními H-můstky je znázorněno na Obr 5.4.



Obr. 5.4 Schéma pětiúrovňového měniče s kaskádními H-můstky

Kaskádním spojením prochází společný proud $i(t)$. Výstupní napětí kaskádní dvojice je značeno $u_{CHB}(t)$ a jeho velikost je dána spínací kombinací obou H-můstek a aktuální velikostí napětí na kondenzátorech $u_{DC_A}(t)$, $u_{DC_B}(t)$.

Podle II. Kirchhoffova zákona lze odvodit napěťovou rovnici, která definuje výstupní napětí $u_{CHB}(t)$ kaskádně spojených H-můstek.

$$u_{CHB}(t) = x_A \cdot u_{DC_A}(t) + x_B \cdot u_{DC_B}(t) \quad (28)$$

Proměnné x_A a x_B reprezentují spínací kombinace jednotlivých H-můstek. Jelikož oběma H-můstkami prochází stejný proud $i(t)$, je možné analýzu chování stejnosměrných obvodů rozdělit na dvě nezávislé úlohy. S využitím rovnice (27), která byla odvozena pro obecný H-můstek, lze napsat rovnice v diskretním tvaru, které popisují chování stejnosměrných meziobvodů kaskádně řazených H-můstek.

$$u_{DC_A} [k+1] = u_{DC_A} [k] - x_A \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC_A}} \cdot i [k] \right) \quad (29)$$

$$u_{DC_B} [k+1] = u_{DC_B} [k] - x_B \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC_B}} \cdot i [k] \right) \quad (30)$$

Vývoj napětí ve stejnosměrných meziobvodech H-můstku A a H-můstku B v závislosti na spínací kombinaci a orientaci proudu $i_{(t)}$ je popsán v tabulce Tab. V.

Tab. V Vliv spínacích kombinací a proudu na napětí ve stejnosměrných meziobvodech kaskádních H-můstků

Výstupní napětí U_{CHB}	Spínací kombinace H-můstku A	Proměnná X_A	Spínací kombinace H-můstku B	Proměnná X_B	Orientace proudu	Chování U_{DC_A}	Chování U_{DC_B}
$U_{DC_A} + U_{DC_B}$	$S_{1_A}; S_{2_A}$	1	$S_{1_B}; S_{2_B}$	1	+	$\downarrow U_{DC_A}$	$\downarrow U_{DC_B}$
					-	$\uparrow U_{DC_A}$	$\uparrow U_{DC_B}$
U_{DC_A}	$S_{1_A}; S_{2_A}$	1	$S_{1_B}; S_{3_B}$	0	+	$\downarrow U_{DC_A}$	$\cdot U_{DC_B}$
					-	$\uparrow U_{DC_A}$	$\cdot U_{DC_B}$
U_{DC_B}	$S_{1_A}; S_{3_A}$	0	$S_{1_B}; S_{2_B}$	1	+	$\cdot U_{DC_A}$	$\downarrow U_{DC_B}$
					-	$\cdot U_{DC_A}$	$\uparrow U_{DC_B}$
0	$S_{1_A}; S_{3_A}$	0	$S_{1_B}; S_{3_B}$	0	+	$\cdot U_{DC_A}$	$\cdot U_{DC_B}$
					-	$\cdot U_{DC_A}$	$\cdot U_{DC_B}$
$- U_{DC_A}$	$S_{3_A}; S_{4_A}$	-1	$S_{1_B}; S_{3_B}$	0	+	$\uparrow U_{DC_A}$	$\cdot U_{DC_B}$
					-	$\downarrow U_{DC_A}$	$\cdot U_{DC_B}$
$- U_{DC_B}$	$S_{1_A}; S_{3_A}$	0	$S_{3_B}; S_{4_B}$	-1	+	$\cdot U_{DC_A}$	$\uparrow U_{DC_B}$
					-	$\cdot U_{DC_A}$	$\downarrow U_{DC_B}$
$-(U_{DC_A} + U_{DC_B})$	$S_{3_A}; S_{4_A}$	-1	$S_{3_B}; S_{4_B}$	-1	+	$\uparrow U_{DC_A}$	$\uparrow U_{DC_B}$
					-	$\downarrow U_{DC_A}$	$\downarrow U_{DC_B}$
$U_{DC_A} - U_{DC_B}$	$S_{1_A}; S_{2_A}$	1	$S_{3_B}; S_{4_B}$	-1	+	$\downarrow U_{DC_A}$	$\uparrow U_{DC_B}$
					-	$\uparrow U_{DC_A}$	$\downarrow U_{DC_B}$
$- U_{DC_A} + U_{DC_B}$	$S_{3_A}; S_{4_A}$	-1	$S_{1_B}; S_{2_B}$	1	+	$\uparrow U_{DC_A}$	$\downarrow U_{DC_B}$
					-	$\downarrow U_{DC_A}$	$\uparrow U_{DC_B}$

Ve výše uvedené tabulce nejsou zahrnuty redundantní nulové vektory jednotlivých H-můstků, které se používají pro lepší rozdělení výkonových ztrát. Jako nulový takt H-můstku je vždy brána spínací kombinace $S_1; S_3$.

6 Řídicí algoritmus FKZ s kaskádními H-můstkami

V této kapitole bude popsán navržený algoritmus pro řízení filtračně kompenzačního zařízení s kaskádně řazenými H-můstkami. Řídicí algoritmus lze rozdělit na dvě části. První část algoritmu se zabývá analýzou sítě. Výsledkem analýzy jsou požadované kompenzační proudy, které musí FKZ generovat do napájecí sítě. Druhou částí řídicího algoritmu je prediktivní regulátor FCS-MPC, který zajišťuje regulaci výstupního proudu a balancování napětí na kondenzátorech stejnosměrných meziobvodů jednotlivých buněk měniče.

6.1 Analýza sítě

Elektrické obvody lze analyzovat buď v časové, nebo frekvenční oblasti. Obvody, kde jsou veličiny v ustáleném stavu, nebo je jejich vývoj velmi pomalý, je vhodné řešit ve

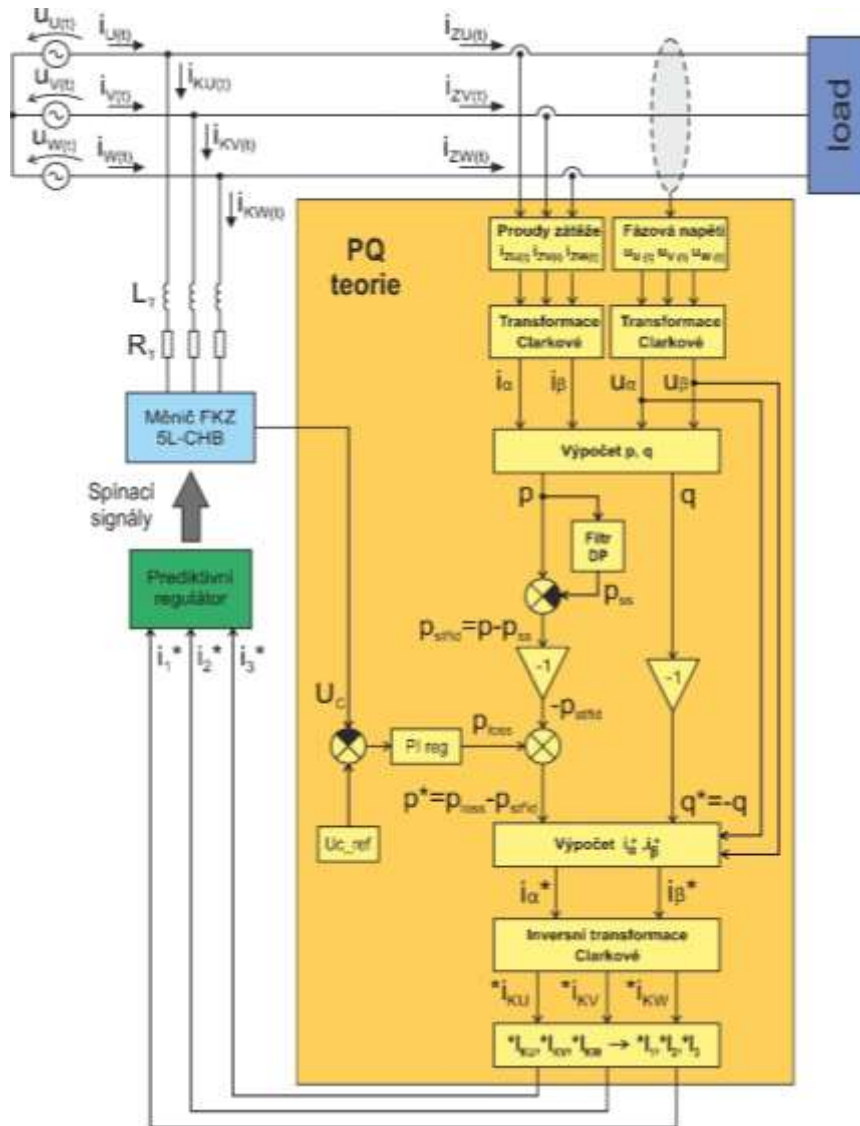
frekvenční oblasti. Obvody, ve kterých dochází k dynamickým změnám a přechodovým dějům, je naopak nutné řešit v časové oblasti.

Cílem analýzy sítě je definovat výkony, které se v síti nachází. Připojením nelineárních zátěží dochází k deformaci odebíraného proudu. Jelikož v napájecí síti dochází k dynamickým změnám, je nutné analýzu řešit v časové oblasti. Z tohoto pohledu lze na zatíženou síť nahlížet jako na třífázový dynamický systém s neustálými změnami. Existuje několik metod, jak určit jednotlivé výkony v síti. Jednotlivé metody lze rozdělit do dvou skupin. První skupina metod využívá pro analýzu sítě diskrétní Fourierovu transformaci (DFT), pomocí které lze analyzovat spektrum harmonických složek měřeného signálu. Existuje několik variant algoritmu pro výpočet diskrétní Fourierovi transformace. Z hlediska výpočetní náročnosti se jako nejefektivnější varianta jeví Sliding DFT [22]. Metody analyzující třífázovou síť, pomocí diskrétní Fourierovi transformace, se jeví výpočetně relativně náročné.

Druhá skupina metod je založena na výpočtu okamžitých výkonů v napájecí síti v časové oblasti. Nejznámější metody jsou tzv. PQ teorie a ABC teorie. PQ teorie reprezentuje okamžitý výkon jako vektor, který rotuje v souřadném ortogonálním systému α , β , 0. Zmiňovaná ABC teorie počítá kompenzační proudy přímo z měřených proudů sítě bez využití transformace [16].

6.1.1 PQ teorie

Hlavním úkolem PQ teorie je definovat výkony v třífázové síti v případě nesinusových veličin. Metoda využívá transformaci Clarkové, která převádí okamžité hodnoty napětí a proudů do prostoru vzájemně kolmých os. Tím získáváme vektory napětí a proudů, které rotují zpravidla v souřadného systému α , β , 0. Tyto vektory mají příčnou, podélnou a nulovou (netočivou) složku. Z vektorů se dále počítá komplexní výkon, kde jeho reálná část reprezentuje činný výkon a imaginární část reprezentuje jalový výkon. Blokové schéma algoritmu PQ teorie je naznačeno na Obr. 6.1.



Obr. 6.1 Blokové schéma PQ teorie

Jelikož topologie filtračně kompenzačního zařízení využívá zapojení bez nulového vodiče, je možné řešit transformaci Clarkové bez nulové složky. Pro zachování invariance výkonů byla zvolena transformační konstanta $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$. Transformace Clarkové je dána rovnicemi (31), (32).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ZU} \\ i_{ZV} \\ i_{ZW} \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{bmatrix} \quad (32)$$

Aplikací transformace Clarkové je získán vektor napětí (33) a vektor proudu (34), které rotují v souřadném systému α, β .

$$\bar{u} = u_\alpha + ju_\beta \quad (33)$$

$$\bar{i} = i_\alpha + ji_\beta \quad (34)$$

Okamžitý komplexní výkon je dán součinem vektoru napětí a komplexně sdruženého vektoru proudu.

$$\bar{s} = \bar{u} \cdot \bar{i}^* = (u_\alpha + ju_\beta) \cdot (i_\alpha - ji_\beta) = \underbrace{(u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta)}_p + j \underbrace{(u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta)}_q \quad (35)$$

Vynásobením reálných složek vektoru napětí a proudu je získán činný výkon. Naopak vynásobením kolmých složek (imaginárních a reálných) napětí a proudu je získán jalový výkon.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (36)$$

Reálná složka p komplexního výkonu značí přenášenou energii mezi dvěma systémy. Imaginární složka q komplexního výkonu reprezentuje jalovou energii, která je do sítě generována nelineárními zátěžemi nebo zátěžemi s induktivním případně kapacitním charakterem.

Cílem filtračně kompenzačního zařízení je kompenzovat jalovou energii v síti, proto výpočet kompenzačních proudů vychází z požadavku na zápornou imaginární část vypočteného komplexního výkonu.

$$^*q = -q \quad (37)$$

Reálná složka komplexního výkonu značí přenášenou energii mezi dvěma systémy. Jelikož topologie filtračně kompenzačního zařízení je plovoucí, musí být stejnosměrné obvody jednotlivých H-můstků napájeny ze sítě. Proto je do struktury PQ teorie přidán PI regulátor, který definuje požadovanou činnou energii p_{loss} , která musí být ze sítě dodána do stejnosměrných meziobvodů jednotlivých H-můstků. Požadovaná činná složka komplexního výkonu je potom dána vztahem (38). Složka $p_{stříd}$ reprezentuje deformační výkon, který je způsoben vyššími harmonickými síťového proudu. Jelikož cílem FKZ je zajistit, aby odebíraný proud ze sítě byl ideálně sinusový, je složka $p_{stříd}$ zavedena se záporným znaménkem do požadovaného činného výkonu, ze kterého jsou počítány kompenzační proudy.

$$p^* = p_{loss} - p_{stříd} \quad (38)$$

Při analýze reálné sítě pomocí PQ teorie bude nutné z vypočteného činného a jalového výkonu odfiltrovat vyšší harmonické tak, aby byla omezena šířka pásma požadovaného proudu s ohledem na použitou spínací frekvenci v asynchronní PWM, která měnič řídí. Ve zjednodušeném simulačním modelu jsou výše zmíněné horní zadržky zanedbány.

Z požadovaného činného a jalového výkonu je dále vypočten požadovaný vektor proudu, který rotuje v souřadném systému α, β .

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (39)$$

Vektor požadovaného proudu (39) je následně převeden na požadované proudy pomocí inverzní transformace Clarkové (40).

$$\begin{bmatrix} i_{KU}^* \\ i_{KV}^* \\ i_{KW}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad (40)$$

Tímto dostáváme požadované kompenzační proudy. Pomocí rovnic (41) – (43) jsou požadované kompenzační proudy přepočteny na požadované vnitřní proudy trojúhelníkového zapojení měniče, které vstupují do regulátoru FCS-MPC jako referenční hodnoty.

$$i_1^* = \frac{1}{3} \cdot (i_{KV}^* - i_{KU}^*) \quad (41)$$

$$i_2^* = \frac{1}{3} \cdot (i_{KW}^* - i_{KV}^*) \quad (42)$$

$$i_3^* = \frac{1}{3} \cdot (i_{KU}^* - i_{KW}^*) \quad (43)$$

6.2 Regulátor FCS-MPC

Regulátor FCS-MPC využívá matematický model systému pro predikci jeho chování. Predikované hodnoty stavových veličin pro budoucí časový okamžik $[k+1]$ jsou dále využity pro výpočet ztrátové funkce. Cílem regulátoru FCS-MPC je najít minimum ztrátové funkce, a tím definovat nejvhodnější spínací kombinaci měniče, která vede k optimálnímu regulačnímu zásahu.

6.2.1 Model prediktivního řízení

Model prediktivního řízení vychází z rovnic, které byly dovozeny v kapitole 5.2. Rovnice popisující vztahy mezi filtračně kompenzačním zařízením a napájecí sítí v diskrétním tvaru jsou

$$i_{1[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_1 + 3L_T}\right) \cdot i_{1[k]} - \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV[k]} + \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot U_{CHB1[k]}, \quad (44)$$

$$i_{2[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_2 + 3L_T}\right) \cdot i_{2[k]} - \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot u_{VW[k]} + \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot U_{CHB2[k]}, \quad (45)$$

$$i_{3[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_3 + 3L_T}\right) \cdot i_{3[k]} - \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot u_{WU[k]} + \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot U_{CHB3[k]}. \quad (46)$$

Vnitřní proudy v trojúhelníku $i_1[k]$, $i_2[k]$, $i_3[k]$ a sdružená napětí sítě $u_{UV[k]}$, $u_{VW[k]}$, $u_{WU[k]}$ vstupují do rovnic jako změřené hodnoty v časovém okamžiku $[k]$. Výstupní napětí kaskádně spojených H-můstků $u_{CHB1[k]}$, $u_{CHB2[k]}$, $u_{CHB3[k]}$ je dáno spínací kombinací a aktuální hodnotou napětí stejnosměrných obvodů v časovém okamžiku $[k]$.

$$u_{CHB1}[k] = x_{1A} \cdot u_{DC1_A}[k] + x_{1B} \cdot u_{DC1_B}[k] \quad (47)$$

$$u_{CHB2}[k] = x_{2A} \cdot u_{DC2_A}[k] + x_{2B} \cdot u_{DC2_B}[k] \quad (48)$$

$$u_{CHB3}[k] = x_{3A} \cdot u_{DC3_A}[k] + x_{3B} \cdot u_{DC3_B}[k] \quad (49)$$

Dosazením rovnic pro výstupní napětí kaskádních H-můstků (47) – (49) do rovnic pro vnitřní proudy v trojúhelníku (44) – (46) dostáváme rovnice (50) – (52), které tvoří první polovinu modelu prediktivního řízení.

$$i_{1[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_1 + 3L_T}\right) \cdot i_{1[k]} - \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV[k]} + \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot (x_{1A} \cdot u_{DC1_A}[k] + x_{1B} \cdot u_{DC1_B}[k]) \quad (50)$$

$$i_{2[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_2 + 3L_T}\right) \cdot i_{2[k]} - \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot u_{VW[k]} + \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot (x_{2A} \cdot u_{DC2_A}[k] + x_{2B} \cdot u_{DC2_B}[k]) \quad (51)$$

$$i_{3[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_3 + 3L_T}\right) \cdot i_{3[k]} - \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot u_{WU[k]} + \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot (x_{3A} \cdot u_{DC3_A}[k] + x_{3B} \cdot u_{DC3_B}[k]) \quad (52)$$

Druhá polovina modelu prediktivního řízení popisuje chování napětí na kondenzátorech stejnosměrných obvodů. Zobecněné rovnice pro jednotlivé buňky 5L-CHB topologie jsou uvedeny níže. Index $n = 1, 2, 3$ značí číslo příslušné větve trojúhelníku.

$$u_{DCn_A}[k+1] = u_{DC1_A}[k] - x_{nA} \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC1_A}} \cdot i_n[k]\right) \quad (53)$$

$$u_{DCn_B}[k+1] = u_{DC1_B}[k] - x_{nB} \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC1_B}} \cdot i_n[k]\right) \quad (54)$$

6.2.2 Ztrátová funkce

Ztrátová funkce regulátoru FCS-MPC obecně vyjadřuje požadavky na řízení. Do ztrátové funkce vstupují predikované a referenční hodnoty. Rozdíl referenčních a predikovaných hodnot definuje regulační odchylku. V případě regulátoru FCS-MPC pro filtračně kompenzačního zařízení s CHB měničem byl zvolen kvadratický tvar ztrátové funkce. Ztrátové funkce regulující veličiny v jednotlivých větvích trojúhelníku vyjadřují rovnice (55) – (57).

$$\arg \min J_1 = (i_{1\ ref} - i_{1[k+1]})^2 + \lambda_1 \cdot i_{1\ max}^2 + \lambda_{1A} \cdot (U_{DC1_A\ ref} - U_{DC1_A}[k+1])^2 + \lambda_{1B} \cdot (U_{DC1_B\ ref} - U_{DC1_B}[k+1])^2 \quad (55)$$

$$\arg \min J_2 = (i_{2\ ref} - i_{2[k+1]})^2 + \lambda_2 \cdot i_{2\ max}^2 + \lambda_{2A} \cdot (U_{DC2_A\ ref} - U_{DC2_A}[k+1])^2 + \lambda_{2B} \cdot (U_{DC2_B\ ref} - U_{DC2_B}[k+1])^2 \quad (56)$$

$$\arg \min J_3 = (i_{3\ ref} - i_{3[k+1]})^2 + \lambda_3 \cdot i_{3\ max}^2 + \lambda_{3A} \cdot (U_{DC3_A\ ref} - U_{DC3_A}[k+1])^2 + \lambda_{3B} \cdot (U_{DC3_B\ ref} - U_{DC3_B}[k+1])^2 \quad (57)$$

Výše uvedené ztrátové funkce obsahují vždy 4 kritéria: kritérium regulace vnitřního proudu příslušné větve, kritérium omezení na maximální proud v dané větvi, kritérium regulace napětí na kondenzátoru H-můstku A a kritérium regulace napětí na kondenzátoru H-můstku B. Váhové koeficienty λ představují penalizaci jednotlivých kritérií. Referenční hodnoty vnitřních proudů trojúhelníku vycházejí z PQ teorie. Referenční hodnoty napětí na

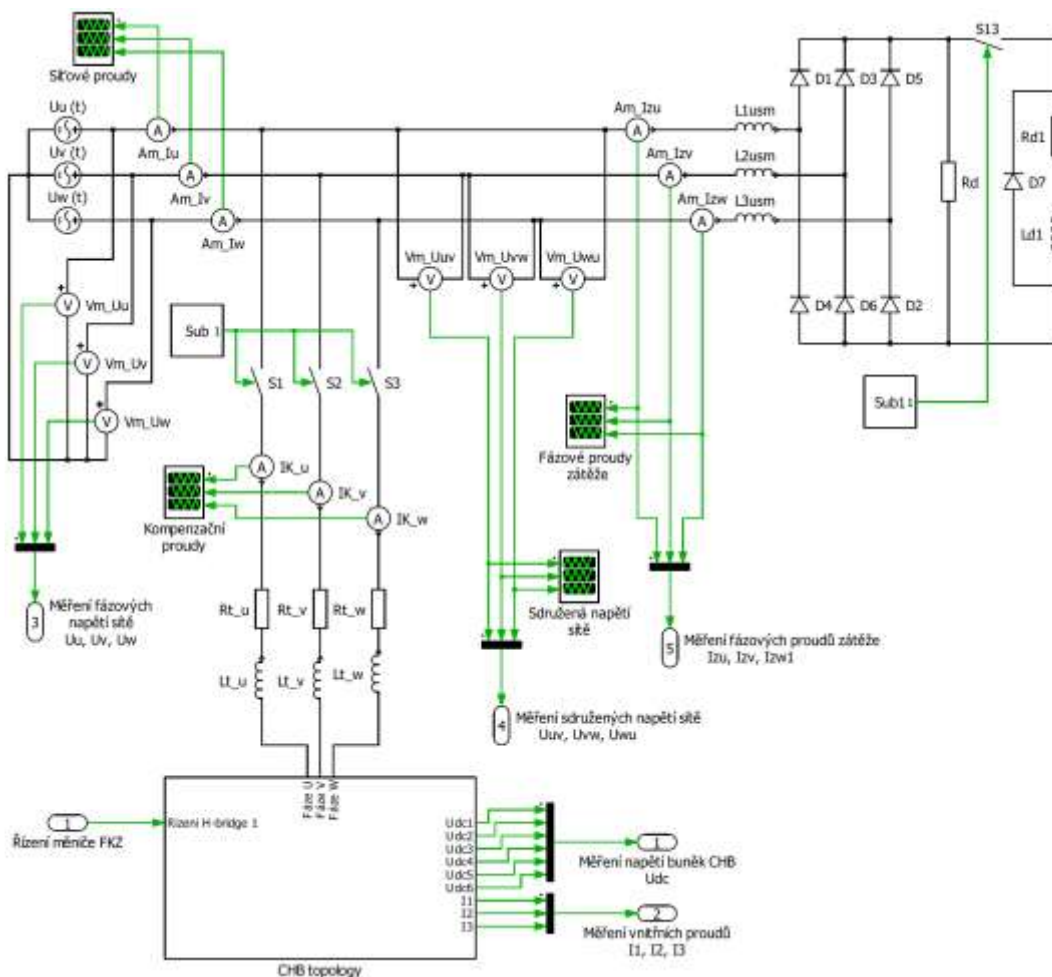
kondenzátorech jednotlivých H-můstků určují požadovanou hodnotu, na kterou musí regulátor FCS-MPC kondenzátory balancovat.

6.3 Simulace

Regulátor FCS-MPC využívá matematický model systému pro predikci jeho chování. Predikované hodnoty stavových veličin pro budoucí časový okamžik $[k+1]$ jsou dále využity pro výpočet ztrátové funkce. Cílem regulátoru FCS-MPC je najít minimum ztrátové funkce, a tím definovat nejvhodnější spínací kombinaci měniče, která vede k optimálnímu regulačnímu zásahu.

Algoritmus řízení filtračně kompenzačního zařízení, které využívá trojúhelníkové spojení kaskádně řazených H-můstků, byl ověřen simulacemi. Simulační model byl vytvořen v programu MATLAB/Simulink s využitím modulu pro výkonovou elektroniku PLECS.

Parametry modelu byly stanoveny podle plánovaného laboratorního prototypu. Napájecí síť je tvořena třemi zdroji sinusového napětí o frekvenci 50 Hz, které jsou zapojeny do hvězdy. Amplituda napětí simulované sítě je 61 V. Jako nelineární zátěž byl použit třífázový diodový můstkový usměrňovač, který je k síti připojen přes vyhlazovací tlumivky. Diodový usměrňovač je zatížen dvěma zátěžemi. První zátěž je tvořena odporem R_d o velikosti $4\ \Omega$, který je trvale připojen k výstupním svorkám diodového usměrňovače. Aby bylo možné simulovat dynamické jevy, je diodový usměrňovač zatížen navíc RL zátěží ($R_{d1} = 3\ \Omega$, $L_{d1} = 5\text{ mH}$), která může být připojena či odpojena v libovolném časovém okamžiku.



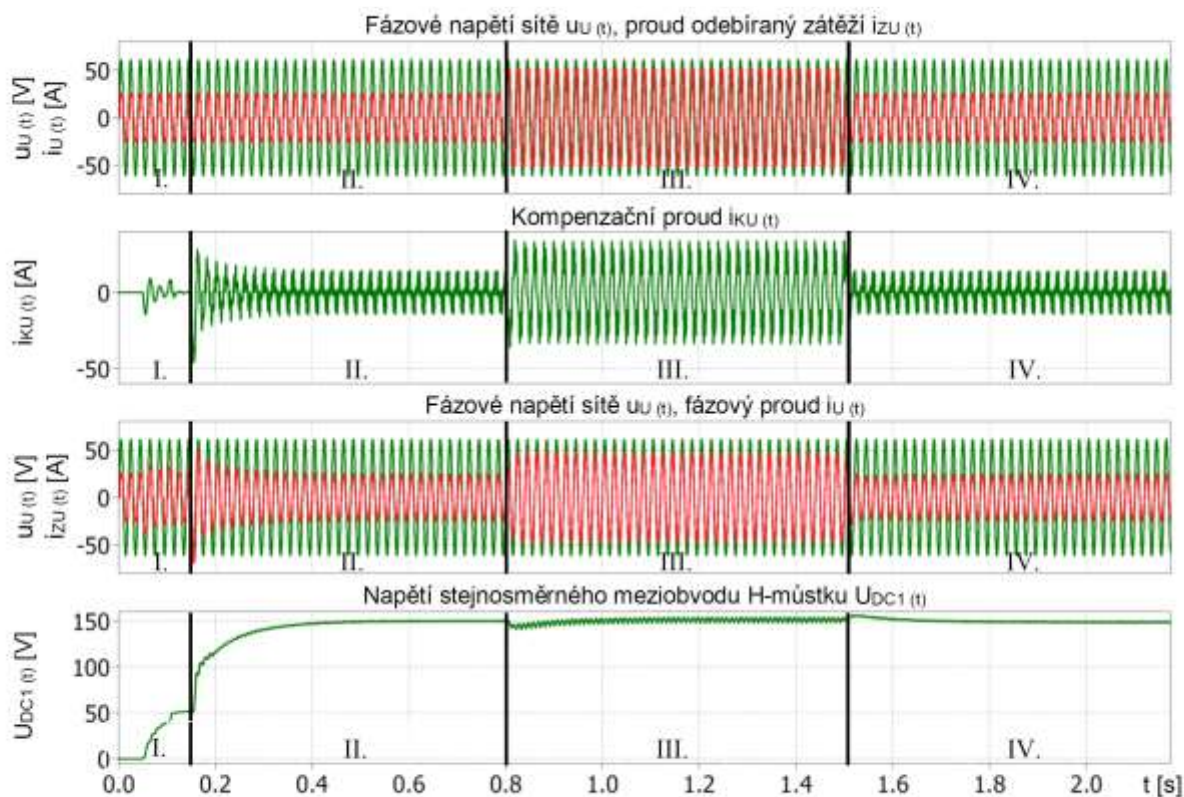
Obr. 6.2 Simulační model filtračně kompenzačního zařízení

Paralelně k zátěži je přes transformátor připojen blok s filtračně kompenzačním zařízením. Transformátor je v simulaci modelován jako RL článek s parametry $R_t = 10 \text{ m}\Omega$ a $L_t = 2 \text{ mH}$. V samotném bloku FKZ se nachází tři pětiúrovňové měniče s kaskádními H-můstky, které jsou spojeny do trojúhelníku. Kapacita stejnosměrného meziobvodu H-můstku jsou 3 mF . V každé větvi trojúhelníku je umístěna indukčnost o velikosti 1 mH , která zabraňuje okružovým proudům. V bloku jsou dále umístěny stykače a přednabíjecí rezistory s odporem 5Ω .

Samotný algoritmus řízení FKZ je napsán jako skript v MATLAB/Simulink. Skript obsahuje výpočet PQ teorie a prediktivní regulátor FCS-MPC. Celý algoritmus je taktován vzorkovací frekvencí 20 kHz .

Průběh celé simulace je zobrazen na obrázku Obr. 6.3. Jednotlivé průběhy jsou zaměřeny na fázi U a s ní spojené veličiny. Jako poslední průběh je znázorněno napětí první buňky CHB topologie. Časový průběh celé simulace lze rozdělit do čtyř intervalů. V prvním intervalu je zachyceno připojení FKZ k napájecí síti. V čase $t = 0,05 \text{ s}$ byly sepnuty stykače, které připojily měnič k napájecí síti. V tomto okamžiku se začaly nabíjet kondenzátory jednotlivých H-můstků. Nabíjecí proud byl omezen přednabíjecími odpory, kterými je vybavena každá buňka měniče.

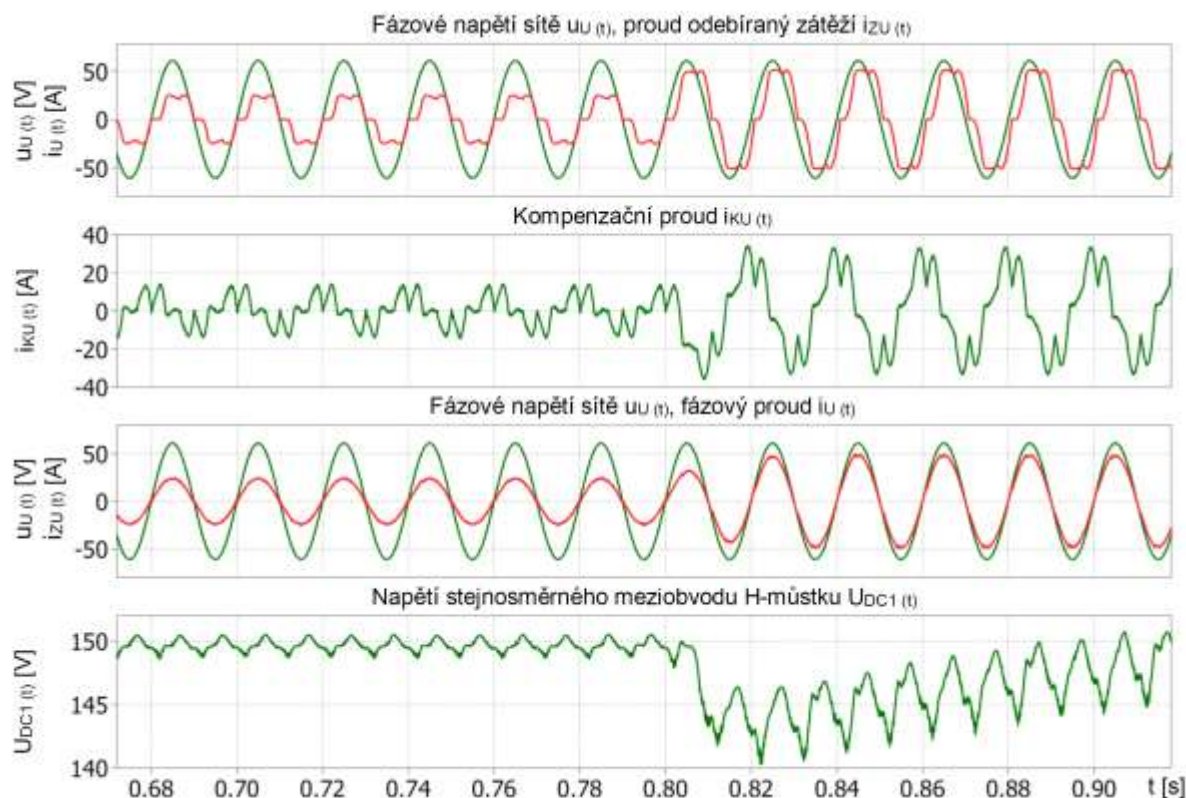
Druhý interval začíná v čase $t = 0,15 \text{ s}$, kdy je aktivován řídi algoritmus filtračně kompenzačního zařízení. Z průběhů je vidět, že v prvotním okamžiku bylo prioritou řízení dobít kondenzátory na požadovanou hodnotu 150 V , což se vyznačuje zvýšeným odběrem proudu z napájecí sítě. Proudová špička byla limitována regulátorem FCS-MPC, který ve své ztrátové funkci má kritérium na maximální proud.



Obr. 6.3 Celkový průběh simulace

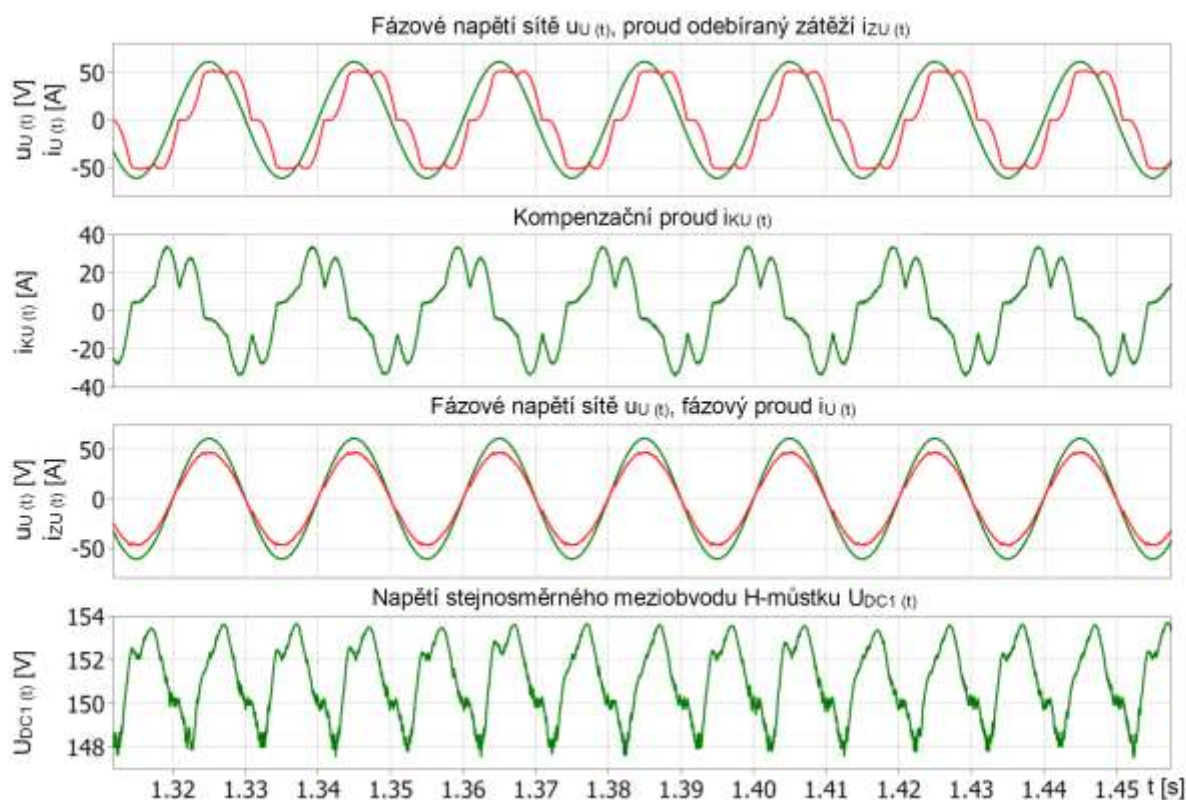
Ustálené průběhy druhého intervalu jsou znázorněny v první polovině obrázku Obr. 6.4. Je zde vidět, že síťový proud fáze U není deformován a zároveň je ve fázi s napětím fáze U.

Třetí interval začíná v čase $t = 0,8$ s, kdy je k výstupu diodového usměrňovače připojena paralelní RL zátěž. Paralelní RL zátěž způsobí zvýšení amplitudy odebíraného proudu a zároveň dojde k zvětšení fázového posuvu napětí a odebíraného proudu. Filtračně kompenzační zařízení na tento dynamický jev reaguje změnou křivky a amplitudy kompenzačního proudu, což má za následek pokles napětí v stejnosměrných meziobvodech v jednotlivých buňkách měniče. Z druhé poloviny průběhů na Obr. 6.4 je patrné, že během přechodového stavu nedošlo k deformaci ani fázovému posuvu síťového proudu fáze U.



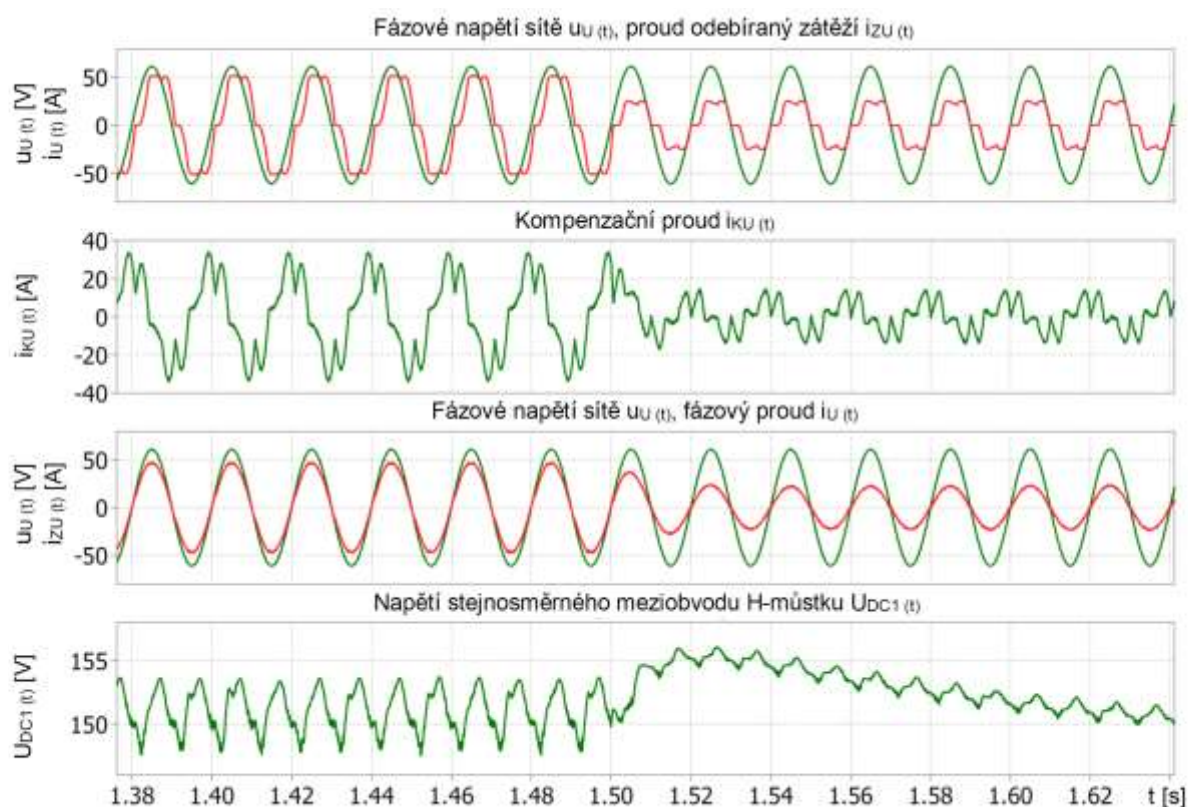
Obr. 6.4 První přechodový děj způsobený připojením RL zátěže k usměrňovači

Na obrázku Obr 6.5 je znázorněn ustálený stav třetího intervalu simulace. Je zde vidět, že filtračně kompenzační zařízení kompenzuje jak fázový posuv, tak vyšší harmonické, které jsou do sítě generovány diodovým usměrňovačem. Na síťovém proudu fáze U jsou patrné jen malé komutační špičky, které jsou způsobené usměrňovačem.



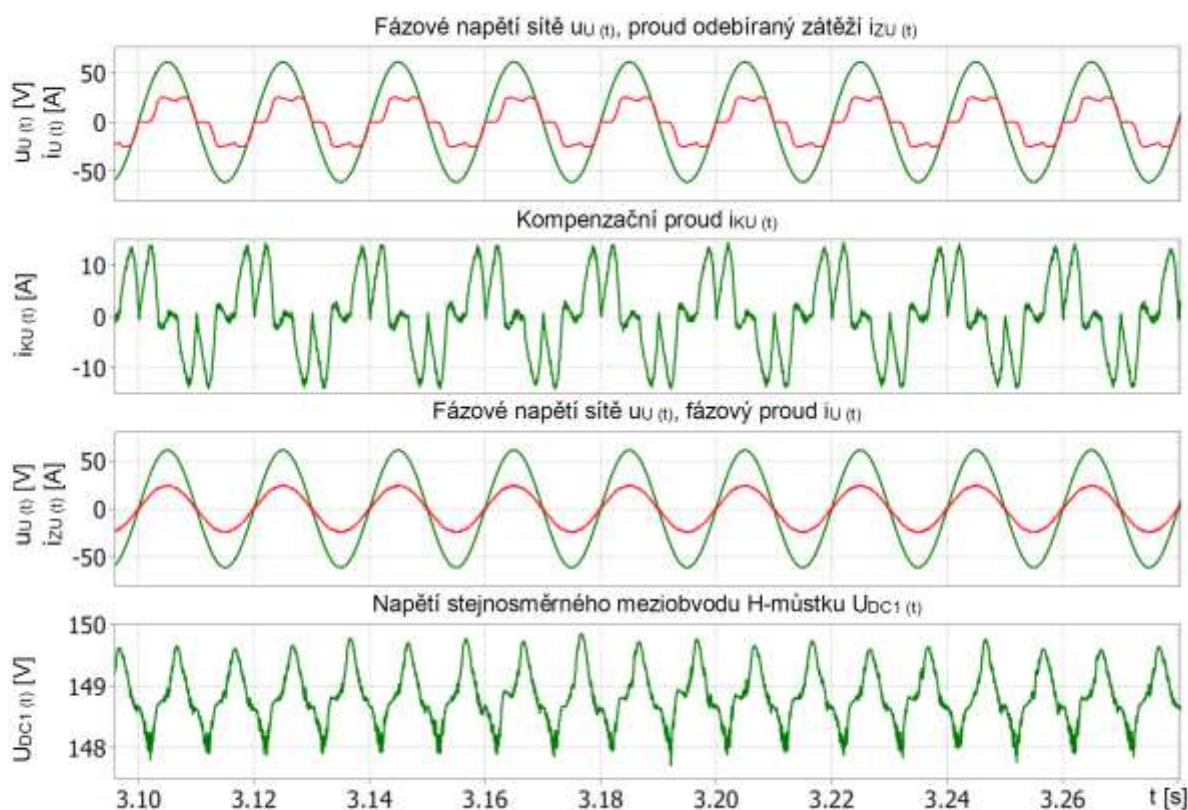
Obr. 6.5 Ustálený stav po prvním přechodovém ději

Na obrázku Obr. 6.6 je znázorněn druhý přechodový děj simulace. V čase $t = 1,5$ s dochází k odpojení paralelní RL zátěže diodového usměrňovače, čímž začíná čtvrtý interval simulace. Odpojením zátěže diodového usměrňovače dojde ke snížení amplitudy a fázového posuvu odebíraného proudu ze sítě. Na odlehčení sítě reaguje filtračně kompenzační zařízení změnou křivky a snížením amplitudy kompenzačního proudu. To má za následek přebytek energie v soustavě, proto dojde ke krátkodobému zvýšení napětí na kondenzátorech měniče. Během druhého přechodového děje nedošlo k deformaci ani fázovému posuvu síťového proudu fáze U.



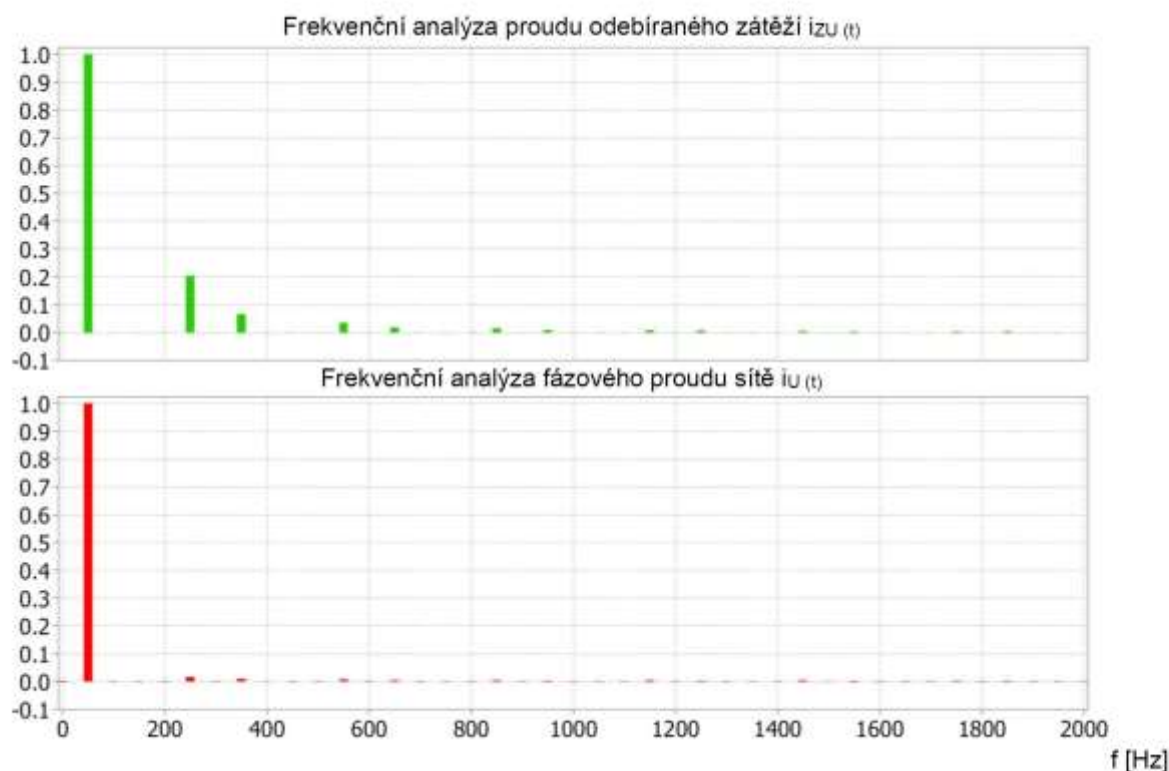
Obr. 6.6 Druhý přechodový děj způsobený odpojením RL zátěže od usměrňovače

Ustálený stav veličin je naznačený na obrázku Obr. 6.7. Je zde vidět, že napětí na kondenzátoru kleslo k požadované hodnotě 150 V. Odebíraný proud ze sítě má sinusový charakter a je ve fázi s napětím sítě.



Obr. 6.7 Ustálený stav po druhém přechodovém ději

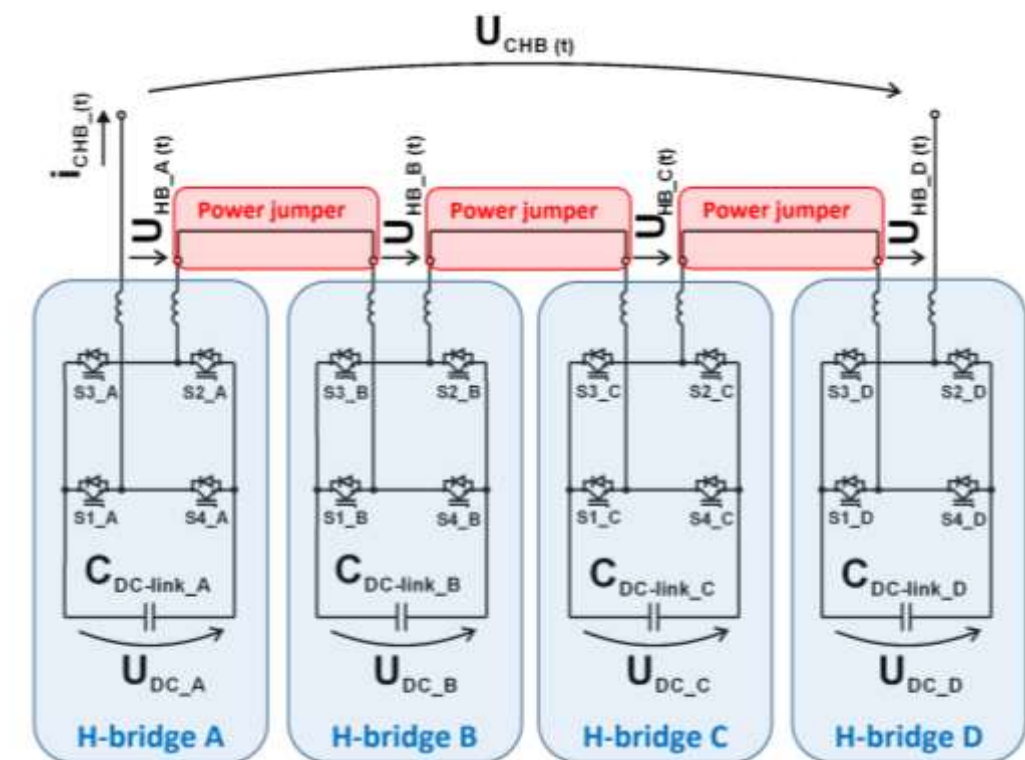
Na obrázku Obr. 6.8 je zobrazena frekvenční analýza síťového proudu fáze U před a po kompenzaci. Harmonické spektrum proudu před kompenzací zahrnuje dominantní 5. a 7. harmonickou složku. Jsou zde také vidět další charakteristické harmonické jako 11. a 13. nebo 17. a 19. harmonická složka. Z harmonického spektra proudu po kompenzaci je patrné, že vlivem filtračně kompenzačního zařízení došlo k výraznému potlačení charakteristických harmonických.



Obr. 6.8 Frekvenční spektrum fázového proudu sítě $i_U(t)$ a proudu odebíraného zátěží $i_{ZU}(t)$

7 Prototyp univerzálního modulárního měniče

Pro experimentální ověření funkčnosti výše uvedené topologie filtračně kompenzačního zařízení byl vyvinut univerzální modulární měnič SHRack (Smart H-bridge Rack). Koncept univerzálního modulárního měniče je založen na čtyřech měničových kartách, které jsou implementovány do 2U racku. Výkonový měnič každé karty je tvořen H-můstkem. Každá měničová karta je vybavena galvanicky odděleným měřením proudů v obou výstupních fázích H-můstku, měřením napětí stejnosměrného obvodu a měřením teploty výkonového polovodičového modulu. K jednotlivým měničovým kartám jsou připojeny drivery pro výkonové prvky, které jsou vybaveny ochranami. Drivery také umožňují nezávislé řízení prvků H-můstku. Vnitřní uspořádání výkonových modulů je znázorněno na Obr. 7.1. Jednotlivé H-můstky lze mezi sebou propojit pomocí speciálních power jumperů, čímž lze snadno sestavit topologie CHB.



Obr. 7.1 Vnitřní uspořádání výkonových modulů univerzálního modulárního měniče SHRack

Čelní panel měniče SHRack (Obr. 7.2) tvoří interface mezi řídicím systémem a výkonovou elektronikou. Na čelní panel jsou vyvedeny všechny stavové a řídicí signály všech čtyř měničů. Dále jsou zde displeje a konektory pro připojení řídicích signálů. SHRack je také vybaven komunikací CAN, pomocí které lze nastavit hodnoty např. softwarových ochran, které jsou vybavovány nezávisle na externím řídicím systému.



Obr. 7.2 Univerzální modulární měnič SHRack

Zadní panel (Obr. 7.3) je opět rozdělen do čtyř sekcí, které odpovídají příslušným kanálům. Každá sekce obsahuje čtyři vysokonapěťové laboratorní svorky, na kterých je vyveden kladný a záporná pól stejnosměrného meziobvodu a střídavé výstupy H-můstku. Každý kanál na zadním panelu obsahuje tzv. high voltage LED, která indikuje nebezpečné napětí v stejnosměrném meziobvodu. Tato bezpečnostní LED svítí od 50 V a je schopna pracovat s napětím až 1 kV. Tento bezpečnostní prvek není závislý na napájecím napětí elektroniky měniče.



Obr. 7.3 Zadní panel univerzálního modulárního měniče SHRack

8 Závěr

Tato práce se zabývá návrhem topologie a řídicího algoritmu pro filtračně kompenzační zařízení pro vysoká napětí. Koncept filtračně kompenzačního zařízení vychází z paralelního aktivního filtru. Měnič FKZ je do napájecí sítě připojen přes transformátor paralelně k zátěži. Výkonová část filtračně kompenzačního zařízení využívá trojúhelníkové spojení tří pětiúrovňových měničů s kaskádními H-můstky (5L-CHB). Topologie CHB byla zvolena díky snadné modifikaci měniče na vysoká napětí.

Řídicí algoritmus FKZ je založen na prediktivním řízení s konečným počtem akčních zásahů (FCS-MPC) a PQ teorii. Algoritmus PQ teorie provádí analýzu napájecí sítě. Výstupem PQ teorie jsou kompenzační proudy, které vstupují do regulátoru FCS-MPC jako referenční veličiny.

Řídicí algoritmus FKZ byl ověřen simulacemi, ve kterých bylo sledováno chování FKZ v nízkonapěťovém modelu napájecí sítě. Průběh simulace byl sestaven tak, aby bylo nejprve otestováno připojení FKZ k napájecí síti, při kterém jsou kondenzátory v jednotlivých buňkách CHB měniče nabíjeny přes nabíjecí odpory. Dále byl testován start řídicího algoritmu, který po spuštění musí zajistit nabití kondenzátorů v jednotlivých výkonových buňkách měničů na požadovanou hodnotu. V simulační studii byla dále sledována reakce FKZ na dynamické změny zatížení nízkonapěťového modelu sítě, které byly vyvolány změnou zátěže třífázového diodového usměrňovače. Během přechodových dějů musel řídicí algoritmus zajišťovat jak generování kompenzačních proudů, tak i balancování kondenzátorů v jednotlivých buňkách CHB měniče.

V této práci je také popsán navržený prototyp univerzálního modulárního měniče, který byl vyvinut pro reálné ověření výše odvozeného algoritmu řízení.

Hlavní přínosy práce:

- Byla navržena topologie FKZ, které využívá koncept paralelního aktivního filtru a trojúhelníkové spojení měničů 5L-CHB.
- Byl odvozen matematický model FKZ, který slouží pro prediktivní regulátor FCS-MPC.
- Byl navržen řídicí algoritmus založený na jednokrokovém prediktivním regulátoru FCS-MPC a PQ teorii se vzorkovací periodou $100 \mu s$.
- Byla provedena simulační studie ověřující navržený algoritmus FKZ v dynamických stavech.
- Pro vybraný neharmonický průběh s $THDi = 19,35\%$ bylo dosaženo kompenzované $THDi = 6,89\%$.
- Byl navržen a sestaven prototyp univerzálního modulárního měniče, který slouží pro experimentální testování víceúrovňových modulárních topologií.
- Byla navržena a sestavena binární IO karta systému REMCS, která bude využita společně s řídicím systémem REMCS při tvorbě laboratorního prototypu FKZ.

Literatura

- [1] Gregor, Raul & Pacher, Julio & Renault, Alfredo & Comparatore, Leonardo & Rodas Benítez, Jorge. (2020). Experimental Validation of the DSTATCOM Based on SiC-MOSFET Multilevel Converter for Reactive Power Compensation. *Journal of Systemics, Cybernetics and Informatics*. 18.
- [2] Z. Kehl, T. Glasberger and Z. Peroutka, "Finite Control Set Model Predictive Control of Static Compensator," 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2019, pp. 858-863, doi: 10.1109/ISIE.2019.8781514.
- [3] F. Hahn, L. Camurca and M. Liserre, "Investigation of Modular Multilevel Converters for E-STATCOM Applications," 2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2020, pp. 1028-1032, doi: 10.1109/ISIE45063.2020.9152265.
- [4] D. J. Meisner, B. Niemann, M. Shevchenko, E. Fombang, I. Khosravi and H. von Geymüller, "STATCOM with Active Filter Using STATCOM as Active Filter, Improving Power Quality and reducing Harmonics," 2020 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D), 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/TD39804.2020.9299900.
- [5] L. Tianqi et al., "Reactive Power Compensation and Control Strategy for MMC-STATCOM Doubly-Fed Wind Farm," 2019 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), 2019, pp. 3537-3542, doi: 10.1109/ISGT-Asia.2019.8881306.
- [6] A. E. ElGebaly, A. El-Wahab Hassan and M. K. El-Nemr, "Reactive Power Compensation by Multilevel Inverter STATCOM for Railways Power Grid," 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), 2019, pp. 2094-2099, doi: 10.1109/EIConRus.2019.8657058.
- [7] KŮS, Václav. Nízkofrekvenční rušení. V Plzni: Západočeská univerzita, 2003. ISBN 80-7082-976-1.
- [8] VONDRÁŠEK, František, Tomáš GLASBERGER, Jiří FOŘT, Martin JÁRA a Jan MICHALÍK. Výkonová elektronika. 3. rozšířené vydání. V Plzni: Západočeská univerzita, 2017. ISBN 978-80-261-0688-3.
- [9] E. Solas, G. Abad, J. A. Barrena, S. Aurtenetxea, A. Cárcar and L. Zajac, "Modular Multilevel Converter With Different Submodule Concepts—Part I: Capacitor Voltage Balancing Method," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4525-4535, Oct. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2210378.
- [10] E. Solas, G. Abad, J. A. Barrena, S. Aurtenetxea, A. Cárcar and L. Zajac, "Modular Multilevel Converter With Different Submodule Concepts—Part II: Experimental Validation and Comparison for HVDC Application," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4536-4545, Oct. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2211431.
- [11] B. S. Riar and U. K. Madawala, "A novel Modular Multi-level Converter topology with Voltage Correcting Modules (M2LC-VCMs)," 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2013, pp. 451-456, doi: 10.1109/ICIT.2013.6505714.
- [12] H. Akagi, "Multilevel Converters: Fundamental Circuits and Systems," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2048-2065, Nov. 2017, doi: 10.1109/JPROC.2017.2682105.

- [13] C. Klumpner and F. Blaabjerg, "Using reverse-blocking IGBTs in power converters for adjustable-speed drives," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 3, pp. 807-816, May-June 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.872956.
- [14] Kehl, Z., Glasberger, T., Víceúrovňové měniče NPP, výzkumná zpráva č.: 22160-004-2017, RICE/KEV Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň 2017...
- [15] T-type_IGBT_module_with_new_voltage_class_authentic_RB-IGBT_for_DC-1000V_solar_inverter_application
- [16] AKAGI, Hirofumi, Edson Hirokazu WATANABE a Maurício AREDES. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience/ John Wiley, c2007. ISBN 978-0-470-10761-4.
- [17] Janík, D. Inteligentní pohony a mechatronické systémy s vestavěnou inteligencí. Disertační práce. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni. 2016.
- [18] GE Power Conversion. Datasheet MV6 series [on-line]. Dostupné z: https://www.gepowerconversion.com/sites/gepc/files/product/GEA30738B%20MV6_EN_160517_V8.pdf
- [19] R. H. Wilkinson, T. A. Meynard and H. du Toit Mouton, "Natural Balance of Multicell Converters: The General Case," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 6, pp. 1658-1666, Nov. 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.882951.
- [20] B. P. McGrath, T. Meynard, G. Gateau and D. G. Holmes, "Optimal Modulation of Flying Capacitor and Stacked Multicell Converters Using a State Machine Decoder," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 2, pp. 508-516, March 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.889932.
- [21] G. J. Rushiraj and P. N. Kapil, "Analysis of different modulation techniques for multilevel inverters," 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), 2016, pp. 3017-3024, doi: 10.1109/ICEEOT.2016.7755254.
- [22] T. Komrska, J. Zak and Z. Peroutka, "Reactive power and harmonic currents compensation in traction systems using active power filter with DFT-based current reference generator," 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009, pp. 1-10.
- [23] M. Jalil and A. Amiri, "An Effective Structure of Three-Phase Parallel Hybrid Active Power Filter to Accurate Harmonic Elimination," 2020 15th International Conference on Protection and Automation of Power Systems (IPAPS), 2020, pp. 123-129, doi: 10.1109/IPAPS52181.2020.9375544.
- [24] Košan, T. Vybrané problémy z řízení vícehladinových měničů a výpočetně extrémně náročných pokročilých algoritmů regulace elektrických pohonů implementovaných v hradlových polích. Disertační práce. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni. 2014.
- [25] G. Zhang, Y. Yang, F. Iannuzzo, K. Li, F. Blaabjerg and H. Xu, "Loss distribution analysis of three-level active neutral-point-clamped (3L-ANPC) converter with different PWM strategies," 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/SPEC.2016.7846157.

- [26] V. Guennegues, B. Gollentz, F. Meibody-Tabar, S. Rael and L. Leclere, "A converter topology for high speed motor drive applications," 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009, pp. 1-8.
- [27] A. Wilson and S. Bernet, "Comparative evaluation of three-level converters using 4.5 kV, 1.2 kA IGBT modules," 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2015, pp. 3040-3045, doi: 10.1109/ICIT.2015.7125547.
- [28] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo and M. Norambuena, "Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 2, pp. 935-947, Feb. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2625238.
- [29] S. K. Kesharvani, A. Singh and M. Badoni, "Conductance based fryze algorithm for improving power quality for non-linear loads," 2014 International Conference on Signal Propagation and Computer Technology (ICSPCT 2014), 2014, pp. 703-708, doi: 10.1109/ICSPCT.2014.6884965.
- [30] POLÁČEK, Libor. Spínané zdroje pro trakční vozidla [online]. Plzeň, 2013 [cit. 2021-08-30]. Dostupné z: <https://theses.cz/id/tofi8r/>. Disertační práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická.
- [31] U. Abronzini, C. Attaianesi, M. D. Monaco, G. Tomasso and M. D'Arpino, "Optimal Control for CHB Multi-Level Converter with Integrated ESS for EV Ultra-Fast Charging Station," 2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC), 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/ESARS-ITEC.2018.8607775.
- [32] P. Mishra and M. M. Bhesaniya, "Comparison of Total Harmonic Distortion of Modular Multilevel Converter and Parallel Hybrid Modular Multilevel Converter," 2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI), 2018, pp. 890-894, doi: 10.1109/ICOEI.2018.8553887.
- [33] Matějková, E. ASYMETRICKÝ MODULÁRNÍ VÍCEÚROVŇOVÝ MĚNIČ. Diplomová práce. Praha: České vysoké učení technické v Praze. 2021.
- [34] Z. Bai, H. Xia, H. Ma and J. Wang, "MMC Capacitor Voltage Balancing Strategy Based on Carrier Rotation," 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/PEAC.2018.8590333.
- [35] RODRIGUEZ, Jose a Patricio CORTES. Predictive control of power converters and electrical drives. Chichester, West Sussex, UK: John Wiley, c2012. ISBN 978-1-119-96398-1.
- [36] Subramanyam, M & Kishor, P & Modugu, Srinivas. (2018). SPWM TECHNIQUES IN FIVE LEVEL INVERTER.
- [37] D. Lijie, L. Yang and M. Yiqun, "Comparison of High Capacity SVC and STATCOM in Real Power Grid," 2010 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, 2010, pp. 993-997, doi: 10.1109/ICICTA.2010.586.
- [38] Zhou Xiaojie and Ruan Yi, "Modeling and simulation analysis of 3-level VSC-STATCOM based on SVPWM," 2011 IEEE Power Engineering and Automation Conference, 2011, pp. 111-114, doi: 10.1109/PEAM.2011.6134920.

- [39] V. Pires, A. Cordeiro, D. Foito and F. Silva, "A Multilevel Converter Topology for a STATCOM System Based on Four-Leg Two-Level Inverters and Cascaded Scott Transformers," in IEEE Transactions on Power Delivery, doi: 10.1109/TPWRD.2021.3086399.
- [40] Wang Baoan, Shang Jiao, Chen Hao, L. Li and Dai Ningyi, "Reduction of converter rating for a delta-connected STATCOM by optimizing phase harmonic references," TENCON 2015 - 2015 IEEE Region 10 Conference, 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/TENCON.2015.7372888.
- [41] M. R. Nasiri, S. Farhangi and J. Rodríguez, "Model Predictive Control of a Multilevel CHB STATCOM in Wind Farm Application Using Diophantine Equations," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 2, pp. 1213-1223, Feb. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2833055.
- [42] ABB. [online katalogový list]. SVC and STATCOM [cit. 30.9.2021]. Dostupné z: <https://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=9AKK107492A4251&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum	Jméno
0	Všechny	Publikování dokumentu		