Filtračně kompenzační zařízení s kaskádním měničem CHB do trojúhelníku

Pracoviště:	RICE/KEV
Číslo dokumentu:	22190-027-2021
Typ zprávy:	Výzkumná zpráva
Řešitelé:	Ing. Zdeněk Kehl,
	Ing. Tomáš Glasberger, Ph.D.
Hlavní řešitel:	Prof. Ing. Zdeněk Peroutka Ph.D
Počet stran:	22
Datum vydání:	24.8.2021
Oborové zařazení:	JA – Elektronika a optoelektronika, elektrotechnika

Zadavatel / zákazník:

Zpracovatel / dodavatel:

Západočeská univerzita v Plzni
Regionální inovační centrum
elektrotechniky
Univerzitní 8
306 14 Plzeň

Kontaktní osoba:

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

Tato zpráva vznikla s podporou projektu SGS-2021-021.

Anotace

Tato práce je popisuje topologii a odvození řídicí struktury filtračně kompenzačního zařízení. Topologie filtračně kompenzačního zařízení je založena na trojúhelníkovém spojení kaskádně řazených H-můstků. Každá větev trojúhelníku obsahuje pětiúrovňový měnič CHB. Jako řízení je zvolen prediktivní regulátor s konečným počtem akčních zásahů FCS-MPC. V této práci je odvozen kompletní matematický model FKZ. Analýza sítě využívá PQ teorii, která definuje výkony v třífázové síti za nesinusových podmínek v časové oblasti.

Klíčová slova

Filtr, kompenzační proud, napájecí síť, PQ teorie, FCS-MPC, regulátor, matematický model

Název zprávy v anglickém jazyce / Report title

Filtration and compensation device with cascaded H-bridges to delta connection

Anotace v anglickém jazyce / Abstract

This work describes the topology and derivation of the control structure of the filtration and compensation device. The topology of the filtration and compensation device is based on a delta connection of cascaded H-bridges. Each branch of the triangle contains a seven-level CHB converter. A predictive controller FCS-MPC is selected as the control. In this work, a complete mathematical model of FKZ is derived. Network analysis uses PQ theory, which defines performance in a three-phase power gird under non-sinusoidal conditions in the time domain.

Klíčová slova v anglickém jazyce / Keywords

Filter, compensating current, power grid, PQ theory, FCS-MPC, controller, mathematical model

Seznam symbolů a zkratek

FCS-MPC	Finite control set - model predictive control
FKZ	Filtračně kompenzační zařízení

Obsah

1 Úvod

Kvalita a stabilita elektrické energie je dnes velmi diskutovanou otázkou na předních vědeckých konferencích. Distribuční síť je stále více zatížena velkým množstvím spotřební elektroniky, která pro své napájení využívá spínané zdroje. Spínané zdroje společně s nelineárními zátěžemi zhoršují kvalitu elektrické sítě. Degradující kvalita elektrické energie může vést až k nestabilitě distribuční sítě. Z tohoto důvodu jsou zařízení zlepšující kvalitu elektrické energie čím dál více nasazovány do infrastruktury distribučních sítí.

Zařízení zlepšující kvalitu elektrické energie můžeme rozdělit na dvě základní skupiny. Jedná se o pasivní a aktivní filtry. Pasivní filtry jsou obecně jednodušší zařízení ve srovnání s aktivními filtry. Pasivní filtry jsou vždy naladěny pouze na jednu frekvenci, kterou filtrují. Pokud je potřeba filtrovat více kmitočtů, je nutné pasivní filtry řadit kaskádně. V tomto případě roste riziko stability, jelikož může vzniknout rezonance mezi dvěma sousedními filtry. Rozkmitání může být způsobeno rozptylem vlastních parametrů pasivních součástek filtru. Tyto vlastnosti jsou značnou nevýhodou pasivních filtrů. Pasivní flitry byly nasazovány v dřívější době především u elektrických přípojek průmyslových podniků. Výrobní linky průmyslových podniků nejčastěji využívaly pohony řízené třífázovým diodovým nebo tyristorovým usměrňovačem. Tyto pohony generují do sítě nezanedbatelnou pátou a sedmou harmonickou. V rámci průmyslového podniku tedy stačilo instalovat kaskádu pasivních filtrů, které filtrovaly charakteristické harmonické.

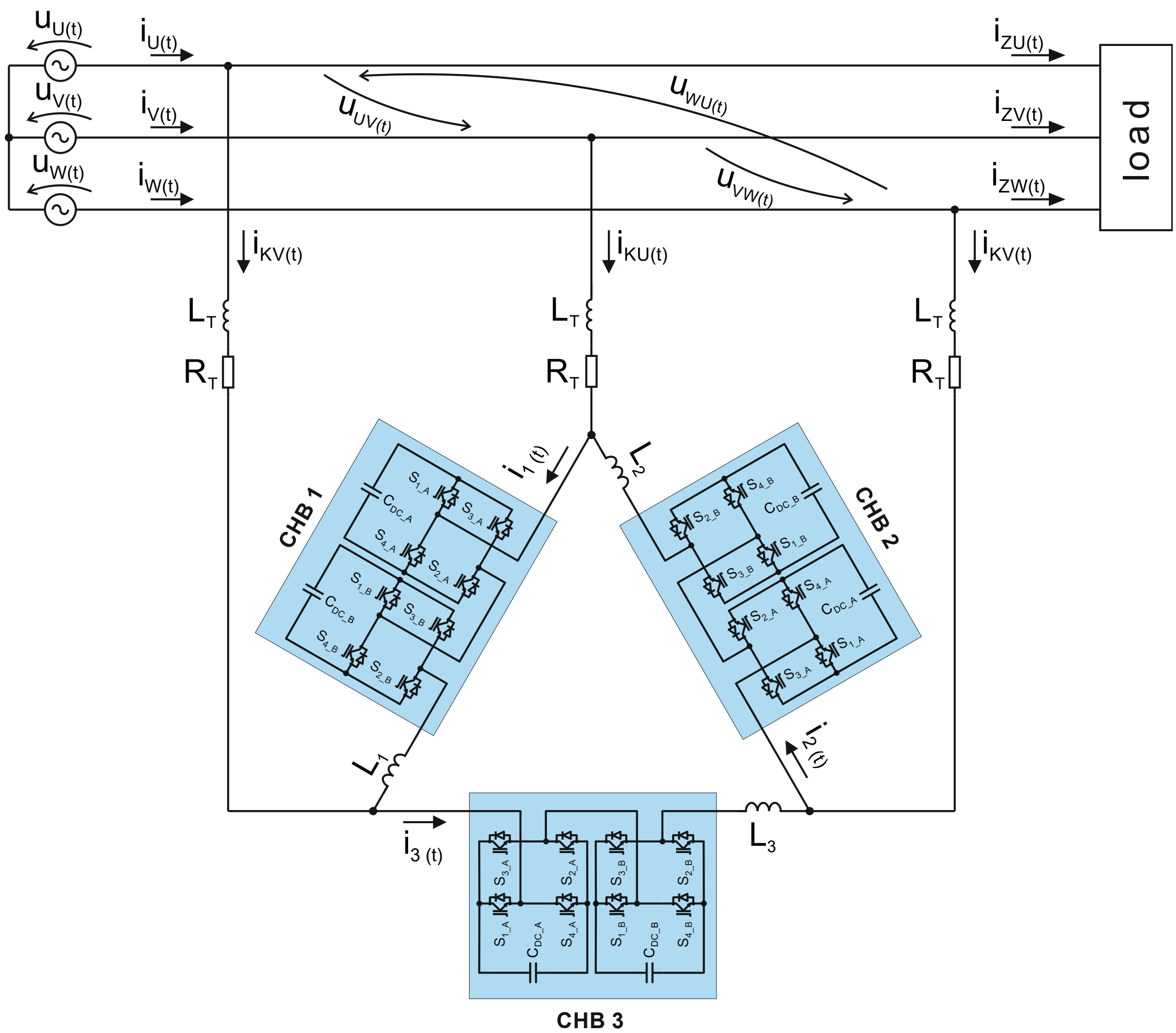
Aktivní filtry využívají polovodičový měnič, který je řízen tak, aby generoval kompenzační proud nebo napětí do napájecí sítě. Výhodou aktivních filtrů je možnost adaptace na aktuální zatížení sítě. U aktivních filtrů není striktně dáno, jaký kmitočet mají kompenzovat, proto jsou dnes považovány za velmi silný a perspektivní nástroj pro zlepšování kvality elektrické energie v distribučních sítích. Značné omezení instalace aktivních filtrů představuje výkonový měnič. U výkonového měniče jsme omezeni maximální hodnotou blokovacího napětí použitých polovodičových prvků. V dnešní době jsou nejčastěji používány prvky s blokovacím napětím 1200V maximálně 1700V. Běžné topologie měničů nám dovolí nasadit aktivní filtr pouze na nízká napětí. Pro aplikace středních a vysokých výkonů, kde se napěťové hladiny pohybují v jednotkách až stovkách kV, musí být použity složitější topologie, které vedou na víceúrovňové varianty výkonových měničů.

2 Topologie měniče FKZ a odvození matematických modelů

V této kapitole bude popsána topologie filtračně kompenzačního zařízení. Déle zde budou odvozeny matematické modely dílčích částí FKZ, které jsou následně využity při sestavování modelu prediktivního řízení v kapitole: *3 Regulátor FCS-MPC filtračně kompenzačního zařízení s CHB.*

2.1 Topologie filtračně kompenzačního zařízení

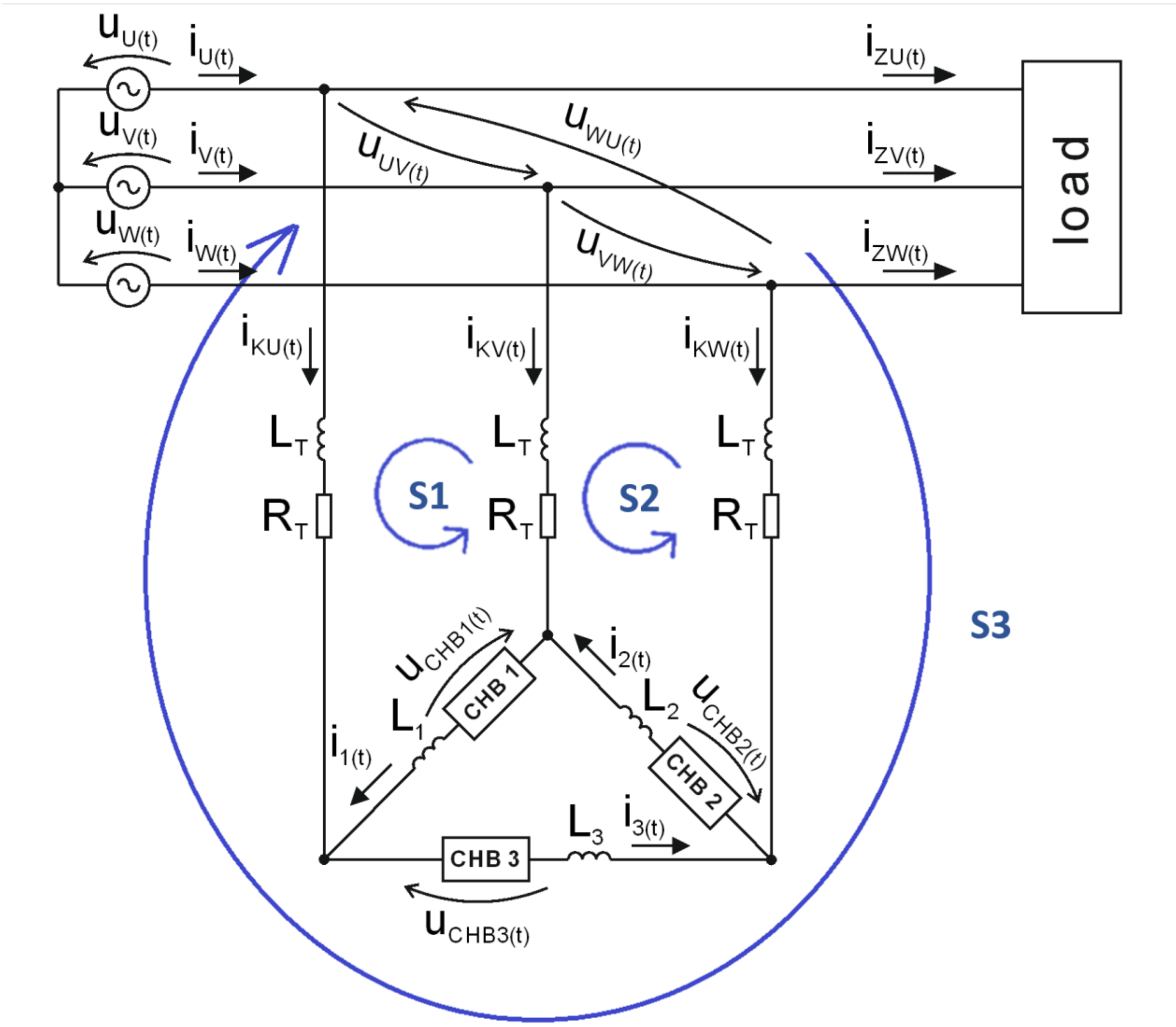
Topologie filtračně kompenzačního zařízení vychází z trojúhelníkového spojení kaskádně řazených H-můstků (CHB). V každé větvi trojúhelníku jsou dva kaskádně řazené H-můstky a indukčnost. Dva kaskádně spojené H-můstky tvoří pětiúrovňový měnič. Indukčnost zajišťuje, že každá větev trojúhelníku se chová jako zdroj proudu. Celý měnič je dále přes transformátor připojen k síti. Transformátor je reprezentován odporem RT a indukčností LT. Cílem filtračně kompenzačního zařízení je generovat kompenzační proudy, které zlepšují kvalitu elektrické energie v napájecí síti.



Obr. 2.1 Topologie filtračně kompenzačního zařízení

2.2 Matematický model filtračně kompenzačního zařízení

V této kapitole bude odvozen matematický model filtračně kompenzačního zařízení. Zjednodušené schéma FKZ je uvedeno na *Obr. 2.2*.



Obr. 2.2 Schéma filtračně kompenzačního zařízení

Pro jednotlivé smyčky lze podle II. Kirchhoffova zákona napsat rovnice:

$$S1: \quad u_{UV(t)} = R_T \cdot i_{KU(t)} + L_T \cdot \frac{di_{KU(t)}}{dt} - L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + U_{CHB1(t)} - R_T \cdot i_{KV(t)} - L_T \cdot \frac{di_{KV}}{dt} \tag{1}$$

$$S2: \quad u_{VW(t)} = R_T \cdot i_{KV(t)} + L_T \cdot \frac{di_{KV(t)}}{dt} - L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + U_{CHB2(t)} - R_T \cdot i_{KW(t)} - L_T \cdot \frac{di_{KW}}{dt} \tag{2}$$

$$S3: \quad u_{WU(t)} = R_T \cdot i_{KW(t)} + L_T \cdot \frac{di_{KW(t)}}{dt} - L_3 \cdot \frac{di_3}{dt} + U_{CHB3(t)} - R_T \cdot i_{KU(t)} - L_T \cdot \frac{di_{KU}}{dt} \tag{3}$$

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:

$$i_{KU(t)} = i_{3(t)} - i_{1(t)} \tag{4}$$

$$i_{KV(t)} = i_{1(t)} - i_{2(t)} \tag{5}$$

$$i_{KW(t)} = i_{2(t)} - i_{3(t)} \tag{6}$$

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

$$i_{KU(t)} + i_{KV(t)} + i_{KW(t)} = 0 \tag{7}$$

$$i_{1(t)} + i_{2(t)} + i_{3(t)} = 0 \tag{8}$$

Dosazením rovnic (4) - (8) do rovnic pro jednotlivé smyčky (1) – (3) lze odvodit diferenciální rovnice:

$$\frac{di_{1(t)}}{dt} = \frac{3R_T}{L_1 + 3L_T} \cdot i_{1(t)} - \frac{1}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV(t)} + \frac{1}{L_1 + 3L_T} \cdot U_{CHB1(t)} \tag{9}$$

$$\frac{di_{2(t)}}{dt} = \frac{3R_T}{L_2 + 3L_T} \cdot i_{2(t)} - \frac{1}{L_2 + 3L_T} \cdot u_{VW(t)} + \frac{1}{L_2 + 3L_T} \cdot U_{CHB2(t)} \tag{10}$$

$$\frac{di_{3(t)}}{dt} = \frac{3R_T}{L_3 + 3L_T} \cdot i_{3(t)} - \frac{1}{L_3 + 3L_T} \cdot u_{WU(t)} + \frac{1}{L_3 + 3L_T} \cdot U_{CHB3(t)} \tag{11}$$

Pro řídicí algoritmus potřebujeme rovnice (9) – (11) v diskrétním tvaru. Postup diskretizace diferenciální rovnice $\frac{di_{1(t)}}{dt}$ Eulerovo metodou je popsán níže.

$$i_{1[k+1]} = i_{1[k]} + \Delta i_1 \tag{12}$$

$$\frac{\Delta i_1}{\Delta T} = \frac{3R_T}{L_1 + 3L_T} \cdot i_{1[k]} - \frac{1}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV[k]} + \frac{1}{L_1 + 3L_T} \cdot U_{CHB1[k]} \tag{13}$$

$$\Delta i_1 = \frac{3R_T \cdot \Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot i_{1[k]} - \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV[k]} + \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot U_{CHB1[k]} \tag{14}$$

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

Stejným způsobem lze převést do diskrétní formy diferenciální rovnice pro všechny vnitřní proudy $i_{1(t)}$, $i_{2(t)}$, $i_{3(t)}$. Pak dostáváme tvar:

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

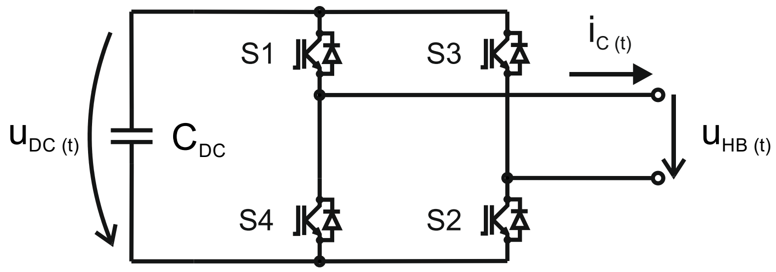
$$i_{2[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_2 + 3L_T}\right) \cdot i_{2[k]} - \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot u_{VW[k]} + \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot U_{CHB2[k]} \tag{17}$$

$$i_{3[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_3 + 3L_T}\right) \cdot i_{3[k]} - \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot u_{WU[k]} + \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot U_{CHB3[k]} \tag{18}$$

Na základě těchto rovnic je postaven matematický model prediktivního řízení FCS-MPC (viz. kapitola: *3.1 Model prediktivního řízení FKZ*)

2.3 Matematický model obecného H-můstku

V této kapitole bude odvozen matematický model obecného H-můstku. Schéma H-můstku je naznačeno na *Obr. 2.3*.



Obr. 2.3 Schéma H-můstku

Pro výstupní napětí H-můstku $u_{HB\ (t)}$ platí níže uvedená rovnice. Znaménko mínus je dáno opačnou orientací proudu $i_{C\ (t)}$ a napětí $u_{DC\ (t)}$ na kondenzátoru.

$$u_{HB\ (t)} = -x \cdot u_{DC\ (t)}\,, \qquad x = \{\,1{,}0,-1\,\} \tag{19}$$

Proměnná x reprezentuje spínací kombinaci 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 $u_{HB\ (t)}$ je reprezentován hodnotou -1.

Tab. I Spínací kombinace H-můstku

Spínací kombinace	**x**	**$u_{HB(t)}$**
S_1, S_2	1	+ $u_{DC(t)}$
S_1, S_3 S_2, S_4	0	0
S_3, S_4	-1	- $u_{DC(t)}$

Nabíjení a vybíjení kondenzátoru ve stejnosměrném obvodu je dáno proudem $i_{C\ (t)}$:

$$i_{C\ (t)} = C_{DC} \cdot \frac{du_{DC\ (t)}}{dt} \tag{20}$$

Z tohoto vztahu lze vyjádřit derivaci napětí $u_{DC\ (t)}$:

$$\frac{du_{DC\ (t)}}{dt} = \frac{i_{C\ (t)}}{C_{DC}} \tag{21}$$

Eulerovo metodou lze rovnici převést na diskrétní tvar:

$$u_{DC\ [k+1]} = u_{DC\ [k]} + \Delta u_{DC} \tag{22}$$

$$\frac{du_{DC\ (t)}}{dt} = \frac{i_{C\ (t)}}{C_{DC}} \quad \rightarrow \quad \frac{\Delta u_{DC}}{\Delta T} = \frac{i_{C\ (k)}}{C_{DC}} \quad \rightarrow \ \Delta u_{DC} = \frac{\Delta T}{C_{DC}} \cdot i_{C\ [k]} \tag{23}$$

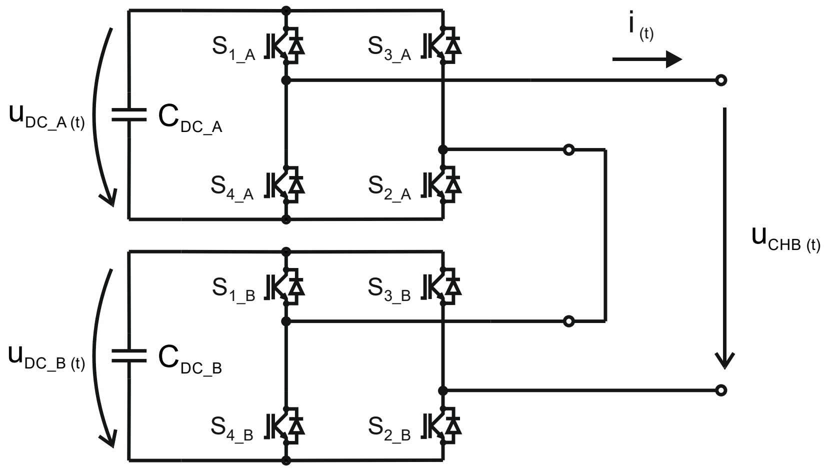
Chování stejnosměrného obvodu lze tedy popsat rovnicí:

$$u_{DC\,[k+1]} = u_{DC\,[k]} - x \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC}} \cdot i_{C\,[k]}\right) \tag{24}$$

Kde proměnná x opět udává příslušnou spínací kombinaci. Znaménko mínus je dáno opačnou orientací napětí a proudu na kondenzátoru.

2.4 Matematický model dvou kaskádních H-můstků

V této kapitole bude odvozen matematický model pro dva kaskádně řazené H-můstky. Topologie jedné buňky CHB se dvěma kaskádně řazenými H-můstky je uvedena na *Obr. 2.4.*



Obr. 2.4 Topologie jedné buňky CHB se dvěma kaskádně řazenými 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-můstků a aktuální velikostí napětí na kondenzátorech $u_{DC\_A\,(t)}$, $u_{DC\_B\,(t)}$.

Podle II. Kirchhoffova zákona lze napsat napěťovou rovnici, která definuje výstupní napětí kaskádní dvojice $u_{CHB\,(t)}$:

$$u_{CHB\,(t)} = x_A \cdot u_{DC_A(t)} + x_B \cdot u_{DC\_B\,(t)} \tag{25}$$

Proměnné x_A a x_B reprezentují spínací kombinaci jednotlivých H-můstků. Jelikož oběma H-můstky prochází stejný proud $i_{(t)}$, je možné analýzu chování stejnosměrných obvodů rozdělit na dvě nezávislé úlohy. Potom lze pro napětí ve stejnosměrném obvodu H-můstku A a H-můstku B napsat rovnice:

$$u_{DC\_A\,[k+1]} = u_{DC\_A\,[k]} - x_A \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC\_A}} \cdot i_{[k]}\right) \tag{26}$$

$$u_{DC\_B\,[k+1]} = u_{DC\_B\,[k]} - x_B \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC\_B}} \cdot i_{[k]}\right) \tag{27}$$

Znaménko mínus je opět dáno opačným smyslem napětí a proudu na kondenzátoru. Vývoj napětí ve stejnosměrných meziobvodech H-můstku A a H-můstku B v závislosti na spínací kombinaci a orientaci proudu $i_{(t)}$ je dán tabulkou *Tab. II.*

Tab. II Vliv spínacích kombinací na chování stejnosměrných obvodů kaskádně spojených H-můstků

Výstupní napětí CHB $U_{CHB\,(t)}$	**Spínací kombinace H-můstek A**	**Proměnná X_A**	**Spínací kombinace H-můstek B**	**Proměnná X_B**	**Orientace proudu $i_{(t)}$**	**Chování napětí $U_{DC\_A\,(t)}$**	**Chování napětí $U_{DC\_B\,(t)}$**
$U_{DC\_A(t)} + U_{DC\_B(t)}$	S_{1_A} ; S_{2_A}	1	S_{1_B} ; S_{2_B}	1	+	$\downarrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\downarrow U_{DC\_B\,(t)}$
					-	$\uparrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\uparrow U_{DC\_B\,(t)}$
$U_{DC\_A(t)}$	S_{1_A} ; S_{2_A}	1	S_{1_B} ; S_{3_B}	0	+	$\downarrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\cdot\ U_{DC\_B\,(t)}$
					-	$\uparrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\cdot\ U_{DC\_B\,(t)}$
$U_{DC\_B(t)}$	S_{1_A} ; S_{3_A}	0	S_{1_B} ; S_{2_B}	1	+	$\cdot\ U_{DC\_A\,(t)}$	$\downarrow U_{DC\_B\,(t)}$
					-	$\cdot\ U_{DC\_A\,(t)}$	$\uparrow U_{DC\_B\,(t)}$
0	S_{1_A} ; S_{3_A}	0	S_{1_B} ; S_{3_B}	0	+	$\cdot\ U_{DC\_A\,(t)}$	$\cdot\ U_{DC\_B\,(t)}$
					-	$\cdot\ U_{DC\_A\,(t)}$	$\cdot\ U_{DC\_B\,(t)}$
$-U_{DC\_A(t)}$	S_{3_A} ; S_{4_A}	-1	S_{1_B} ; S_{3_B}	0	+	$\uparrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\cdot\ U_{DC\_B\,(t)}$
					-	$\downarrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\cdot\ U_{DC\_B\,(t)}$
$-U_{DC\_B(t)}$	S_{1_A} ; S_{3_A}	0	S_{3_B} ; S_{4_B}	-1	+	$\cdot\ U_{DC\_A\,(t)}$	$\uparrow U_{DC\_B\,(t)}$
					-	$\cdot\ U_{DC\_A\,(t)}$	$\downarrow U_{DC\_B\,(t)}$
$-(U_{DC\_A(t)} + U_{DC\_B(t)})$	S_{3_A} ; S_{4_A}	-1	S_{3_B} ; S_{4_B}	-1	+	$\uparrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\uparrow U_{DC\_B\,(t)}$
					-	$\downarrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\downarrow U_{DC\_B\,(t)}$
$U_{DC\_A(t)} - U_{DC\_B(t)}$	S_{1_A} ; S_{2_A}	1	S_{3_B} ; S_{4_B}	-1	+	$\downarrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\uparrow U_{DC\_B\,(t)}$
					-	$\uparrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\downarrow U_{DC\_B\,(t)}$
$-U_{DC\_A(t)} + U_{DC\_B(t)}$	S_{3_A} ; S_{4_A}	-1	S_{1_B} ; S_{2_B}	1	+	$\uparrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\downarrow U_{DC\_B\,(t)}$
					-	$\downarrow U_{DC\_A\,(t)}$	$\uparrow U_{DC\_B\,(t)}$

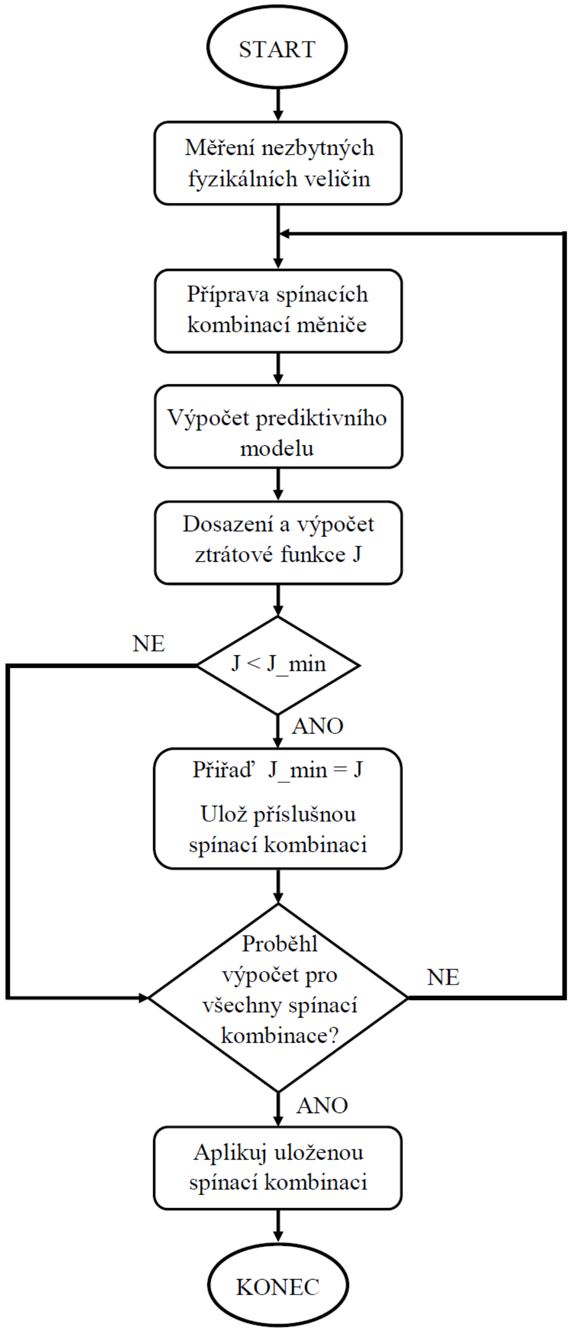
Ve výše uvedené tabulce nejsou zahrnuty redundantní nulové vektory jednotlivých H-můstků, které se používají pro optimálnější rozdělení výkonových ztrát. Jako nulový takt je vždy brána spínací kombinace S_1 ; S_3.

3 Regulátor FCS-MPC filtračně kompenzačního zařízení s CHB

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

3.1 Algoritmus regulátoru FCS-MPC

Prediktivní řízení s konečným počtem akčních zásahů vybírá nejvhodnější spínací kombinaci měniče na základě ztrátové funkce. Do ztrátové funkce vstupují všechny nezbytné měřené veličiny a je počítána pro všechny spínací kombinace. Ztrátová funkce má nejčastěji kvadratický charakter. Úkolem FCS-MPC je najít minimum ztrátové funkce, čímž je definován nejvhodnější akční zásah. Ztrátová funkce může obsahovat několik kritérií, např. kritérium na požadovaný proud zátěží, minimální spínací frekvence, velikost napětí ve stejnosměrném meziobvodu, a další.



Obr. 3.1 Algoritmus regulátoru FCS-MPC

Na obrázku Obr. 3.1 je uveden vývojový diagram algoritmu prediktivního řízení s konečným počtem akčních zásahů. Je zde uvažována jednokroková predikce, která v matematických modelech prvního řádu je 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.

3.2 Model prediktivního řízení FKZ

Model prediktivního řízení vychází z rovnic, které byly dovozeny v kapitole: *2.2 Matematický model filtračně kompenzačního zařízení.* V diskrétním tvaru se jedná o rovnice (28) – (30).

$$i_{1[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_1 + 3L_T}\right) \cdot i_{1[k]} - \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV[k]} + \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot U_{CHB1[k]} \tag{28}$$

$$i_{2[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_2 + 3L_T}\right) \cdot i_{2[k]} - \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot u_{VW[k]} + \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot U_{CHB2[k]} \tag{29}$$

$$i_{3[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_3 + 3L_T}\right) \cdot i_{3[k]} - \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot u_{WU[k]} + \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot U_{CHB3[k]} \tag{30}$$

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].

$$u_{CHB1\,[k]} = x_{1A} \cdot u_{DC1\_A\,[k]} + x_{1B} \cdot u_{DC1\_B\,[k]} \tag{31}$$

$$u_{CHB2\,[k]} = x_{2A} \cdot u_{DC2\_A\,[k]} + x_{2B} \cdot u_{DC2\_B\,[k]} \tag{32}$$

$$u_{CHB3\,[k]} = x_{3A} \cdot u_{DC3\_A\,[k]} + x_{3B} \cdot u_{DC3\_B\,[k]} \tag{33}$$

Dosazením rovnic pro výstupní napětí kaskádních H-můstků (31) – (33) do rovnic pro vnitřní proudy v trojúhelníku (28) – (30) dostáváme první polovinu matematického modelu. Pomocí rovnic (34) – (36) jsou predikovány vnitřní proudy v trojúhelníku.

$$i_{1[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_1 + 3L_T}\right) \cdot i_{1[k]} - \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot u_{UV[k]} + \frac{\Delta T}{L_1 + 3L_T} \cdot \left(x_{1A} \cdot u_{DC1\_A\,[k]} + x_{1B} \cdot u_{DC1\_B\,[k]}\right) \tag{34}$$

$$i_{2[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_2 + 3L_T}\right) \cdot i_{2[k]} - \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot u_{VW[k]} + \frac{\Delta T}{L_2 + 3L_T} \cdot \left(x_{2A} \cdot u_{DC2\_A\,[k]} + x_{2B} \cdot u_{DC2\_B\,[k]}\right) \tag{35}$$

$$i_{3[k+1]} = \left(1 - \frac{3 \cdot R_T \cdot \Delta T}{L_3 + 3L_T}\right) \cdot i_{3[k]} - \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot u_{WU[k]} + \frac{\Delta T}{L_3 + 3L_T} \cdot \left(x_{3A} \cdot u_{DC3\_A\,[k]} + x_{3B} \cdot u_{DC3\_B\,[k]}\right) \tag{36}$$

Jelikož jsou rovnice na sobě nezávislé, lze řešit predikci pro každou větev trojúhelníku samostatně.

Druhá polovina modelu prediktivního řízení popisuje vývoj napětí na kondenzátorech stejnosměrných obvodů jednotlivých H-můstků. Tato část matematického modelu vychází z rovnic, které byly odvozeny v kapitole: *2.4 Matematický model dvou kaskádních H-můstků*. Pro kaskádně spojené H-můstky v jednotlivých větvích trojúhelníku platí model rovnice:

Větev trojúhelníku č.1:

$$u_{DC1\_A\,[k+1]} = u_{DC1\_A\,[k]} - x_{1A} \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC1\_A}} \cdot i_{1\,[k]} \right) \tag{37}$$

$$u_{DC1\_B\,[k+1]} = u_{DC1\_B\,[k]} - x_{1B} \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC1\_B}} \cdot i_{1\,[k]} \right) \tag{38}$$

Větev trojúhelníku č.2:

$$u_{DC2\_A\,[k+1]} = u_{DC2\_A\,[k]} - x_{2A} \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC2\_A}} \cdot i_{2\,[k]} \right) \tag{39}$$

$$u_{DC2\_B\,[k+1]} = u_{DC2\_B\,[k]} - x_{2B} \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC2\_B}} \cdot i_{2\,[k]} \right) \tag{40}$$

Větev trojúhelníku č.3:

$$u_{DC3\_A\,[k+1]} = u_{DC3\_A\,[k]} - x_{3A} \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC3\_A}} \cdot i_{3\,[k]} \right) \tag{41}$$

$$u_{DC3\_B\,[k+1]} = u_{DC3\_B\,[k]} - x_{3B} \cdot \left(\frac{\Delta T}{C_{DC3\_B}} \cdot i_{3\,[k]} \right) \tag{42}$$

3.3 Ztrátová funkce regulátoru FCS-MPC

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 ztrátová funkce. Ztrátové funkce regulující veličiny v jednotlivých větvích trojúhelníku vyjadřují rovnice (43) – (45).

$$\arg\min J_1 = \left(i_{1\,ref} - i_{1\,[k+1]}\right)^2 + \lambda_1 \cdot i_{1\,max}^2 + \lambda_{1A} \cdot \left(U_{DC1\_A\,ref} - U_{DC1\_A\,[k+1]}\right)^2 + \lambda_{1B} \cdot \left(U_{DC1\_B\,ref} - U_{DC1\_B\,[k+1]}\right)^2 \tag{43}$$

$$\arg\min J_2 = \left(i_{2\,ref} - i_{2\,[k+1]}\right)^2 + \lambda_2 \cdot i_{2\,max}^2 + \lambda_{2A} \cdot \left(U_{DC2\_A\,ref} - U_{DC2\_A\,[k+1]}\right)^2 + \lambda_{2B} \cdot \left(U_{DC2\_B\,ref} - U_{DC2\_B\,[k+1]}\right)^2 \tag{44}$$

$$\arg\min J_3 = \left(i_{3\,ref} - i_{3\,[k+1]}\right)^2 + \lambda_3 \cdot i_{3\,max}^2 + \lambda_{3A} \cdot \left(U_{DC3\_A\,ref} - U_{DC3\_A\,[k+1]}\right)^2 + \lambda_{3B} \cdot \left(U_{DC3\_B\,ref} - U_{DC3\_B\,[k+1]}\right)^2 \tag{45}$$

Výše uvedené ztrátové funkce obsahují vždy 4 kritéria: kritérium regulace vnitřního proudu příslušné větve, kritérium omezení na maximální proud v příslušné 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.

4 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 sít nahlížet jako na třífázový dynamický systém s neustálými změnami. Existuje několik metod, jak určit jednotlivé výkony v síti.

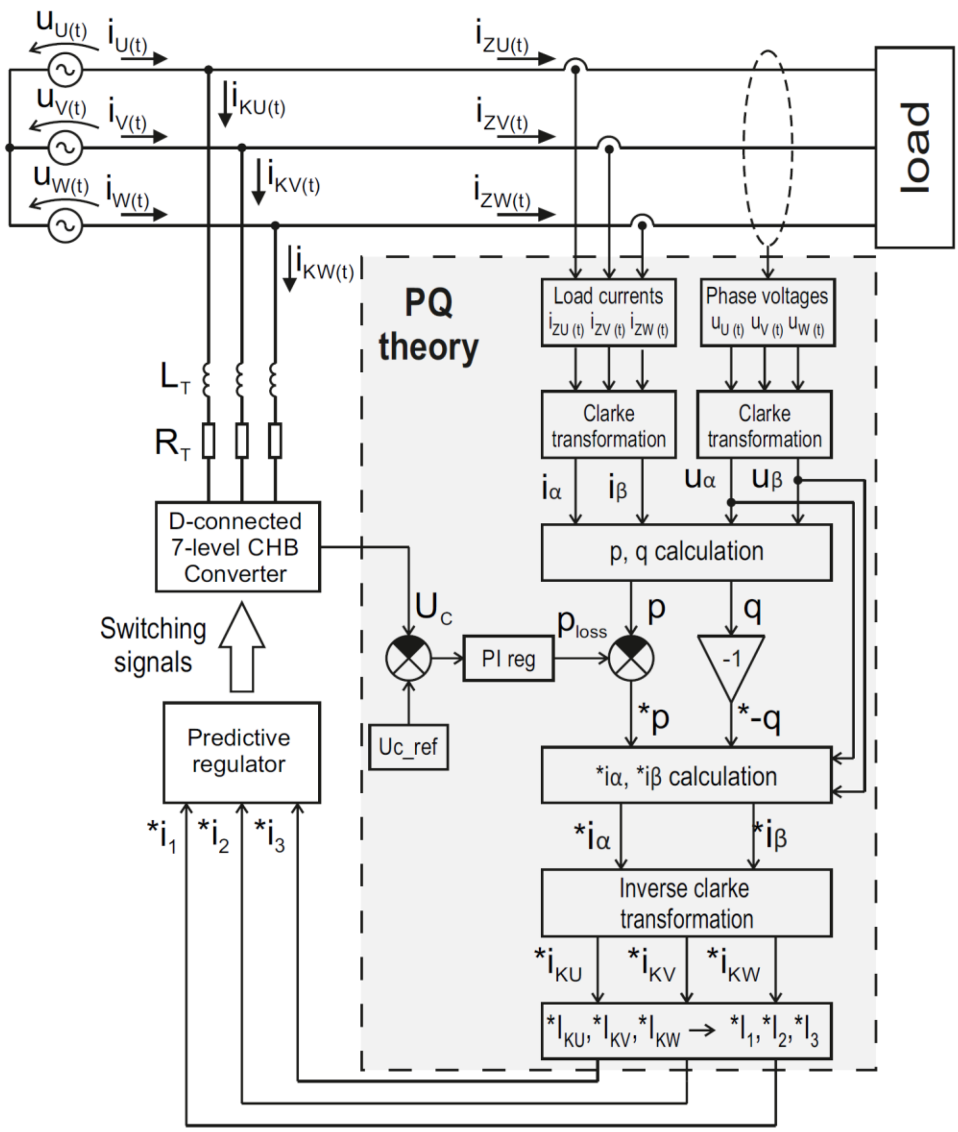
Výkony za nesinusových podmínek jako první definoval Budeamu v roce 1927. Jeho technika využívá Fourierův rozklad nesinusových proudů a napětí na jednotlivé harmonické složky. Ze základních harmonických složek je následně spočítán okamžitý činný a jalový výkon. Z vyšších harmonických složek je spočítán deformační výkon. Reprezentace výkonů podle Budeami platí pro jednofázové systémy v ustálených stavech. V případě použití Budeamovi reprezentace výkonů na třífázový systém dochází k chybné interpretaci fyzikální podstaty výkonů.

Jako další se definicí výkonů za nesinusových podmínek zabýval Fryze. Fryzeho technika nevyužívá Fourierův rozklad, ale počítá efektivní hodnoty nesinusových napětí a proudů. Z vypočtených efektivních hodnot se následně počítají efektivní hodnoty elektrických výkonů. Tato technika výpočtu výkonů je použitelná pouze v ustálených stavech. Při analýze přechodových dějů dochází k určitým odchylkám, které vedou na nesprávnou reprezentaci výkonů.

Dále existují metody analýzy sítě, které definují výkonové poměry v třífázové síti jako celek. Neřeší tedy superpozici příspěvků od vyšších harmonických nebo výpočet efektivních hodnot síťových veličin. Nejznámější metody jsou 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. [1]

4.1 PQ teorie

Hlavním úkolem PQ teorie je definovat výkony v třífázové síti za nesinusových podmínek v časové oblasti. Metoda využívá transformaci pí 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. 4.1*.



Obr. 4.1 Blokové schéma regulační struktury FKZ

4.1.1 *Výpočet činného a jalového výkonu*

Jelikož topologie filtračně kompenzačního zařízení je bez nulového vodiče, je možné řešit transformaci pí Clarkové bez nulové složky. Pro zachování invariance výkonů (neměnnosti při transformaci) se volí konstanta $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$. Transformace pí Clarkové je dána rovnicemi (46), (47).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ZU} \\ i_{ZV} \\ i_{ZW} \end{bmatrix} \tag{46}$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{bmatrix} \tag{47}$$

Tím získáme vektory napětí (48) a proudu (49), které rotují v souřadném systému α,β.

$$\bar{u} = u_\alpha + ju_\beta \tag{48}$$

$$\bar{\imath} = i_\alpha + ji_\beta \tag{49}$$

Okamžitý komplexní výkon je dán vztahem (50).

$$\bar{s} = \bar{\bar{u}} \cdot \bar{\imath}^* = \left(u_\alpha + ju_\beta\right) \cdot \left(i_\alpha + ji_\beta\right) = \underbrace{\left(u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta\right)}_{p} + j\,\underbrace{\left(u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta\right)}_{q} \tag{50}$$

Vynásobením reálných složek vektorů napětí a proudu získáváme činný výkon. Naopak vynásobením imaginárních (kolmých) složek vektorů napětí a proudu získáváme jalový výkon.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{51}$$

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.

4.1.2 Výpočet kompenzačních proudů

Pomocí PQ teorie byl vypočítán okamžitý komplexní výkon, jehož reálná složka definuje činnou energii v síti a imaginární složka definuje jalovou energii v síti. Cílem filtračně kompenzačního zařízení je kompenzovat jalovou energii v síti proto výpočet kompenzačních proudů vychází z požadavku záporné imaginární části vypočteného komplexního výkonu.

$${}^*q = -q \tag{52}$$

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, kterou je nutné dodat do filtračně kompenzačního zařízení, aby jednotlivé stejnosměrné obvody mohly být dobíjeny. Požadovaná činná složka komplexního výkonu je potom dána vztahem (53).

$${}^*p = p_{loss} - p \tag{53}$$

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

$$\begin{bmatrix} {}^*i_\alpha \\ {}^*i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} {}^*p \\ -{}^*q \end{bmatrix} \tag{54}$$

Vektor požadovaného proudu (54) je dále převeden na požadované proudy pomocí inverzní transformace pí Clarkové (55).

$$\begin{bmatrix} {}^*i_{KU} \\ {}^*i_{KV} \\ {}^*i_{KW} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} {}^*i_\alpha \\ {}^*i_\beta \end{bmatrix} \tag{55}$$

Tímto dostáváme požadované kompenzační proudy. Pomocí rovnic (56) – (58) jsou požadované kompenzační proudy přepočteny na požadované vnitřní proudy v trojúhelníku, které vstupují do regulátoru FCS-MPC jako referenční hodnoty.

$${}^*i_1 = \frac{1}{3} \cdot ({}^*i_{KV} - {}^*i_{KU}) \tag{56}$$

$${}^*i_2 = \frac{1}{3} \cdot ({}^*i_{KW} - {}^*i_{KV}) \tag{57}$$

$${}^*i_3 = \frac{1}{3} \cdot ({}^*i_{KU} - {}^*i_{KW}) \tag{58}$$

5 Závěr

Tato výzkumná zpráva popisuje topologii a návrh prediktivního řízení filtračně kompenzačního zařízení. Topologie filtračně kompenzačního zařízení využívá strukturu kaskádního řazení H-můstků (CHB), které jsou spojeny do trojúhelníku. Každá větev trojúhelníku obsahuje dva kaskádně spojené H-můstky a indukčnost. Větvová indukčnost omezuje zkratové proudy v trojúhelníku a zároveň zajišťuje to, že každá větev se chová jako zdroj proudu. Trojúhelníkové spojení CHB měniče je dále připojeno přes transformátor k napájecí síti.

Dále tato práce popisuje odvození dílčích matematických modelů filtračně kompenzačního zařízení s CHB do trojúhelníku. Je zde odvozený matematický model FKZ zmiňované topologie, matematický model obecného H-můstku, který je dále rozšířen na matematický model dvou kaskádně spojených H-můstků. Z těchto dílčích matematických modelů já následně odvozen model prediktivního řízení, který je využívaný pro predikci stavových veličin.

Filtračně kompenzační zařízení je řízeno pomocí prediktivního řízení s konečným počtem akčních zásahů FCS-MPC. Regulátor FCS-MPC využívá kvadratickou formu ztrátové funkce, do které vstupují referenční a predikované hodnoty. Cílem regulátoru FCS-MPC je najít minimum ztrátové funkce a tím definovat nejvhodnější spínací kombinaci, která zajišťuje optimální akční zásah do regulovaného systému.

Poslední kapitola této výzkumné zprávy popisuje analýzu elektrické sítě, která určuje požadované hodnoty pro regulaci FKZ. Analýza sítě je založena na PQ teorii, které definuje výkony v třífázové síti za nesinusových podmínek v časové oblasti. Výsledkem PQ teorie je komplexní okamžitý výkon, jehož reálná složka odpovídá činnému výkonu a jalová složka odpovídá jalovému výkonu v síti. Na základě těchto hodnot jsou stanoveny požadované hodnoty výkonů, které jsou dále přepočteny na požadované hodnoty kompenzačních proudů. Požadované kompenzační proudy jsou následně přepočteny na požadované vnitřní proudy v trojúhelníku, které vstupují do regulátoru FCS-MPC jako referenční hodnoty.

Literatura

[1] https://trinhquocnam.files.wordpress.com/2013/10/ebooksclub-org__instantaneous_power_theory_and_applications_to_power_conditioning__ieee_press_series_on_power_engineering_.pdf

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum	Jméno
0	Všechny	Publikování dokumentu		