

**UNIVERZA V LJUBLJANI  
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO**

**Boštjan Blažič**

**OBRATOVANJE STATIČNEGA KOMPENZATORJA V  
NESIMETRIČNIH RAZMERAH**

**MAGISTRSKA NALOGA**

**LJUBLJANA, 2003**

**UNIVERZA V LJUBLJANI  
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO**

**Boštjan Blažič**

**OBRATOVANJE STATIČNEGA KOMPENZATORJA V  
NESIMETRIČNIH RAZMERAH**

**MAGISTRSKA NALOGA**

**Mentor: Doc. dr. Igor Papič, univ. dipl. inž. el.**  
**Somentor: Prof. dr. Peter Žunko, univ. dipl. inž. el.**

**LJUBLJANA, 2003**

# ZAHVALA

Pričujoče magistrsko delo je nastalo v okviru mojega podiplomskega študija na Katedri za elektroenergetske sisteme in naprave Fakultete za elektrotehniko, pod mentorstvom doc. dr. Igorja Papiča in somentorstvom prof. dr. Petra Žunka.

Na prvem mestu bi se rad zahvalil doc. dr. Igorju Papiču za strokovno svetovanje, vsestransko pomoč in za, vsaj z moje perspektive, odlično opravljeno funkcijo mentorja.

Prav tako bi se rad zahvalil prof. dr. Petru Žunku za izkazano podporo in zaupanje v celotnem času študija.

Jezikovni pregled besedila je tudi tokrat opravila Špela Barlič, moja Špela, ki se ji obenem zahvaljujem za potrpežljivost zaradi mojega nekoliko daljšega delovnika.

Zahvala gre tudi staršem, ki me še vedno nesebično podpirajo.

Nenazadnje bi se rad zahvalil še Ministrstvu za šolstvo, znanost in šport za financiranje, ki sem ga bil v tem času deležen kot mladi raziskovalec.

Boštjan Blažič

Ljubljana, marec 2003

# KAZALO

<b>SEZNAM UPORABLJENIH OKRAJŠAV IN SIMBOLOV .....</b>	<b>1</b>
1. Seznam uporabljenih okrajšav.....	1
2. Simboli, uporabljeni v 1. poglavju .....	1
3. Simboli, dodatno uporabljeni v 2. poglavju .....	2
4. Simboli, dodatno uporabljeni v 3. poglavju .....	3
5. Simboli, dodatno uporabljeni v 4. poglavju .....	4
6. Simboli, dodatno uporabljeni v 5. poglavju .....	5
<b>POVZETEK.....</b>	<b>6</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>8</b>
<b>UVOD .....</b>	<b>10</b>
<b>1. STATIČNI KOMPENZATOR.....</b>	<b>12</b>
1.1. Statični kompenzator v prenosnem omrežju .....	12
1.2. Statični kompenzator v distribucijskem omrežju .....	13
1.3. Močnostni polprevodniški elementi .....	13
1.3.1. Dioda .....	14
1.3.2. Tranzistor .....	14
1.3.2.1 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).....	14
1.3.3. Tiristor.....	14
1.3.3.1 GTO .....	15
1.3.3.2 IGCT (Integrated Gate-Commutated Thyristor) .....	15
1.3.3.3 MCT (MOS-Controlled Thyristor).....	15
1.3.4. Trenutno stanje in nadaljnji razvoj.....	15
1.4. Močnostni pretvorniki .....	16
1.4.1. Tokovni pretvornik.....	16
1.4.2. Napetostni pretvornik.....	16
1.5. Trifazni napetostni pretvornik.....	17
1.5.1. Obratovanje .....	17
1.5.2. Osnovna komponenta in harmoniki .....	19
1.5.3. Večpulzne vezave.....	20
1.5.3.1 12-pulzni pretvornik.....	21
1.5.3.2 24 in 48-pulzni pretvornik.....	21
1.5.4. Tritočkovni napetostni pretvornik.....	22
1.5.5. Pulzno-širinska modulacija .....	23
1.5.5.1 Harmoniki v generirani izmenični napetosti .....	24
1.5.5.2 Odpravljanje harmonikov s PWM.....	25
1.5.5.3 Pulzno-širinska modulacija s simetriranjem.....	25
<b>2. MATEMATIČNI MODEL NAPRAVE.....</b>	<b>27</b>

---

<b>2.1. Matematični model v trifaznem sistemu .....</b>	<b>27</b>
<b>2.2. Matematični model v pravokotnem koordinatnem sistemu .....</b>	<b>31</b>
2.2.1. Vektorska ponazoritev trenutnih trifaznih veličin .....	31
2.2.2. Trenutna delovna in jalova moč .....	32
2.2.3. Matematični model v $\alpha$ - $\beta$ koordinatnem sistemu .....	33
2.2.4. Matematični model v d-q koordinatnem sistemu .....	34
<b>2.3. Regulacijski sistem .....</b>	<b>35</b>
2.3.1. Regulacijski sistem z upoštevanjem merilne proge .....	37
<b>2.4. Simulacija delovanja .....</b>	<b>38</b>
<b>2.5. Frekvenčna analiza naprave v stacionarnih razmerah.....</b>	<b>40</b>
<b>3. OBRATOVANJE NAPRAVE V NESIMETRIČNIH RAZMERAH .....</b>	<b>45</b>
<b>3.1. Stikalna funkcija .....</b>	<b>45</b>
<b>3.2. Frekvenčna analiza pri nesimetričnem proženju .....</b>	<b>46</b>
<b>3.3. Kompenzacija popačene napetosti na kondenzatorju.....</b>	<b>50</b>
<b>4. MATEMATIČNI MODEL ZA OBRATOVANJE V NESIMETRIČNIH RAZMERAH.....</b>	<b>53</b>
<b>4.1. Transformacija nesimetričnega sistema v d-q koordinatni sistem .....</b>	<b>53</b>
<b>4.2. Matematični model.....</b>	<b>55</b>
<b>4.3. Regulacijski sistem .....</b>	<b>59</b>
<b>4.4. Simulacija delovanja .....</b>	<b>62</b>
4.4.1. Izmenjava moči med kompenzatorjem in omrežjem .....	64
<b>5. SIMULACIJA DELOVANJA NATANČNEGA MODELA.....</b>	<b>66</b>
<b>5.1. Modeliranje omrežij in naprav v programih za digitalno simulacijo.....</b>	<b>66</b>
5.1.1. Modeliranje polprevodniških elementov .....	67
5.1.1.1. Dioda.....	68
5.1.1.2. Tiristor.....	68
5.1.1.3. GTO in IGBT.....	69
5.1.2. Ponazoritev sistemov močnostne elektronike in elektroenergetskega sistema .....	69
5.1.3. Ponazoritev regulacijskega sistema.....	70
<b>5.2. Simulirani sistem .....</b>	<b>71</b>
<b>5.3. Rezultati simulacije .....</b>	<b>75</b>
5.3.1. Kompenzacija nesimetričnega bremena .....	75
5.3.2. Kompenzacija nesimetrične napajalne napetosti.....	77
<b>ZAKLJUČEK .....</b>	<b>80</b>
<b>LITERATURA .....</b>	<b>82</b>
<b>PRILOGA .....</b>	<b>84</b>

## SEZNAM UPORABLJENIH OKRAJŠAV IN SIMBOLOV

### 1. Seznam uporabljenih okrajšav

GTO	Gate Turn-Off
EMTDC	Electro-Magnetic Transients in DC systems
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate-Commutated Thyristor
MCT	MOS Controlled Thyristor
PWM	pulzno-širinska modulacija

### 2. Simboli, uporabljeni v 1. poglavju

$x=L1,L2,L3$

$a_n$	koeficient Fourierove vrste
$b_n$	koeficient Fourierove vrste
$C$	kapacitivnost
$f(\alpha)$	funkcija zapisana v frekvenčnem prostoru
$i_{px}$	trenutni fazni tokovi pretvornika
$I_{dc}$	enosmerni tok tokovnega pretvornika
$\underline{I}_p$	fazor toka kompenzatorja
$L$	induktivnost
$L_p$	sklopna induktivnost
$m_x$	modulacijski faktor
$m_{x0}$	pri simetriranju spremenjen modulacijski faktor
$N$	navidezno ničlišče na enosmerni strani pretvornika
$u_n$	napetost ničlišča transformatorja
$u_{px}$	trenutne izhodne fazne napetosti pretvornika
$u_{pxn}$	trenutne fazne napetosti pretvornika na navitju sklopnega transformatorja
$u_{pL12}$	trenutna izhodna medfazna napetost pretvornika med fazama L1 in L2
$U_{dc}$	enosmerna napetost na kondenzatorju
$\underline{U}_i$	fazor omrežne napetosti v točki priključitve kompenzatorja
$\underline{U}_p$	fazor izhodne napetosti pretvornika
$U_{pLx}$	efektivna vrednost trenutne izhodne fazne napetosti pretvornika
$U_{pL12}$	efektivna vrednost trenutne izhodne medfazne napetosti pretvornika med fazama L1 in L2
$S_n$	stikalni element ( $n=1..6$ )
$S_L$	splošna stikalna funkcija
$S_x$	stikalna funkcija v fazi x
$\alpha_n$	preklopni kot polprevodniškega stikala
$\sigma$	trajanje napetostnega pulza v eni polperiodi pri tritočkovnem pretvorniku

### 3. Simboli, dodatno uporabljeni v 2. poglavju

$C$	kapacitivnost kondenzatorja v enosmernem tokokrogu
$C'$	kapacitivnost kondenzatorja v enosmernem tokokrogu (p.u. vrednost)
$i_B$	bazni tok
$i_d$	d-komponenta toka
$i_{md}'$	d-komponenta toka internega matematičnega modela (p.u. vrednost)
$i_{mq}'$	q-komponenta toka internega matematičnega modela (p.u. vrednost)
$i_{pd}'$	d-komponenta toka pretvornika (p.u. vrednost)
$i_{pd}'^*$	referenčna vrednost d komponente toka pretvornika (p.u. vrednost)
$i_{dc}$	trenutni tok v enosmernem tokokrogu
$i_{dc}'$	trenutni tok v enosmernem tokokrogu (p.u. vrednost)
$i_{dq0}$	nična komponenta toka v d-q koordinatnem sistemu
$i_{px}'$	trenutni fazni tokovi pretvornika (p.u. vrednosti)
$i_q$	q-komponenta toka
$i_{pq}'$	q-komponenta toka pretvornika (p.u. vrednost)
$i_{pq}'^*$	referenčna vrednost q komponente toka pretvornika (p.u. vrednost)
$i_x$	splošen fazni tok
$i_\alpha$	$\alpha$ -komponenta toka
$i_{p\alpha}$	$\alpha$ -komponenta toka pretvornika
$i_{\alpha\beta 0}$	nična komponenta toka v $\alpha$ - $\beta$ koordinatnem sistemu
$i_\beta$	$\beta$ -komponenta toka
$i_{p\beta}$	$\beta$ -komponenta toka pretvornika
$k_p$	faktor, ki povezuje enosmerno in izmenično napetost pretvornika
$L_p$	induktivnost sklopne dušilke
$L_p'$	induktivnost sklopne dušilke (p.u. vrednost)
$m_p$	faktor izkrmljenja pretvornika za pozitivni sistem proženja
$p$	trenutna delovna moč
$q$	trenutna jalova moč
$R_c$	paralelna ohmska upornost v enosmernem tokokrogu
$R_c'$	paralelna ohmska upornost v enosmernem tokokrogu (p.u. vrednost)
$R_p$	ohmska upornost sklopne dušilke
$R_p'$	ohmska upornost sklopne dušilke (p.u. vrednost)
$S_d$	stikalna funkcija v d osi pretvornika
$S_q$	stikalna funkcija v q osi pretvornika
$S_\alpha$	stikalna funkcija v $\alpha$ osi pretvornika
$S_\beta$	stikalna funkcija v $\beta$ osi pretvornika
$t$	čas
$\mathbf{T}_{\alpha\beta}$	transformacijska matrika za stacionarni ortogonalni koordinatni sistem
$\mathbf{T}_{dq}$	transformacijska matrika za rotirajoči ortogonalni koordinatni sistem
$u_B$	bazna napetost
$u_d$	d-komponenta napetosti
$u_{dq0}$	nična komponenta napetosti v d-q koordinatnem sistemu
$u_{dc}$	trenutna napetost na kondenzatorju v enosmernem tokokrogu
$u_{dc}'$	trenutna napetost na kondenzatorju v enosmernem tokokrogu (p.u. vrednost)
$u_{dc}'^*$	referenčna vrednost enosmerne napetosti (p.u. vrednost)
$u_{id}'$	d-komponenta trenutne fazne napetosti v točki priključitve kompenzatorja (p.u. vrednost)
$u_{iq}'$	q-komponenta trenutne fazne napetosti v točki priključitve kompenzatorja (p.u. vrednost)
$u_{ix}$	trenutne fazne napetosti v točki priključitve kompenzatorja
$u_{ix}'$	trenutne fazne napetosti v točki priključitve kompenzatorja (p.u. vrednosti)

$u_{m\_dc}'$	trenutna napetost v enosmernem tokokrogu internega matematičnega modela (p.u. vrednost)
$u_{px}'$	trenutne izhodne fazne napetosti pretvornika (p.u. vrednosti)
$u_q$	q komponenta napetosti
$u_\alpha$	$\alpha$ komponenta napetosti
$u_\beta$	$\beta$ komponenta napetosti
$u_{\alpha\beta 0}$	nična komponenta napetosti v $\alpha$ - $\beta$ koordinatnem sistemu
$V_{id}$	ojačanje integralnega dela regulatorja v d osi
$V_{idc}$	ojačanje integralnega dela regulatorja enosmernega tokokroga
$V_{iq}$	ojačanje integralnega dela regulatorja v q osi
$V_{pd}$	ojačanje proporcionalnega dela regulatorja v d osi
$V_{pdc}$	ojačanje proporcionalnega dela regulatorja enosmernega tokokroga
$V_{pq}$	ojačanje proporcionalnega dela regulatorja v q osi
$U_{dc0}$	enosmerna komponenta napetosti na kondenzatorju
$U_{dch}$	temenska vrednost harmonske komponente napetosti na kondenzatorju
$z_B$	bazna impedanca
$Z_{dc}$	impedanca enosmernega tokokroga
$Z_{dc}'$	impedanca enosmernega tokokroga (p.u. vrednost)
$\delta$	fazni kot stikalne funkcije glede na omrežno napetost
$\omega$	kotna hitrost
$\omega_B$	bazna kotna hitrost
$\omega_h$	harmonska kotna hitrost
$v_{dc}'$	izhod iz regulacijskega sistema oziroma vhod v matematični pretvornika v enosmernem tokokrogu (p.u. vrednost)
$v_{pd}'$	izhod iz regulacijskega sistema oziroma vhod v matematični pretvornika v smeri d osi (p.u. vrednost)
$v_{pq}'$	izhod iz regulacijskega sistema oziroma vhod v matematični pretvornika v smeri q osi (p.u. vrednost)

#### 4. Simboli, dodatno uporabljeni v 3. poglavju

$k_{komp}$	kompenzacijski faktor
$m_n$	faktor izkrmiljenja pretvornika za negativni sistem proženja
$S_L$	matrika stikalne funkcije
$S_{Lkomp}$	matrika kompenzirane stikalne funkcije
$U_{dc}'$	referenčno vrednost enosmerne napetosti (p.u. vrednost)
$\mathbf{u}_{pL}'$	matrika izhodnih napetosti pretvornika
$\mathbf{u}_{\alpha\beta}$	vektor napetosti v $\alpha$ - $\beta$ koordinatnem sistemu
$\delta$	fazna premaknitev prožilnega signala pozitivnega sistema
$\varphi$	fazna premaknitev prožilnega signala negativnega sistema
$\omega_0$	kotna hitrost pozitivnega sistema proženja
$\omega_h$	kotna hitrost negativnega sistema proženja



## 5. Simboli, dodatno uporabljeni v 4. poglavju

$i_{md\_n}'$	d-komponenta toka negativnega sistema internega matematičnega modela (p.u. vrednost)
$i_{mq\_n}'$	q- komponenta toka negativnega sistema internega matematičnega modela (p.u. vrednost)
$i_{md\_p}'$	d-komponenta toka pozitivnega sistema internega matematičnega modela (p.u. vrednost)
$i_{mq\_p}'$	q- komponenta toka pozitivnega sistema internega matematičnega modela (p.u. vrednost)
$I_p$	amplituda pozitivnega sistema tokov
$i_{pd\_n}'$	d komponenta negativnega sistema toka pretvornika (p.u. vrednost)
$i_{pd\_n}'^*$	referenčna vrednost d komponente negativnega sistema toka (p.u. vrednost)
$i_{pd\_p}'$	d komponenta pozitivnega sistema toka pretvornika (p.u. vrednost)
$i_{pd\_p}'^*$	referenčna vrednost d komponente pozitivnega sistema toka (p.u. vrednost)
$i_{pq\_n}'$	q komponenta negativnega sistema toka pretvornika (p.u. vrednost)
$i_{pq\_n}'^*$	referenčna vrednost q komponente negativnega sistema toka (p.u. vrednost)
$i_{pq\_p}'$	q komponenta pozitivnega sistema toka pretvornika (p.u. vrednost)
$i_{pq\_p}'^*$	referenčna vrednost q komponente pozitivnega sistema toka (p.u. vrednost)
$I_n$	amplituda negativnega sistema tokov
$\vec{i}_{dq}$	vektor toka v d-q koordinatnem sistemu
$\vec{i}_L$	vektor faznih tokov
$\bar{p}_p$	enosmerna komponenta trenutne moči, kot posledica veličin pozitivnega sistema
$\bar{p}_n$	enosmerna komponenta trenutne moči, kot posledica veličin negativnega sistema
$\tilde{p}_{pn}$	izmenična komponenta trenutne moči, kot posledica veličin pozitivnega in negativnega sistema
$\tilde{p}_{np}$	izmenična komponenta trenutne moči, kot posledica veličin negativnega in pozitivnega sistema
$S_{d\_p}$	stikalna funkcija v d osi pretvornika za pozitivni sistem
$S_{d\_p2}$	modificirana stikalna funkcija v d osi pretvornika za pozitivni sistem
$S_{d\_n}$	stikalna funkcija v d osi pretvornika za negativni sistem
$S_{d\_n2}$	modificirana stikalna funkcija v d osi pretvornika za negativni sistem
$S_{q\_p}$	stikalna funkcija v q osi pretvornika za pozitivni sistem
$S_{q\_p2}$	modificirana stikalna funkcija v q osi pretvornika za pozitivni sistem
$S_{q\_n}$	stikalna funkcija v q osi pretvornika za negativni sistem
$S_{q\_n2}$	modificirana stikalna funkcija v q osi pretvornika za negativni sistem
$S_{x\_p}$	fazna stikalna funkcija za pozitivni sistem
$S_{x\_n}$	fazna stikalna funkcija za negativni sistem
$\mathbf{T}_{dqn}$	modificirana transformacijska matrika za negativni sistem
$u_{id\_n}'$	d komponeta negativnega sistema napetosti (p.u. vrednost)
$u_{id\_p}'$	d komponeta pozitivnega sistema napetosti (p.u. vrednost)
$u_{iq\_n}'$	q komponeta negativnega sistema napetosti (p.u. vrednost)
$u_{iq\_p}'$	q komponeta pozitivnega sistema napetosti (p.u. vrednost)
$\mathbf{u}_{dq}$	vektor napetosti v d-q koordinatnem sistemu
$\mathbf{u}_L$	matrika faznih napetosti
$x_d$	d komponenta veličine
$\mathbf{x}_{dq}$	vektor veličine v d-q koordinatnem sistemu
$x_q$	q komponenta veličine
$\mathbf{x}_L$	matrika faznih veličin

$\phi_n$	fazni zamik n-te harmonske komponente
$v_{pd\_p}'$	izhod iz regulacijskega sistema oziroma vhod v matematični pretvornika v smeri d osi za pozitivni sistem (p.u. vrednost)
$v_{pd\_n}'$	izhod iz regulacijskega sistema oziroma vhod v matematični pretvornika v smeri d osi za negativni sistem (p.u. vrednost)
$v_{pq\_n}'$	izhod iz regulacijskega sistema oziroma vhod v matematični pretvornika v smeri d osi za negativni sistem (p.u. vrednost)
$v_{pq\_p}'$	izhod iz regulacijskega sistema oziroma vhod v matematični pretvornika v smeri q osi za pozitivni sistem (p.u. vrednost)

## 6. Simboli, dodatno uporabljeni v 5. poglavju

$\underline{I}_b$	fazor toka bremena
$i_{bx}$	fazni tokovi bremena
$\underline{I}_v$	fazor toka vira
$i_{vx}$	fazni tokovi vira
$L_b$	induktivnost bremena
$L_v$	induktivnost vira
$R_b$	ohmska upornost bremena
$\underline{U}_v$	fazor napetosti vira
$u_{vx}$	fazne napetosti vira

## POVZETEK

Magistrska naloga sega na področje sodobnih polprevodniških kompenzacijskih naprav in se osredotoča na delovanje distribucijskega statičnega kompenzatorja. V jedru magistrskega dela stoji zahteva po razvoju ustreznega regulacijskega algoritma, ki bo statičnemu kompenzatorju omogočal delovanje tudi v nesimetričnih razmerah. O nesimetričnih obratovalnih razmerah govorimo takrat, kadar je v napetosti na priključnem mestu kompenzatorja ali v toku, ki ga kompenzator izmenjuje z omrežjem, prisoten tudi negativni sistem komponent. Do take situacije pride v primeru, ko se v omrežni napetosti pojavi negativen sistem napetosti, npr. kot posledica oddaljene nesimetrične okvare, ali takrat, ko želimo s statičnim kompenzatorjem kompenzirati nesimetrične bremenske tokove. Poleg tega mora regulacijska shema omogočiti napravi obratovanje z majhnim kondenzatorjem na enosmerni strani.

V prvem poglavju je podan splošen opis statičnega kompenzatorja. Opisano je delovanje naprave v prenosnem in distribucijskem omrežju ter zgradba same naprave. Podana je struktura napetostnega pretvornika kot osrednjega gradnika kompenzatorja. Natančneje je opisano delovanje osnovnega 6-pulznega trifaznega pretvornika, kjer je razložen princip generiranja izmenične napetosti na osnovi preklpov stikalnih elementov. V nadaljevanju so predstavljene različne topologije pretvornikov, ki omogočajo zmanjševanje generiranih harmonikov in doseganje večjih nazivnih moči naprave. Opisane so tudi zgradba in lastnosti najpogosteje uporabljenih polprevodniških stikal.

V drugem poglavju je podan matematični opis statičnega kompenzatorja, na podlagi katerega zasnujemo matematični model naprave, ki predstavlja temelj za analizo njenega delovanja. Na osnovi klasičnega matematičnega modela v rotirajočem pravokotnem (d-q) koordinatnem sistemu je predstavljen regulacijski algoritem, ki omogoča sočasno regulacijo delovnega in jalovega toka pozitivnega sistema. Opisana je rešitev problema sklopljenosti tokov v d in q osi koordinatnega sistema in izboljšanje delovanja algoritma z uporabo internega matematičnega modela naprave. Delovanje matematičnega modela kompenzatorja skupaj z regulacijskim algoritmom je simulirano v programu za digitalno simulacijo PSCAD/EMTDC. Izhodišče za nadaljevanje raziskave tvori frekvenčna analiza pretvornika, ki opisuje vpliv harmonikov izmenične strani pretvornika na enosmerno stran in obratno. Med drugim je ugotovljeno, da prisotnost nesimetričnega sistema tokov povzroči pojav visoke tretje harmonske komponente na izmenični strani, ki za obratovanje ni dopustna.

Tretje poglavje poda iztočnice za obratovanje statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah. Za regulacijo pozitivnega in negativnega sistema tokov mora naprava na izmeničnih sponkah generirati nesimetričen sistem napetosti. To dosežemo z ustreznimi preklopi stikalnih elementov. Te opišemo s stikalno funkcijo, ki bo ravno tako nesimetrična. Ob novi stikalni funkciji je ponovno izpeljana frekvenčna analiza pretvornika, kjer zopet stopi v ospredje problem generacije harmonikov nižjega reda v izhodnem toku oz. napetosti. Ponavadi se ta problematika rešuje s povečanjem kondenzatorja na enosmerni strani, kar znatno poveča in podraži napravo. Kot alternativa je v nadaljevanju predlagana rešitev, kjer z ustrežno modulacijo stikalne funkcije omogočimo delovanje naprave tudi ob harmonsko popačeni napetosti na kondenzatorju. Tak pristop dovoljuje uporabo kondenzatorja zelo majhne kapacitivnosti. Princip kompenzacije popačene napetosti na kondenzatorju je prikazan na osnovi simulacije delovanja matematičnega modela.

Na osnovi pretvornika z modulirano stikalno funkcijo lahko v četrtem poglavju pristopimo k izpeljavi matematičnega modela statičnega kompenzatorja za delovanje v nesimetričnih razmerah. Izpeljan je nov matematični model, ki uvaja opis kompenzatorja kot dvodelne strukture. Prvi del matematično opisuje delovanje naprave v pozitivnem sistemu veličin, drugi del pa delovanje naprave v negativnem sistemu veličin. Oba dela povezuje skupno enosmerno vezje. Na osnovi dvodelnega matematičnega opisa je zasnovan tudi regulacijski algoritem, in sicer posebej za regulacijo pozitivnega sistema tokov

in posebej za regulacijo negativnega sistema. S prvim reguliramo jalovo komponento toka v pozitivnem sistemu in enosmerno napetost na kondenzatorju, z drugim pa jalovo in delovno komponento toka negativnega sistema. Pri obeh delih regulatorja je upoštevana razklopitev tokov v d in q osi. Na novo zastavljeni matematični model, skupaj z regulacijskim sistemom, je simuliran v programu PSCAD/EMTDC.

V zadnjem, petem, poglavju pristopimo k izdelavi natančnega matematičnega modela statičnega kompenzatorja, kjer napetostni pretvornik simuliramo z modeli polprevodniških stikal. Uvodoma so omenjeni osnovni principi simulacije naprav močnostne elektronike v programih za digitalno simulacijo. Opisani so uporabljeni modeli polprevodniških stikal in podane smernice za učinkovito in korektno simulacijo delovanja le-teh. Na koncu so še podani rezultati simulacije v programskem paketu PSCAD/EMTDC. Simulirano je bilo delovanje statičnega kompenzatorja ob kompenzaciji nesimetričnega bremen in ob popačeni omrežni napetosti.

Izkazalo se je, da izpeljani regulacijski algoritem omogoča stabilno delovanje ob regulaciji tokov pozitivnega in negativnega sistema. Statični kompenzator z izpeljanim regulacijskim algoritmom lahko uporabimo za kompenzacijo jalove energije in nesimetrije v bremenskem toku. Kompenzator lahko obratuje tudi ob nesimetrični omrežni napetosti in s tem zagotavlja napetostno podporo tudi v času okvar.

**Ključne besede:** statični kompenzator, matematični model, regulacijski sistem, frekvenčna analiza, obratovanje v nesimetričnih razmerah.

## ABSTRACT

The presented thesis concentrates on modern power converter based compensators with an emphasis on the distribution static compensator (D-StatCom). The main goal of the thesis is the derivation of a control algorithm that would allow compensator operation under unbalanced conditions. This means that the compensator must be able to control the positive and the negative sequence current components. The sources of unbalanced conditions can be roughly divided into two cases. The first case concerns voltage unbalances, where mild unbalances are caused by unbalanced loads, while severe unbalances are the consequence of power system faults. The second case concerns a compensator that is used for compensation of unbalanced load currents. In addition we claim that the compensator should operate with a small capacitor on the dc-side thus largely reducing the cost and size of the device.

The thesis is organized in five chapters. Chapter 1 introduces a basic description of StatCom. We illustrate two different principles of operation – operation of StatCom in a transmission system (as a typical FACTS device) and operation of D-StatCom in a distribution system (as a custom power device). Both devices are based on the same building block, namely the voltage-sourced converter that basically generates ac-voltage from dc-voltage, where the magnitude, the phase angle and the frequency of the output voltage can be controlled. The generation of ac-voltage via converter valve switching is explained in detail. Various converter topologies that allow harmonic elimination and the construction of higher power rating devices are also presented. In addition, general information about power semiconductor devices is given.

The second chapter introduces the mathematical description of a static compensator that forms the base for the development of a classic compensator mathematical model. Based on the model in the d-q coordinate system a control algorithm is introduced that allows simultaneous control of active and reactive compensator current. Furthermore, the decoupling of d- axes and q-axes current components is presented. The overall control algorithm performance is improved with the use of a predictive circuit which mitigates the effect of the delay introduced by filtering of the measured quantities. The mathematical model with the control algorithm was validated through PSCAD/EMTDC simulation. In the second part of the chapter analytical expressions describing steady state frequency response of StatCom were developed. The results have shown that unbalanced compensator currents cause generation of a large third harmonic component on the ac-bus, which is not permissible for device operation.

In the third chapter main guidelines for compensator operation under unbalanced conditions are given. For unbalanced currents regulation the controller unbalances the compensator voltages. With the new switching function the compensator frequency response is analyzed once again, where harmonics generation stands out as the main problem in this mode of operation. The usual solution would require the use of a larger capacitor to allow the reduction of the dc-side voltage ripple. However, this solution increases the cost and the size of the device itself. As an alternative, a different approach is proposed. With the introduction of a suitable compensation of the dc-side low-order voltage ripple the compensator can operate with a distorted capacitor voltage. Therefore the capacitor size can be kept very small and lower-frequency harmonics are eliminated from the ac-bus. The compensation principle is validated through simulation.

With the use of the dc-voltage compensation algorithm, a mathematical compensator model for unbalanced operation is developed in Chapter 4. The new model consists of two parts. The first part describes the device operating with positive sequence components, while the second part describes the device operating with negative sequence components. Both parts are linked together with a common dc circuit. On the basis of the presented mathematical model a control algorithm for operation under unbalanced conditions can be developed. The proposed regulator consists of two separate loops: the

first loop regulates the positive sequence active and reactive current, and the second loop regulates the negative sequence active and reactive current. The new mathematical model together with the proposed regulator scheme was simulated in PSCAD/EMTDC.

In the fifth chapter principles for detailed modeling of power electronics in power engineering applications are presented. An accurate static compensator model is constructed based on the 6-pulse converter, with every individual power switch represented. The model was simulated in PSCAD/EMTDC under two operating conditions: operation of StatCom under unbalanced voltage conditions and operation with unbalanced load currents compensation. The simulation results have shown that the presented control algorithm enables stable control of unbalanced currents with the use of a small capacitor on the dc-bus. The compensator can be used in the distribution system for load balancing or in the transmission system where it can handle also severe voltage unbalances.

**Keywords:** D-StatCom, mathematical model, control system, frequency response, unbalanced conditions.

## UVOD

Statični kompenzator lahko v splošnem opišemo kot napetostni vir, ki je paralelno priključen na omrežje preko sklopne reaktance. Jedro naprave tvori napetostni pretvornik, ki ima na enosmerni strani priključen relativno majhen kondenzator. Glede na način obratovanja ločimo predvsem dva primera, in sicer obratovanje v prenosnem omrežju in obratovanje v distribucijskem omrežju. V prvem primeru kompenzator s spreminjanjem amplitude izmenične napetosti krmili izmenjavo jalove moči med pretvornikom in sistemom, v drugem primeru pa na izhodu generira fazne tokove, ki so v splošnem harmonsko popačeni in nesimetrični. Z njimi kompenziramo harmonike in nesimetrije v bremenskem toku.

Temeljne prednosti statičnega kompenzatorja pred statičnim var kompenzatorjem, ki ga tvorijo tiristorsko krmiljeni reaktivni elementi, so predvsem bistveno boljša dinamika, možnost generiranja nazivnega toka pri praktično poljubni sistemski napetosti in nenazadnje uporaba majhnega kondenzatorja na enosmerni strani. Kondenzator majhnih dimenzij lahko uporabimo zaradi tega, ker sama velikost ne igra bistvene vloge v stacionarnih razmerah, ko kompenzator z omrežjem izmenjuje le jalov tok sinhronske frekvence. Kljub vsemu pa se v praksi izkaže, da je pogosto potrebna precej večja kapacitivnost, ki omogoča zadostno dušenje harmonskih nihanj napetosti na enosmerni strani kompenzatorja. Za delovanje naprave je namreč ključnega pomena, da je napetost na enosmerni strani konstantna, saj se v nasprotnem primeru vsako popačenje te napetosti prenese na izmenično stran v obliki popačitve generirane napetosti. Harmonске komponente napetosti na kondenzatorju nastopijo kot posledica izmenjave izmenične komponente trenutne delovne moči med kompenzatorjem in omrežjem. Izmenična komponenta trenutne delovne moči se pojavi kot posledica harmonikov ali negativnega sistema veličin na izmenični strani kompenzatorja. Kapacitivnost kondenzatorja mora biti dovolj velika, da naprava lahko kompenzira nihanja delovne energije v določenem obratovalnem stanju.

Eno izmed obratovalnih stanj, kjer pride do harmonskega popačenja napetosti na kondenzatorju, predstavlja tudi obratovanje kompenzatorja v nesimetričnih razmerah in tvori osrednjo temo magistrskega dela. Tako situacijo predstavlja npr. obratovanje ob nesimetrični omrežni napetosti (do česar pride na primer ob oddaljeni okvari v omrežju) ali ko kompenzator izmenjuje z omrežjem nesimetričen sistem tokov (ob kompenzaciji nesimetričnega bremena). Posledica nesimetričnih veličin na izmenični strani je pojav druge harmonske komponente na kondenzatorju in posledično tretje harmonske komponente na izmenični strani. Generiranje harmonikov nižjih frekvenc je seveda nedopustno in se lahko rešuje s povečanjem kondenzatorja, katerega velikost lahko postane že primerljiva z velikostjo statičnega var kompenzatorja. Drugo možnost predstavlja tudi izklop naprave v trenutku, ko do takih razmer pride (npr. ob okvari v omrežju).

Glavni cilj, ki smo si ga zastavili pri magistrskem delu, je bil razvoj regulacijskega algoritma za delovanje v nesimetričnih razmerah, ki mora omogočati ločeno regulacijo pozitivnega in negativnega sistema veličin. Zasnovan mora biti tako, da lahko naprava učinkovito obratuje s popačeno napetostjo na enosmerni strani, kar omogoči uporabo majhnega kondenzatorja.

Pri izpeljavi izhajamo iz dejstva, da mora biti stikalna funkcija za regulacijo nesimetričnega sistema veličin tudi nesimetrična. Tako je najprej na osnovi klasičnega matematičnega modela kompenzatorja izvedena frekvenčna analiza naprave ob nesimetrični stikalni funkciji, ki podaja povezavo med harmonskimi komponentami na izmenični in enosmerni strani. Frekvenčna karakteristika statičnega kompenzatorja je sicer v literaturi že obdelana, vendar le v primeru simetrične stikalne funkcije. Na osnovi analize ugotovimo, da kompenzator z nesimetrično stikalno funkcijo generira tako na enosmerni kot na izmenični strani neskončno vrsto harmonikov, kar onemogoča opis naprave v d-q koordinatnem sistemu. Na osnovi analize obratovanja je predlagana drugačna rešitev problematike popačene napetosti na enosmerni strani. Predstavljen je namreč kompenzacijski algoritem, ki napravi

omogoča obratovanje ob popačeni napetosti na kondenzatorju. Pri tem je izvedena ustrezna modulacija stikalne funkcije, in sicer tako, da so na izmenični strani prisotne zgolj želene komponente veličin. Na ta način lahko kljub nesimetričnim obratovalnim razmeram obratujemo z majhno kapacitivnostjo na enosmerni strani, kar predstavlja eno izmed temeljnih prednosti statičnega kompenzatorja in zmanjša ter poceni napravo samo.

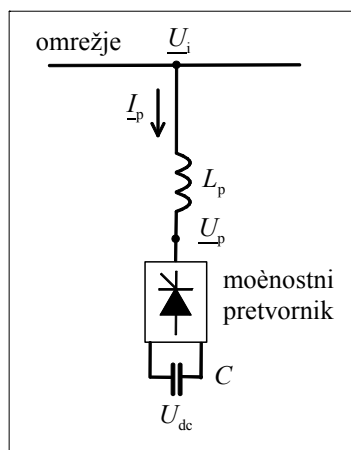
Šele ob uporabi kompenzacije napetosti na kondenzatorju lahko zapišemo splošni matematični model kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu za obratovanje v nesimetričnih razmerah. Na osnovi tako zapisanega matematičnega modela lahko pristopimo k razvoju regulacijskega algoritma. Regulacijski algoritem bo sestavljen iz dveh delov, in sicer dela za regulacijo pozitivnega sistema tokov in dela za regulacijo negativnega sistema tokov. Prvi omogoča regulacijo jalovega toka pozitivnega sistema in enosmerne napetosti na kondenzatorju, drugi pa regulacijo delovnega in jalovega toka negativnega sistema.

Delovanje statičnega kompenzatorja s predlaganim regulacijskim algoritmom bo simulirano v programskem paketu PSCAD/EMTDC. Simulirane bodo različne obratovalne razmere, s katerimi bodo prikazane karakteristike delovanja naprave.



# 1. STATIČNI KOMPENZATOR

Statični kompenzator bi lahko najširše opisali kot napetostni vir, pri katerem lahko spreminjamo frekvenco, amplitudo in fazni kot generiranega napetostnega signala. Osnovni gradnik statičnega kompenzatorja je močnostni pretvornik, ki je sestavljen iz med seboj povezanih močnostnih stikalnih elementov. Na enosmerni strani pretvornika je priključen kondenzator, ki je potreben za vzdrževanje energijske bilance med enosmerno in izmenično stranjo kompenzatorja. Naprava je na omrežje paralelno priključena preko reaktance, ki jo navadno predstavlja induktivnost transformatorja [1-5]. Opisani statični kompenzator je shematsko prikazan na sliki 1.1.



Slika 1.1: Shematski prikaz statičnega kompenzatorja.

Glede na način obratovanja lahko statične kompenzatorje delimo na tiste, ki obratujejo v prenosnem omrežju in tiste, ki so namenjeni obratovanju v distribucijskem omrežju. Sama osnovna zgradba obeh tipov kompenzatorjev sicer ostaja enaka, razlikujejo pa se predvsem po nazivnih močeh naprav in načinu vodenja. Oba tipa kompenzatorjev bosta opisana v nadaljevanju.

## 1.1. Statični kompenzator v prenosnem omrežju

Statični kompenzator v prenosnem omrežju deluje kot sinhronski napetostni vir, ki lahko z omrežjem izmenjuje jalovo energijo tako v kapacitivnem kot v induktivnem področju delovanja. Na ta način lahko opravlja v omrežju naslednje funkcije:

- napetostna podpora,
- izboljšanje tranzientne stabilnosti,
- dušenje nihanj moči.

Močnostni pretvornik je pri takem načinu obratovanja krmiljen tako, da naprava na izhodnih sponkah generira skoraj sinusno napetost omrežne frekvence, ki je v fazi z omrežno napetostjo na mestu priključitve na omrežje. Dokler sta napetost kompenzatorja (fazor  $\underline{U}_p$  na sliki 1.1) in omrežna napetost (fazor  $\underline{U}_i$  na sliki 1.1) sofazni, izmenjuje pretvornik z omrežjem zgolj jalov tok (če ob tem seveda zanemarimo izgube v pretvorniku). Kadar je napetost pretvornika višja od omrežne napetosti, jalov tok (moč) teče iz pretvornika v omrežje. Pretvornik tako predstavlja generator jalove energije. V nasprotnem primeru, torej ko je napetost pretvornika nižja od omrežne napetosti, pa jalov tok teče iz omrežja v pretvornik. V tem primeru pretvornik obratuje kot porabnik jalove energije. S

spreminjanjem napetosti na izhodnih sponkah statičnega kompenzatorja lahko torej reguliramo izmenjavo jalove moči z omrežjem.

V kolikor predpostavimo, da pretvornik v izhodni napetosti ne generira harmonikov, lahko statični kompenzator obravnavamo kot idealni sinhronski sinusni napetostni vir. Pri izmenjavi zgolj jalove moči, bi bil enosmerni tok skozi kondenzator na enosmerni strani pretvornika enak nič. V realnem sistemu pa pretvornik na izmenični strani generira tudi harmonike, zato tudi na enosmerni strani teče harmonski tok. Poleg tega tudi v samem pretvorniku nastanejo izgube kot posledica ohmske upornosti sklopne reaktance, preklopov polprevodniških stikal in ohmske upornosti v enosmernem tokokrogu. Zaradi tega tudi napetost na kondenzatorju niha in jo moramo z ustreznim regulacijskim sistemom ohraniti na želeni vrednosti.

Kompenzatorji v prenosnem omrežju so praviloma naprave večjih moči, zato se kot močnostna stikala pretvornika največkrat uporabljajo GTO tiristorji, ki so grajeni za največje nazivne tokove in napetosti. Za odpravljanje harmonikov v generirani izmenični napetosti se uporabljajo različne vezave stikalnih elementov in različne tehnike proženja, ki bodo opisani v naslednjih poglavjih.

### 1.2. Statični kompenzator v distribucijskem omrežju

Statični kompenzator uporabljen v distribucijskem omrežju (distribucijski statični kompenzator) zagotavlja večjo zanesljivost in kvaliteto napajanja porabnikov. V ta namen mora naprava omogočati:

- kompenzacijo jalove energije,
- filtriranje harmonikov,
- kompenzacijo nesimetričnega bremena,
- napetostno regulacijo na priključni zbiralki.

Že iz zastavljenih ciljev lahko sklepamo, da bo obratovanje statičnega kompenzatorja v distribucijskem omrežju drugačno od obratovanja statičnega kompenzatorja v prenosnem omrežju. Medtem ko slednji na izhodnih sponkah generira simetričen niz trifaznih napetosti omrežne frekvence, mora distribucijski kompenzator na izmenični strani generirati nesimetričen in harmonsko popačen sistem napetosti za kompenzacijo nesimetričnega ali harmonsko popačenega bremena.

Kompenzatorji v distribucijskem omrežju so praviloma naprave nižjih do srednjih moči. Nekje do nazivnih moči 10 MVA se uporabljajo IGBT-ji, za večje moči pa GTO-ji [1].

### 1.3. Močnostni polprevodniški elementi

Močnostni pretvorniki, ki predstavljajo jedro različnih kompenzacijskih naprav, pokrivajo širok razpon moči: od nekaj 10 kVA do nekaj sto MVA. Po zgradbi bi lahko močnostni pretvornik opisali kot mrežo med seboj povezanih polprevodniških stikalnih elementov. Vsak stikalni element je sestavljen iz močnostnih polprevodniških stikal in vezja za generiranje krmilnega signala za vklop in izklop stikala. Nazivne vrednosti večjih izmed elementov znašajo nekje od 1-5 kA in 5-10 kV, pri čemer je uporabno območje elementa nekje med 25% in 50% nazivne vrednosti [1]. Zaradi tega moramo za doseganje želenih moči naprav uporabiti serijske in paralelne vezave posameznih elementov. Z večanjem nazivnih vrednosti polprevodniških elementov se manjša njihovo število, potrebno za doseganje želenih moči, s tem pa seveda pada tudi skupna cena naprave. Poleg napetostnih in tokovnih mej igrajo pomembno vlogo še naslednje karakteristike:

- izgube v prevodnem stanju, ki pomenijo segrevanje elementa in s tem potrebo po hlajenju,
- hitrost preklopa, ki pomeni čas, ki mine od zapornega stanja do popolnega prevajanja, in obratno od prevodnega do popolnega zapornega stanja, in diktira dimenzioniranje dušilnega vezja za dušenje napetostnih in tokovnih konic,

- preklopne izgube - med vklopom tok narašča, še preden napetost pade na nič, med izklopom pa napetost začne naraščati, še preden tok pade na nič. Hkratna prisotnost napetosti in toka seveda predstavlja izgube, ki diktirajo najvišje preklopne frekvence, s katerimi lahko preklapljamostikalo,
- potreben krmilni tok za vzpostavitev oz. prekinitev toka vpliva na dimenzioniranje vezja za generiranje krmilnih pulzov, ki lahko preseže ceno samega polprevodniškega stikala.

V splošnem lahko močnostne polprevodniške elemente obravnavamo kot hitra stikala, ki so zgrajena na osnovi plošč iz čistega silicija. V prevodni smeri imajo lahko možnost vklopa in tudi prekinitve prevajanega toka glede na prožilni pulz, ki je prisoten na krmilni elektrodi. Večina polprevodniških stikal z možnostjo prekinitve toka, ki se uporabljajo v napetostnih pretvornikih, ni grajenih za blokiranje napetosti v zaporni smeri. Take elemente navadno imenujemo asimetrični elementi. So tanjši in imajo manjše prevodne ter preklopne izgube. Taki elementi se navadno uporabljajo v povezavi s paralelno vezano diodo.

V grobem lahko močnostne polprevodniške elemente razdelimo v tri skupine in sicer diode, tranzistorje in tiristorje [1]. Značilnosti posameznih družin elementov bodo opisane v nadaljevanju.

### 1.3.1. Dioda

Dioda je dvoslojni element (p-n spoj), ki lahko prevaja tok le v prevodni smeri, t.j. od anode proti katodi, in sicer takrat, ko ima anoda dovolj visok pozitiven potencial proti katodi. Dioda blokira prevajanje v zaporni smeri takrat, ko je katoda na pozitivnem potencialu glede na anodo.

V močnostnih kompenzacijskih napravah se uporabljajo hitro obnovljive diode in sicer skupaj z asimetričnimi GTO-ji in IGBT-ji. Njihove tokovne in napetostne nazivne vrednosti se morajo ujemati z nazivnimi vrednostmi komponent, s katerimi se uporabljajo.

### 1.3.2. Tranzistor

Tranzistorji so družina troslojnih elementov. Tranzistor prevaja, ko je ena izmed njegovih elektrod, t.j. kolektor, pozitivno polarizirana proti drugi (emitorju) in ko je na bazni elektrodi prisoten krmilni signal. V polprevodniških napravah velikih moči se uporablja predvsem IGBT tranzistor.

#### 1.3.2.1 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

IGBT deluje kot tranzistor z visokimi napetostnimi in tokovnimi nazivnimi vrednostmi. Vklonno-izklopna stopnja je izvedena preko MOSFET tranzistorja. Prednost IGBT-ja je predvsem hiter vklop in izklop ter nizke preklopne izgube, kar omogoča njegovo uporabo tudi pri višjih frekvencah proženja in s tem tudi uporabo pulzno-širinske modulacije. Slabost IGBT-ja je predvsem višji napetostni padec v prevodnem stanju kot pri tiristorju.

Zaradi kompleksne strukture so IGBT-ji grajeni v velikosti približno  $1\text{cm}^2$ , stikala večjih moči pa dobimo s povezovanjem več osnovnih IGBT enot v skupno strukturo. Največje naprave, grajene na osnovi IGBT-jev, dosegajo moči reda nekaj MVA.

### 1.3.3. Tiristor

Tiristor je štiri-slojni polprevodniški element. V primerjavi z tranzistorjem ima slabšo preklopno karakteristiko v smislu daljšega preklopnega časa in višjih preklopnih izgub. Na drugi strani pa ima tiristor manjše izgube v prevodnem stanju, poleg tega pa je grajen za večje moči.

Navadno z imenom konvencionalni tiristor imenujemo element brez sposobnosti prekinjanja toka. Tak tiristor začne prevajati takoj, ko je polariziran v prevodni smeri in je na krmilni elektrodi prisoten krmilni pulz. Tok lahko ugasne šele ob prehodu skozi nič.

### 1.3.3.1 GTO

GTO je po zgradbi in lastnostih podoben navadnemu tiristorju, le da ima še sposobnost prekinitve toka, in sicer takrat, ko je na krmilni elektrodi prisoten izklopni pulz, ki ima nasprotno polariteto kot vklopni. Vendar velja omeniti, da je krmilni tok, potreben za izklop GTO-ja, precej velik v primerjavi s tokom potrebnim za vklop. Npr. za element z nazivnim tokom 1000A bi znašal vklaplilni tok približno 3-5% nazivnega toka v trajanju le 10 $\mu$ s, izklopilni tok pa 30-50% nazivnega s trajanjem 20-50 $\mu$ s. Velik in dolg izklopilni pulz je glavna pomanjkljivost GTO-ja v primerjavi z IGBT-jem. Zaradi tega lahko obratuje le z relativno nizkimi preklopnimi frekvencami (reda nekaj sto Hz). Na drugi strani pa dosegajo GTO-ji precej višje napetostne in tokovne nazivne vrednosti v primerjavi z IGBT-ji in se zato uporabljajo v napravah moči nekaj sto MVA.

Večina proizvedenih GTO-jev je namenjena uporabi v napetostnih pretvornikih, kjer je GTO-ju antiparalelno priključena še hitro obnovljiva dioda, zaradi česar ni potrebno, da ima GTO sposobnost blokiranja negativne napetosti med anodo in katodo. Take GTO-je imenujemo asimetrični GTO-ji.

### 1.3.3.2 IGCT (Integrated Gate-Commutated Thyristor)

IGCT je v principu GTO z zelo velikim in hitrim izklopilnim pulzom (ranga nazivnega toka). Ker je trajanje pulza izredno kratko (1 $\mu$ s), je energija, potrebna za izklop, precej zmanjšana. IGCT-ji se proizvajajo tudi z že vgrajeno inverzno diodo. Zaradi svojih prednosti bi morali IGCT-ji v prihodnosti zamenjati GTO-je.

### 1.3.3.3 MCT (MOS-Controlled Thyristor)

MCT ima vgrajeno MOSFET-u podobno strukturo za vklop in prekinitve toka skozi element, kar doprinese zelo hiter preklop in majhne preklopne izgube v primerjavi z ostalimi tiristorji. Zaenkrat so ti elementi na voljo zgolj za nizke moči.

## 1.3.4. Trenutno stanje in nadaljnji razvoj

Razvoj močnostnih pretvornikov seveda v največji meri temelji na razvoju novih in izboljšavi obstoječih polprevodniških elementov. V nadaljevanju bo prikazano trenutno stanje razvoja nekaterih polprevodniških elementov [6].

### Svetlobno proženi tiristor

Prednost svetlobno proženega tiristorja pred električno proženim tiristorjem je predvsem odpornost prožilnega signala proti elektromagnetnim motnjam in tudi izolacija močnostnega vezja od krmilnega vezja. Na voljo so elementi z nazivno napetostjo 8 kV in tokom 3,5 kA ter s padcem napetosti v prevodni smeri 2,7 V (pri 3,5 kA). Grajeni so na silicijevi plošči premera 150mm.

### GTO tiristor

Na trgu dostopni GTO-ji dosegajo nazivne vrednosti 6 kV in 6 kA in so izdelani na silicijevih ploščah premera 150mm. Imajo sicer sposobnost izklapljanja toka 6 kA, vendar se navadno uporabljajo s povprečnim anodnim tokom 2 kA. V bližnji prihodnosti naj bi bili na voljo GTO-ji z nazivnimi napetostmi ranga 9-12 kV.

### IGBT tranzistor

Razvoj IGBT-ja je bil v zadnjem desetletju hiter in je prinesel precejšnje zmanjšanje prevodnih in preklopnih izgub stikala. Pogosto so uporabljeni tiristorji z nazivnimi napetostmi 600 V, 1200 V in 1700 V in z nazivnimi tokovi 600 A ali več. Na voljo pa so tudi že elementi z nazivnimi vrednostmi 6500 V/600 A. Ponavadi se proizvajajo skupaj z vzporedno diodo pod imenom IGBT moduli.

Prihodnji moduli naj bi imeli padec napetosti v prevodni smeri približno 1,5 V za 600 V stikalo in 2,0 V za 1200 V stikalo. IGBT-ji visokih nazivnih vrednostih tako že izpodrivajo GTO-je iz nekaterih aplikacij in tudi razvojno predstavljajo bolj obetavno smer od GTO-jev, predvsem zaradi hitrega preklopa in manjših krmilnih signalov, potrebnih za preklap.

## 1.4. Močnostni pretvorniki

Močnostni pretvornik tvori jedro statičnega kompenzatorja (in še mnogih drugih kompenzacijskih naprav) in bo v tem poglavju nekoliko poglobljeje predstavljen. Poznamo dva tipa pretvornikov [1, 7]:

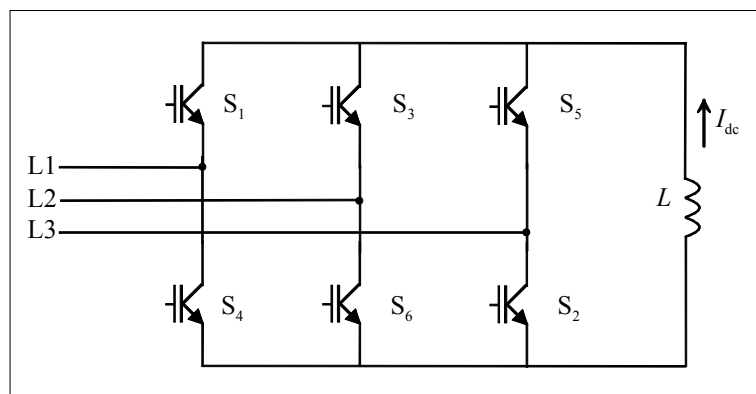
- tokovni pretvornik
- napetostni pretvornik

Zaradi boljših obratovalnih lastnosti in nižje cene se pri kompenzacijskih napravah največkrat uporabljajo napetostni pretvorniki. V nadaljevanju bomo predstavili oba tipa pretvornikov, vendar bo poudarek na pretvorniku napetostnega tipa.

### 1.4.1. Tokovni pretvornik

Osnovni tokovni pretvornik je sestavljen iz šestih simetričnih polprevodniških stikal, ki lahko blokirajo tako pozitivno kot tudi negativno napetost med anodo in katodo. Uporaba asimetričnih stikal bi zahtevala zaporedno vezavo diode.

Na enosmerni strani tokovnega pretvornika je priključena dušilka kot enosmerni tokovni vir. Z ustreznim preklapljanjem polprevodniških stikal pretvornik generira niz treh faznih tokov spremenljive frekvence, amplitude in faznega kota. Pri tem je velikost izhodnega toka sorazmerna z enosmernim tokom skozi dušilko. Če predpostavimo, da generirani tokovi ne vsebujejo harmonikov in da pretvornik z omrežjem izmenjuje le jalov tok, potem je napetost na dušilki enaka nič in sama velikost dušilke v takem primeru ne igra bistvene vloge.



Slika 1.2: Osnovna struktura 6-pulznega tokovnega pretvornika.

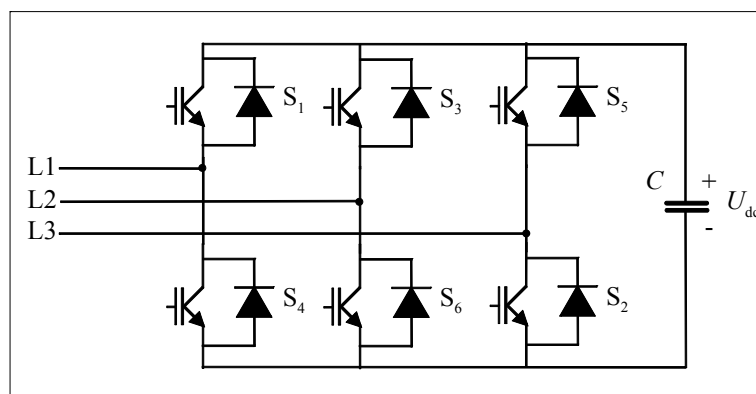
Tokovni pretvornik mora imeti na izhodnih sponkah vzporedno vezane kondenzatorje, ki omejujejo velikost inducirane napetosti ob hitrih spremembah toka.

### 1.4.2. Napetostni pretvornik

Slika 1.3 prikazuje strukturo osnovnega 6-pulznega napetostnega pretvornika. Zgrajen je iz šestih polprevodniških stikal z antiparalelno povezanimi diodami. Na enosmerni strani je priključen

kondenzator. S preklapljanjem polprevodniških stikal pretvornik na izhodnih sponkah generira niz treh faznih napetosti spremenljive frekvence, amplitude in faznega kota. Pretvornik mora biti priključen na omrežje preko sklopne dušilke, ki omejuje strmino toka med pretvornikom in omrežjem.

Enosmerni tok pri napetostnem pretvorniku teče v obe smeri, zaradi česar morajo imeti stikalni elementi možnost obojesmernega prevajanja toka. Na drugi strani pa se polariteta napetosti na enosmernem kondenzatorju ne spreminja, zato stikalni elementi ne potrebujejo sposobnosti blokiranja napetosti v zaporni smeri. Zaradi tega je napetostni pretvornik zgrajen iz asimetričnih polprevodniških stikal z možnostjo prekinitve toka (kot sta recimo GTO in IGBT) z antiparalelno priključeno diodo. Nekatera polprevodniška stikala imajo tako diodo že integrirano v enotno strukturo, ki je primerna za uporabo pri napetostnih pretvornikih.



Slika 1.3: Osnovna struktura 6-pulznega napetostnega pretvornika.

Kapacitivnost kondenzatorja na enosmerni strani mora biti dovolj visoka, da brez večjih nihanj v enosmerni napetosti prenese tokovne sunke, ki so posledica preklopov stikal. Sicer glede kapacitete kondenzatorja veljajo podobne ugotovitve, kot glede velikosti dušilke pri tokovnem pretvorniku. Ob predpostavki, da pretvornik generira le osnovno komponento napetosti in da z omrežjem izmenjuje le jalov tok, velikost kondenzatorja ne igra bistvene vloge, saj je enosmerni tok enak nič.

Za zmanjševanje harmonikov v izhodni napetosti in tudi za doseganje večjih moči se uporablja povezava več osnovnih 6-pulznih pretvornikov v enotno strukturo. Nekatere izmed vezav, ki se najpogosteje uporabljajo, bodo predstavljene v nadaljevanju.

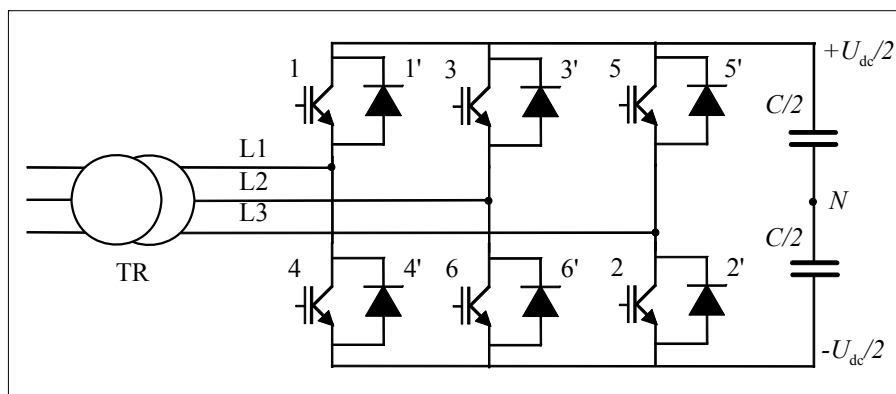
Drug pristop za spreminjanje amplitude izhodne napetosti in zmanjševanja vsebnosti harmonikov predstavlja pulzno-širinska modulacija, ki je sicer omejena na naprave manjših moči.

## 1.5. Trifazni napetostni pretvornik

V tem poglavju bodo predstavljene osnove delovanja trifaznega napetostnega pretvornika kot najpogosteje uporabljenega pretvornika v kompenzacijskih napravah. Vse izpeljave bodo temeljile na osnovnem 6-pulznem pretvorniku, kjer bomo privzeli, da je napetost na kondenzatorju konstantna.

### 1.5.1. Obratovanje

Na sliki 1.4 je prikazana shema trifaznega pretvornika, sestavljenega iz šestih polprevodniških stikal, oštevilčenih od 1-1' do 6-6'. Vrstni red od 1 do 6 ponazarja tudi sekvenco prevajanja stikalnih elementov, kjer vsak element prevaja polovico periode.



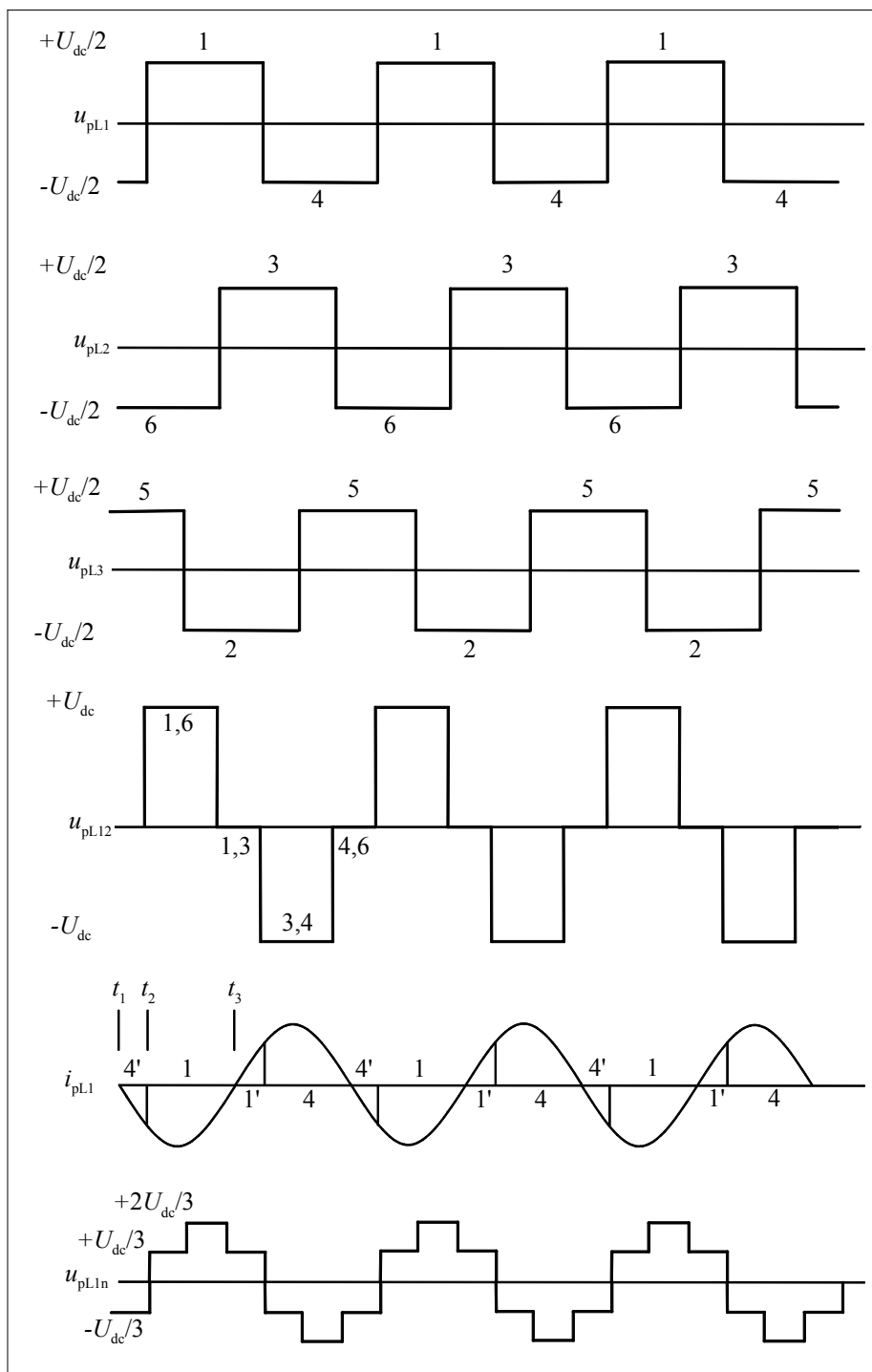
Slika 1.4: Delovanje 6-pulznega napetostnega pretvornika.

Vsaka fazna veja generira napetost kvadratne oblike s temensko vrednostjo  $+U_{dc}/2$  in  $-U_{dc}/2$  glede na hipotetično referenčno točko  $N$  na enosmerni strani. Posamezne fazne napetosti so med sabo zamaknjene za  $120^\circ$ . Fazne napetosti  $u_{pL1}$ ,  $u_{pL2}$  in  $u_{pL3}$  so prikazane na sliki 1.5. Na grafu napetosti je tudi označeno, kateri stikalni element je vklopljen v posamezni polperiodi.

Na isti sliki je prikazana tudi medfazna napetost  $u_{pL12} = u_{pL1} - u_{pL2}$ . Medfazne napetosti so med sabo ravno tako zamaknjene za  $120^\circ$ , njihova temenska vrednost pa je enaka  $U_{dc}$ . Odseki, kjer je napetost enaka nič, predstavljajo stanje, ko prevajata dva stikalna elementa na istem polu kondenzatorja.

Tok pretvornika je odvisen od razlike generirane napetosti pretvornika in omrežne napetosti na priključnem mestu pretvornika. Slika 1.5 prikazuje hipotetični tok  $i_{pL1}$  v fazi L1, kjer pozitiven predznak toka označuje tok iz izmenične strani proti enosmerni strani. Zaradi enostavnosti je prikazana zgolj osnovna harmonska komponenta izmeničnega toka. V času od  $t1$  do  $t2$  na primer, je fazni tok  $i_{pL1}$  negativen in lahko teče skozi stikalni element 1-1' ali 4-4'. Iz primerjave med napetostjo v fazi L1 in tokom v isti fazi vidimo, da ob negativnem toku, vklopljenem polprevodniškem stikalu 4 in izklopljenem stikalu 1 tok teče skozi diodo 4'. Kasneje, med časom  $t2$  in  $t3$ , ko je stikalo 4 izklopljeno, stikalo 1 pa vklopljeno, se prevajanje negativnega toka prenese iz diode 4' na stikalo 1. V trifaznem pretvorniku v vsakem trenutku prevajajo trije stikalni elementi.

Tok na enosmerni strani pretvornika je vsota prispevkov posameznih faznih tokov. Izkaže se, da enosmerni tok sestavlja zgolj delovna komponenta izmeničnega toka in harmonske komponente, ki so prisotne v izmeničnem toku.



Slika 1.5: Napetosti in tokovi 6-pulznega napetostnega pretvornika.

### 1.5.2. Osnovna komponenta in harmoniki

Označimo z  $u_{pL1}$ ,  $u_{pL2}$  in  $u_{pL3}$  fazne napetosti na izhodnih sponkah pretvornika glede na navidezno nevtralno točko N na enosmerni strani pretvornika. Napetost  $u_{pL1}$  lahko zapišemo v obliki Fourierove vrste:



$$u_{pL1} = \frac{4 U_{DC}}{\pi} \frac{1}{2} \left( \cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega - \frac{1}{7} \cos 7\omega + \dots \right) \quad (1.1)$$

Napetosti  $u_{pL2}$  in  $u_{pL3}$  sta glede na  $u_{pL1}$  premaknjeni za  $240^\circ$  oz.  $120^\circ$ .

Kot je prikazano na sliki 1.4 je pretvornik priključen na omrežje preko sklopnega transformatorja. Če predpostavimo, da je pretvornik priključen na sekundar y transformatorja z neozemljenim zvezdiščem, bo zvezdišče na nekem potencialu  $u_n$  glede na navidezno nevtralno točko N na enosmerni strani. Ta potencial bo znašal  $1/3$  vsote vseh treh faznih napetosti. Napetost zvezdišča transformatorja bo kvadratne oblike, z amplitudo  $U_{dc}/6$  in frekvenco, ki je trikratnik osnovne frekvence – vsebuje torej vse harmonike, ki so večkratnik števila 3 in predstavljajo nični sistem harmonikov.

Če od faznih napetosti odštejemo napetost zvezdišča transformatorja, dobimo fazne napetosti na navitju y transformatorja. Napetost  $u_{pL1n}$  v fazi L1 je prikazana na sliki 1.5. Krivulja je stopničaste oblike, s stopnico višine  $U_{dc}/3$  in ne vsebuje harmonikov, ki so večkratniki števila 3. Napetost tako vsebuje le harmonike reda  $6n \pm 1$  (5, 7, 11, 13, itd.). Pri tem so fazne napetosti na navitju transformatorja še vedno v fazi z faznimi napetostmi proti navideznemu vozlišču na enosmerni strani, razlika je le v tem, da ne vsebujejo harmonikov, ki so večkratniki števila 3. Podoben rezultat bi dobili tudi s priključitvijo pretvornika na sekundar v delta vezavi. Zapišimo še fazno napetost  $u_{pL1n}$  v obliki Fourierove vrste:

$$u_{pL1n} = \frac{4 U_{DC}}{\pi} \frac{1}{2} \left( \cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega - \frac{1}{7} \cos 7\omega - \frac{1}{11} \cos 11\omega + \frac{1}{13} \cos 13\omega + \dots \right) \quad (1.2)$$

Medfazna napetost  $u_{pL12}$  je ravno tako 6-pulzne oblike, vendar ima drugačno obliko od fazne napetosti na navitju. Medtem ko ima fazna napetost na navitju tri nivoje (napetostni nivoji 0,  $1/3 U_{dc}$ ,  $2/3 U_{dc}$ ), ima medfazna napetost dva nivoja (0,  $U_{dc}$ ). Napetosti sta med sabo tudi fazno zamaknjeni. Osnovna komponenta  $u_{pL12}$  je za  $\sqrt{3}$  višja od amplitude osnovne komponente  $u_{pL1}$ , fazni zamik pa znaša  $30^\circ$ . Medfazno napetost zapišemo v obliki Fourierove vrste:

$$u_{pL12} = \frac{4\sqrt{3} U_{DC}}{\pi} \frac{1}{2} \left( \cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega + \frac{1}{7} \cos 7\omega - \frac{1}{11} \cos 11\omega + \frac{1}{13} \cos 13\omega + \dots \right) \quad (1.3)$$

Efektivna vrednost osnovne komponente napetosti je:

$$U_{pL12} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_{dc} = 0,78 U_{dc} \quad (1.4)$$

Zapisi faznih in medfaznih napetosti 6-pulznega napetostnega pretvornika nam bodo koristili pri razlagi delovanja večpulznih vezav, ki jih obravnavamo v nadaljevanju.

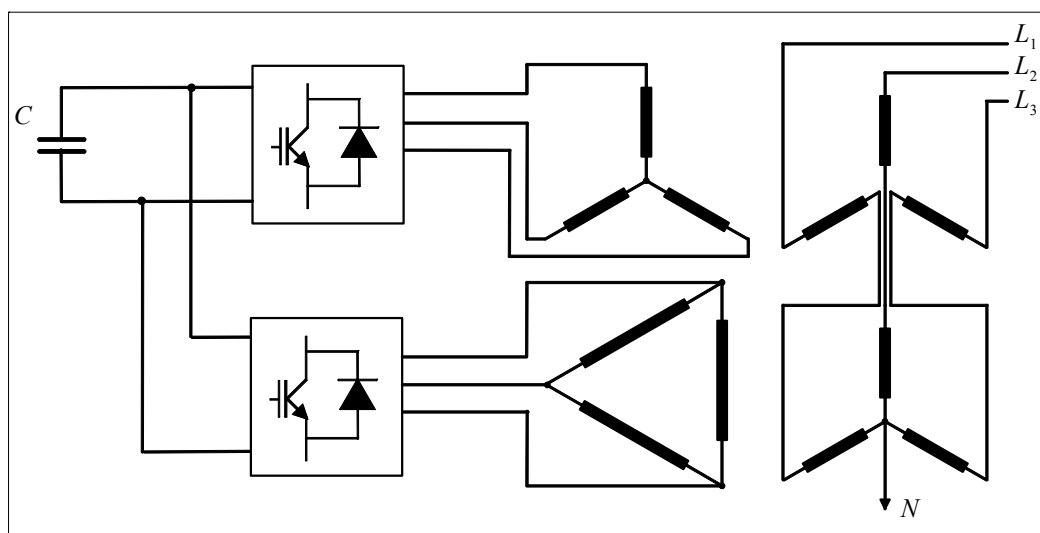
### 1.5.3. Večpulzne vezave

Večpulzne vezave pretvornikov dobimo s povezovanjem več 6-pulznih pretvornikov preko ustreznega magnetnega vezja. S tem dosežemo precej manjšo vsebnost harmonikov v izhodni napetosti pretvornika in večje nazivne moči tako sestavljenih kompenzatorjev. Če nastopajo pri napetosti 6-pulznega pretvornika harmoniki reda  $6n \pm 1$ , pa nastopajo pri 6k-pulzni vezavi le harmoniki reda  $6nk \pm 1$ , kjer je  $k=1, 2, 3, \dots$ . Relativna vrednost posameznih komponent je enaka inverzni vrednosti harmonskega števila.

Zmanjšano vsebnost harmonikov dosežemo z medsebojno nevtralizacijo harmonikov na izhodu posameznih 6-pulznih pretvornikov, ki obratujejo z ustreznim faznim zamikom  $2\pi/6k$ . Enosmerne sponke direktno priključimo na enosmerni vir, izmenične sponke pa povežemo bodisi preko magnetne strukture, ki omogoča določene fazne zamike, bodisi preko transformatorjev z zaporedno vezanimi primarnimi navitji.

### 1.5.3.1 12-pulzni pretvornik

V poglavju 1.5.2 je bilo omenjeno, da sta medfazna in fazna izmenična napetost pretvornika med seboj zamaknjeni za  $30^\circ$ , amplitude posameznih harmonikov pa se razlikujejo za  $\sqrt{3}$ . Če ta zamik in razliko v amplitudi korigiramo z ustrežno transformatorsko vezavo in napetosti seštejemo, dobimo napetost, ki vsebuje zgolj harmonike reda  $12n\pm 1$ . To lahko dosežemo z vezavo, ki je prikazana na sliki 1.6. En pretvornik vežemo na sekundar transformatorja v y vezavi, medtem ko medfazne napetosti drugega pretvornika priklopimo na delta sekundar transformatorja, ki ima za  $\sqrt{3}$  več ovojev kot sekundarno navitje transformatorja v y vezavi. Poleg tega prožilne pulze tega pretvornika premaknemo za  $30^\circ$ . Kombiniran izhod na primarni strani ima tako 12-pulzno obliko in vsebuje harmonike reda  $12n\pm 1$  z relativnimi amplitudami  $1/12n\pm 1$ .



Slika 1.6: Pretvornik v 12-pulzni vezavi.

Za povezovanje pretvornikov sta potrebna dva ločena transformatorja, saj v nasprotnem primeru fazni zamik med harmoniki, ki niso reda  $12n\pm 1$ , povzroči velik krožni tok kot posledico skupnega magnetnega fluksa. Za harmonike, ki niso reda  $12n\pm 1$ , skupni fluks predstavlja skoraj kratek stik. Zaradi istega razloga ne moremo primarnih navitij povezati vzporedno, saj bi bili harmoniki, ki niso reda  $12n\pm 1$ , v takem primeru sofazni in bi pognali krožni tok omejen zgolj z induktivnostjo navitja. Z uporabo vezave, ki je prikazana na sliki 1.6, pa se harmoniki izničijo, sofazne napetosti pa seštejejo. Povečanje pulznega števila povzroči tudi zmanjšanje harmonikov v enosmernem toku kondenzatorja. Pri 12-pulznem pretvorniku ostanejo v enosmernem toku le harmoniki reda  $12n$ .

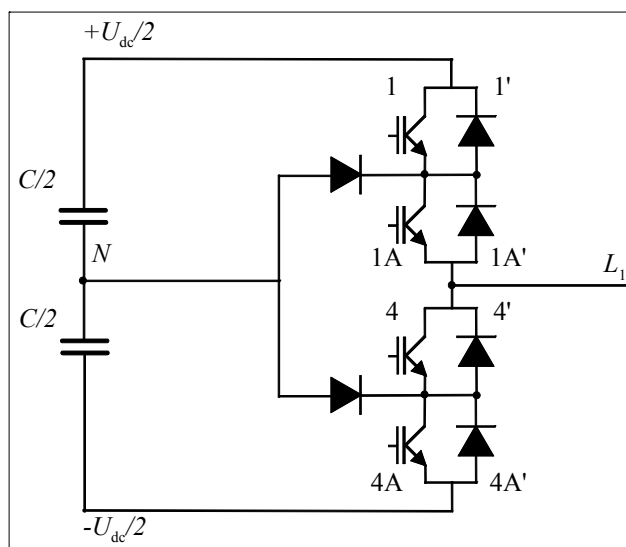
### 1.5.3.2 24 in 48-pulzni pretvornik

V splošnem lahko s povezavo k 6-pulznih pretvornikov dobimo  $6k$  pulzni pretvornik. Taka struktura zahteva k transformatorjev z  $1/k$  nazivne moči, kar precej zaplete in podraži zgradbo celotnega pretvornika. Enostavnejšo rešitev predstavlja povezava 12-pulznih modulov, v katerih nastopajo klasične transformatorske vezave Yy in Yd v 'kvazi' večpulzno strukturo. Če med sabo povežemo m 12-pulznih modulov dobimo,  $12m$ -pulzno strukturo. Pri tem primarna navitja vežemo serijsko s faznim zamikom  $(\pi/6)m$  med njimi. Pretvornik v pravi 24-pulzni vezavi vsebuje v izhodni izmenični

napetosti le harmonike reda  $24n \pm 1$ . 48-pulzni pretvornik dobim s povezovanjem osmih 6-pulznih modulov, vsebnost harmonikov v takem pretvorniku je že tako nizka, da lahko obratuje brez izhodnega filtra.

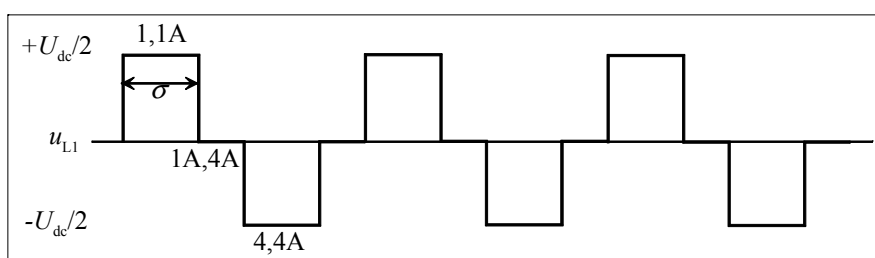
### 1.5.4. Tritočkovni napetostni pretvornik

Pristop z večtočkovnim napetostnim inverterjem predstavlja enega izmed načinov, s katerim lahko zmanjšamo vsebnost harmonikov v izmenični napetosti ali spreminjamo njeno amplitudo pri konstantni napetosti na enosmernem kondenzatorju. Zgradba tritočkovnega napetostnega pretvornika je prikazana na sliki 1.7. Razvidno je, da je število stikalnih elementov podvojeno, poleg tega pa so uporabljene še dodatne diode. Ob sami podvojitvi stikalnih elementov z enako nazivno napetostjo pa se podvoji tudi enosmerna napetost na kondenzatorju in s tem tudi moč pretvornika. Zato zgolj dodatne diode (dve na fazo) prispevajo k dejanski višji ceni pretvornika.



Slika 1.7: Ena fazna veja tritočkovnega pretvornika.

Slika 1.8 prikazuje izhodno napetost tritočkovnega pretvornika. Vidimo lahko, da ima napetost tri nivoje, t.j.  $-U_{dc}/2$ , 0 in  $+U_{dc}/2$ . Taka struktura pretvornika z ustrežno stikalno funkcijo omogoča hitro spreminjanje izhodne napetosti ali pa odpravo določenih harmonikov iz izhodne napetosti.



Slika 1.8: Napetost faze  $L1$  tritočkovnega pretvornika.

Fazno napetost med izhodno sponko pretvornika in točko N na enosmerni strani pretvornika zapišemo v obliki Fourierove vrste:

$$u_{pL1} = \frac{4}{\pi} \frac{U_{DC}}{2} \left( \sin \frac{\sigma}{2} \sin \left( \omega t + \frac{\sigma}{2} \right) - \frac{1}{3} \sin \frac{3\sigma}{2} \sin 3 \left( \omega t + \frac{\sigma}{2} \right) + \frac{1}{5} \dots \right) \quad (1.5)$$

V enačbi predstavlja  $\sigma$  trajanje napetostnega pulza v eni polperiodi (glej slika 1.8).

Efektivna vrednost osnovne komponente napetosti ima maksimalno vrednost pri  $\sigma=180^\circ$  in vrednost nič pri  $\sigma=0$ .

$$U_{\text{pL1}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_{\text{DC}}}{2} \sin \frac{\sigma}{2} \quad (1.6)$$

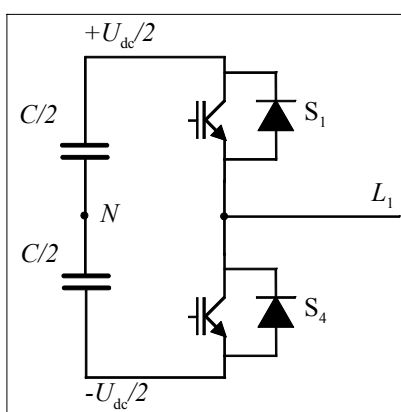
Kot je razvidno iz enačbe 1.5, so temenske vrednosti posameznih harmonikov funkcija širine napetostnega pulza  $\sigma$ . Amplituda  $n$ -tega harmonika zavzame vrednost nič takrat, ko velja:

$$180^\circ - \sigma = 180^\circ / n \quad (1.7)$$

S spreminjanjem širine napetostnega pulza lahko torej popolnoma odpravimo določen harmonik – npr. pri  $\sigma=144^\circ$  popolnoma odpravimo peto harmonsko komponento, pri  $\sigma=154,3^\circ$  pa sedmo harmonsko komponento. Če izberemo za  $\sigma$  vrednost med  $144^\circ$  in  $154^\circ$ , bosta amplitudi tako petega kot tudi sedmega harmonika precej majhni, tako da se pretvornik obnaša skoraj kot 12-pulzni pretvornik. Z manjšanjem  $\sigma$  upada tudi amplituda osnovne komponente in znaša npr. pri  $\sigma=144^\circ$  95% maksimalne vrednosti.

### 1.5.5. Pulzno-širinska modulacija

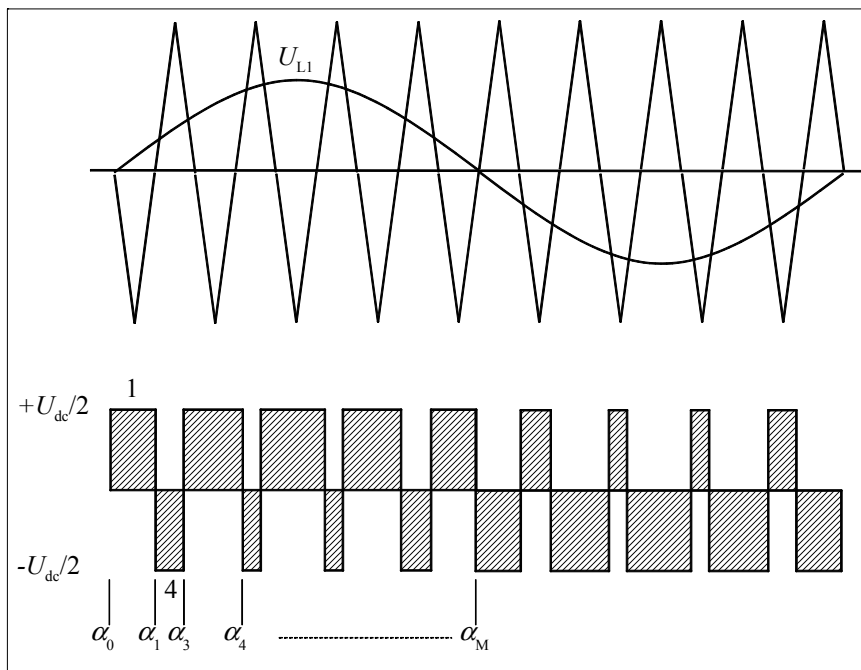
Pri večtočkovnih in večpulznih pretvorniških vezavah je frekvenca proženja stikalnih elementov navadno enaki sinhronski omrežni frekvenci, torej se posamezni stikalni element vklopi in izklopi le enkrat v periodi. Pri takih pretvornikih navadno spreminjamo napetost na izhodnih izmeničnih sponkah s spreminjanjem napetosti na kondenzatorju na enosmerni strani pretvornika. Drugačen pristop ponuja pulzno-širinska modulacija (PWM), pri kateri elemente prožimo večkrat na periodo in s spreminjanjem širine preklopnih pulzov spreminjamo izmenično napetost na izhodu pretvornika [8]. Pri tem moramo biti pozorni na preklopne izgube, ki se večajo z višanjem frekvence proženja in jih moramo pri načrtovanju pretvornika tudi upoštevati. Najvišjo frekvenco proženja tako pogojujejo predvsem uporabljena polprevodniška stikala. V grobem lahko ocenimo, da lahko frekvence proženja pri pretvornikih ranga 1 MVA dosežejo vrednosti nekaj kHz, pri pretvornikih ranga nekaj 10 MVA pa so najvišje frekvence reda nekaj sto Hz [1].



Slika 1.9: Ena fazna veja 6-pulznega pretvornika.

Opis tehnike PWM si bomo ogledali na primeru ene faze trifaznega napetostnega pretvornika, ki je shematsko prikazana na sliki 1.9. Slika 1.10 pa prikazuje princip tvorjenja prožilnih pulzov na osnovi

primerjave dveh signalov: sinusnega s sinhronsko frekvenco in žagastega s frekvenco enako devetkratniku sinhronske frekvence. Prožilne pulze tvorimo na osnovi primerjanja teh dveh signalov. Ko je vrednost žagastega signala manjša od vrednosti sinusnega signala, se generira prožilni pulz za stikalni element  $S_1$ . Kadar pa je vrednost žagastega signala večja od vrednosti sinusnega signala, se generira prožilni pulz za stikalni element  $S_4$ . Na sliki 1.10 je hkrati predstavljena tudi oblika napetosti na izmenični strani pretvornika glede na navidezno ničlišče N na enosmerni strani pretvornika.



Slika 1.10: Tvorjenje vzorca proženja.

Napetostni signal je sestavljen iz devetih pravokotnih pulzov na periodo, kjer je širina vsakega pulza variabilna. Iz oblike napetostnega signala lahko razberemo:

- izhodna napetost vsebuje osnovno harmonsko komponento napetosti in višje harmonike,
- ker je žagasti signal lihi večkratnik sinhronske frekvence, je napetostni signal simetričen glede na mesto, kjer sinusna krivulja prečka vrednost nič. Zaradi tega generirana napetost ne vsebuje sodih harmonikov. Če bi bil žagasti signal sodi večkratnik sinhronske frekvence, bi napetostni signal vseboval tudi te harmonike. V primeru večkratnika, ki ni celo število, pa bi se pojavile še interharmonske komponente napetosti. Pri nižjih frekvencah proženja je pomembna tudi sinhronizacija proženja na omrežno napetost
- amplitudo izhodne izmenične napetosti reguliramo s spreminjanjem amplitude sinusnega signala pri konstantni amplitudi žagastega signala. Z večanjem amplitude podaljšamo čas prevajanja stikalnega elementa  $S_1$  v pozitivni polperiodi in zmanjšamo njegov čas prevajanja v negativni polperiodi. Obratno velja za čas prevajanja stikalnega elementa  $S_4$ . Tako z večanjem amplitude sinusnega signala večamo tudi amplitudo izmenične napetosti in obratno: z manjšanjem amplitude sinusnega signala manjšamo amplitudo izmenične napetosti.
- izmenična napetost doseže največjo vrednost, ko sta amplitudi žagastega in sinusnega signala enaki.

### 1.5.5.1 Harmoniki v generirani izmenični napetosti

V splošnem so v izmenični napetosti, ki jo generiramo z opisano pulzno-širinsko modulacijo prisotni harmoniki reda  $k_1n \pm k_2$ . Pri tem je  $k_1$  količnik med frekvenco žagastega signala in sinhronsko frekvenco (na sliki 1.10 je  $k_1=9$ ),  $n$  in  $k_2$  pa sta celi števili. Za  $k_2$  je navadno dovolj, če upoštevamo le vrednosti 1 in 2, saj so za ostale vrednosti amplitude harmonikov majhne. Kot že omenjeno, v generirani izmenični napetosti ni sodih harmonikov, kar je posledica simetrije žagastega signala glede

na polperiodo osnovnega signala. Poleg tega pri trifaznem pretvorniku, ki je na omrežje priključen s tremi priključki, ni harmonikov, ki so večkratniki števila 3. V kolikor je tudi frekvenca žagastega signala večkratnik števila 3, izginejo tudi harmoniki, ki so večkratniki te frekvence. Pri zgledu opisanem v prejšnjem razdelku, kjer smo predpostavili frekvenco proženja, ki je bila enaka devetkratniku sinhronske frekvence, izhodna napetost vsebuje harmonike reda 5, 7, 11, 13 itd, torej iste harmonike kot 6-pulzni pretvornik z omrežno frekvenco proženja, vendar je amplituda petega harmonika pri uporabi PWM zelo majhna.

### 1.5.5.2 Odpravljanje harmonikov s PWM

PWM ponuja poleg možnosti regulacije amplitude osnovne harmonske komponente izmeničnega signala tudi možnost odprave določenih harmonikov. V splošnem ima stikalna funkcija z  $M$  preklopi na polperiodo  $M$  stopenj prostosti. Ena stopnja je potrebna za regulacijo amplitude osnovne komponente napetosti,  $M-1$  stopenj pa lahko uporabimo za odpravo  $M-1$  izbranih harmonikov.

Na sliki 1.10, kjer je prikazan do sedaj obravnavan zgled, vidimo, da ima stikalna funkcija z devetkratno frekvenco osnovne štiri preklope v vsaki polperiodi. S štirimi stopnjami prostosti lahko odpravimo 3 izbrane harmonike (npr. 5, 7 in 11) iz izmenične napetosti in dobimo 6-pulzni pretvornik, ki ima podobno obliko izmenične napetosti kot pretvornik v 12-pulzni vezavi.

Na sliki 1.10 je prikazana splošna stikalna funkcija z  $M$  preklopi, ki jih določajo fazni koti  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$ , kjer  $\alpha_1$  in  $\alpha_2$  določata prvi prekop. Izhodna izmenična napetost ima enako obliko kot stikalna funkcija, z amplitudo  $+U_d/2$  in  $-U_d/2$ . Če privzamemo, da je  $U_d/2 = 1$  p.u., lahko signal na sliki 1.10 zapišemo v obliki Fourierove vrste:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(\omega t) + b_n \cos(\omega t)] \quad (1.8)$$

Z upoštevanje simetrije stikalne funkcije dobimo naslednje koeficiente za enačbo (1.8):

$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (1.9)$$

Za odpravo  $M-1$  harmonikov lahko zapišemo  $M-1$  enačb za posamezne harmonike, za katere je  $a_n=0$ . Preostalo stopnjo prostosti izrabimo za določitev amplitude osnovne komponente napetosti in zapišemo enačbo  $a_1=a$ , kjer je  $a$  zelena p.u. vrednost. Z rešitvijo sistema enačb dobimo kot rešitev prožilne kote  $\alpha$  za zeleno amplitudo napetosti in odpravljene harmonike. Ker je reševanje sistema nelinearnih enačb lahko zamudno, se za določanje preklonih kotov  $\alpha$  uporabljajo tabele, ki vsebujejo izračunane vrednosti za amplitudi zelene napetosti v korakih npr. po 0,5 %.

### 1.5.5.3 Pulzno-širinska modulacija s simetriranjem

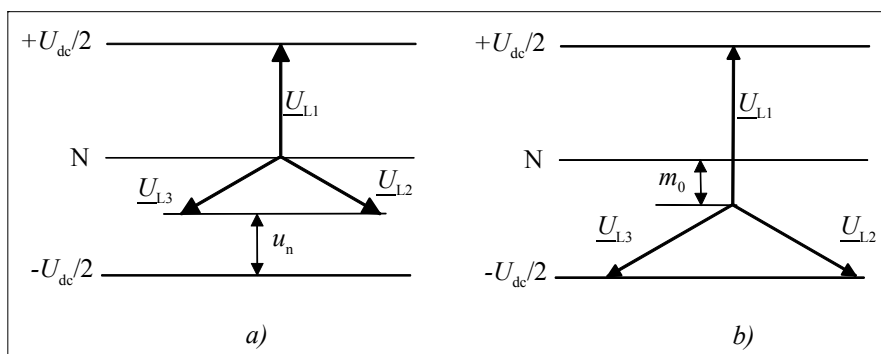
Pulzno-širinska modulacija s simetriranjem omogoča boljši izkoristek enosmerne napetosti na kondenzatorju napetostnega pretvornika [9]. Izmenične napetosti posameznih faz do navideznega ničlišča  $N$  podaja naslednja enačba:

$$u_{px} = m_x S_x \frac{U_{dc}}{2} \quad (1.10)$$

$$0 \leq m_x \leq 1$$

Pri tem  $m_x$  modulacijski faktor,  $S_x$  pa stikalna funkcija, ki ponazarja delovanje stikalnih elementov.

Pri navadni PWM tako dobimo za izmenične napetosti kazalčni diagram, ki je prikazan na sliki 1.11 a).



Slika 1.11: Kazalčni diagram izmeničnih napetosti: a) PWM brez simetriranja, b) PWM s simetriranjem

Kot lahko vidimo iz 1.11 a), ostane del enosmerne napetosti neizkoriščen – preostala napetost je označena z  $u_n$ .

Simetriranje pri sinusni pulzno-širinski modulaciji izvedemo tako, da v vsakem trenutku prištejemo vsaki od treh faznih napetosti polovično vrednost tiste fazne napetosti, ki je v tem trenutku po absolutni vrednosti najmanjša. To storimo s spreminjanjem modulacijskega faktorja, ki ga v tem primeru podaja naslednja enačba:

$$m_{x0}(t) = m_x(t) + \frac{1}{2} m_x|_{\min}(t) \quad (1.11)$$

$$0 \leq m_{x0} \leq 1$$

S simetriranjem dobimo na izhodu napetostne kazalce, ki jih prikazuje slika 1.11 b).

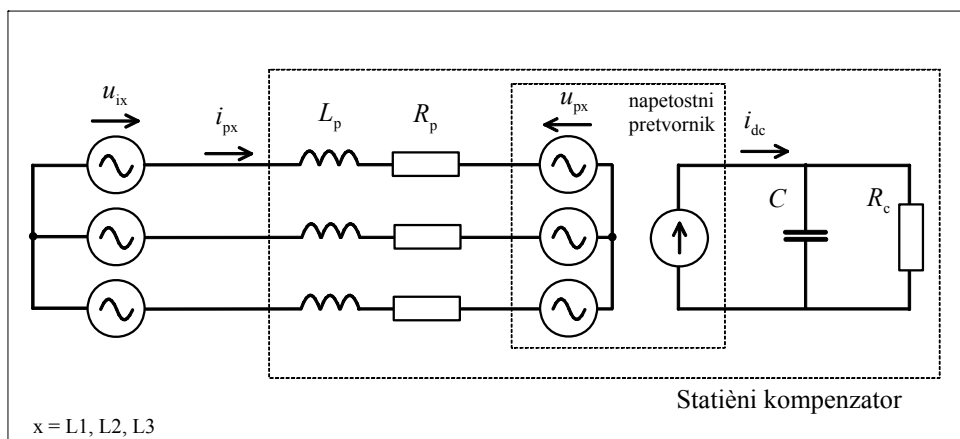
Pri navadni PWM znaša razmerje med enosmerno napetostjo in temensko vrednostjo generirane izmenične napetosti 0,5, pri PWM s simetriranjem pa se ta faktor poveča na 0,58.

## 2. MATEMATIČNI MODEL NAPRAVE

Matematični model statičnega kompenzatorja opisuje delovanje naprave kot celote in predstavlja osnovo za razvoj regulacijskih algoritmov za analizo delovanja naprave v stacionarnih in dinamičnih razmerah. V tem poglavju bo predstavljen klasičen matematični model paralelno priključenega statičnega kompenzatorja, in sicer v trifaznem izmeničnem sistemu in v pravokotnem koordinatnem sistemu [10-12]. Tak kompenzator generira na izhodnih priključkih niz treh simetričnih faznih napetosti spremenljive amplitude in faznega kota ter omogoča fleksibilno in hitro regulacijo jalove moči v omrežju. Prikazan bo tudi regulacijski sistem naprave, ki je izpeljan na osnovi matematičnega modela v rotirajočem pravokotnem koordinatnem sistemu. Na osnovi predstavljenega matematičnega modela in regulacijskega sistema bo simulirano delovanje statičnega kompenzatorja ob simetričnih razmerah v omrežju. Na koncu poglavja bo podana frekvenčna analiza statičnega kompenzatorja, kjer bodo izpeljane relacije med harmonskimi komponentami na enosmerni in izmenični strani naprave. Obravnavana bo problematika obratovanja ob prisotnosti nesimetrij, kar bo predstavljalo iztočnico za nadaljnjo obravnavo.

### 2.1. Matematični model v trifaznem sistemu

Statični kompenzator je modeliran kot sinhronski napetostni vir, ki je na omrežje priključen preko sklopne induktivnosti (slika 2.1). Zaporedno z induktivnostjo je priključena upornost, ki predstavlja ohmske izgube v bakru transformatorja. Enosmerni tokokrog sestoji iz tokovnega vira, ki je priključen na enosmerni kondenzator, in upornosti, ki predstavlja izgube enosmerne tokokroga. Enosmerni in izmenični tokokrog povezuje stikalna funkcija, ki ponazarja delovanje stikalnih elementov napetostnega pretvornika.



Slika 2.1: Nadomestna shema statičnega kompenzatorja.

Glede na samo nadomestno shemo statičnega kompenzatorja bomo tudi matematični model postopoma sestavili iz treh delov:

- iz matematičnega opisa izmeničnega vezja,
- iz matematičnega opisa enosmerne vezja,
- iz stikalne funkcije, ki opisuje povezavo med enosmernim in izmeničnim delom.

Pri izpeljavi matematičnega modela je uporabljen sledeči relativni (per unit) sistem veličin:



$$\begin{aligned}
 i'_{px} &= \frac{i_{px}}{i_B} & u'_{ix} &= \frac{u_{ix}}{u_B} & u'_{px} &= \frac{u_{px}}{u_B} \\
 z_B &= \frac{u_B}{i_B} & L'_p &= \frac{\omega_B L_p}{z_B} & R'_p &= \frac{R_p}{z_B} \\
 u'_{dc} &= \frac{u_{dc}}{u_B} & i'_{dc} &= \frac{i_{dc}}{i_B} & C' &= \frac{1}{\omega_B C z_B} & R'_c &= \frac{R_c}{z_B}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

$$x = L1, L2, L3$$

Pri tem sta  $i_B$  in  $u_B$  bazni vrednosti toka in napetosti,  $\omega_B$  pa je sinhronska kotna hitrost osnovne komponente omrežne napetosti.

Za začetek predpostavimo, da je napetost na enosmernem kondenzatorju konstantna. Na osnovi nadomestne sheme statičnega kompenzatorja, prikazane na sliki 2.1, zapišemo diferencialno enačbo za tok v fazi L1 ( $i'_{L1}$ ), brez upoštevanja enosmernega tokokroga:

$$\frac{L'_p}{\omega_B} \frac{di'_{pL1}}{dt} + R'_p i'_{pL1} = u'_{iL1} - u'_{pL1} \tag{2.2}$$

Diferencialni enačbi za fazi L2 in L3 imata enako obliko kot enačba (2.2). Enačbo za vse tri fazne tokove zapišemo v matrični obliki:

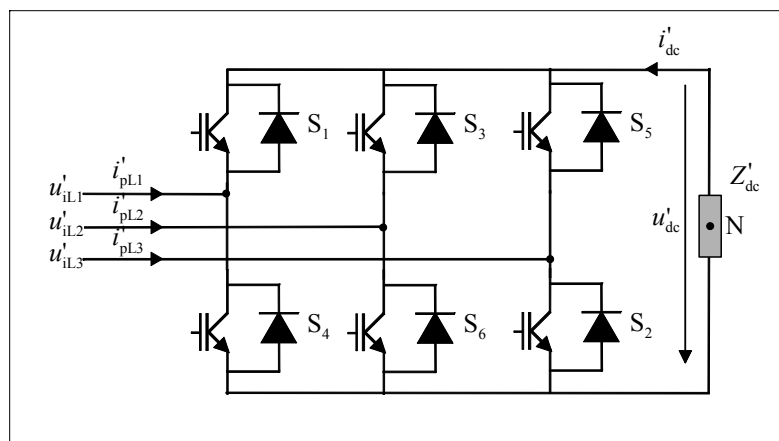
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{pL1} \\ i'_{pL2} \\ i'_{pL3} \end{bmatrix} = \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} \cdot \begin{bmatrix} i'_{pL1} \\ i'_{pL2} \\ i'_{pL3} \end{bmatrix} + \frac{\omega_B}{L'_p} \begin{bmatrix} (u'_{iL1} - u'_{pL1}) \\ (u'_{iL2} - u'_{pL2}) \\ (u'_{iL3} - u'_{pL3}) \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Predpostavka o konstantni enosmerni napetosti bi veljala zgolj v primeru, da bi imeli na enosmerni strani priključen neskončno močan vir energije. Takemu pogoju lahko npr. zadostijo akumulatorske baterije, ki zagotavljajo konstantno enosmerno napetost dovolj dolgo, da vključitev enosmernega tokokroga v model ni potrebna. Pri statičnem kompenzatorju pa je na enosmerni strani navadno priključen relativno majhen kondenzator, zato je upoštevanje enosmernega tokokroga nujno. Za napetost na kondenzatorju v enosmernem tokokrogu, ki je prikazan na sliki 2.1, lahko zapišemo naslednjo enačbo:

$$\frac{1}{\omega_B C'} \frac{du'_{dc}}{dt} + \frac{u'_{dc}}{R'_c} = i'_{dc} \tag{2.4}$$

Za popoln opis statičnega kompenzatorja moramo opisati še povezavo med izmeničnim in enosmernim delom pretvornika. Relacijo med obema deloma predstavlja stikalna funkcija, ki ponazarja preklope stikalnih elementov pretvornika [13-15].

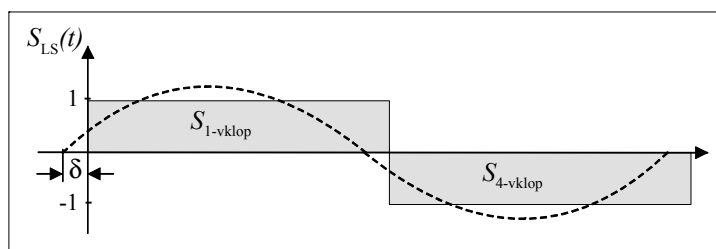
Kot osnova za izpeljavo stikalne funkcije je privzet statični kompenzator, ki je zasnovan na osnovi 6-pulznega napetostnega pretvornika. Napetostni pretvornik sestavlja 6 stikalnih elementov, kjer je vsak sestavljen iz polprevodniškega močnostnega stikala in antiparalelno priključene diode (slika 2.2). Na enosmerni strani pretvornika je priključen kondenzator z impedanco  $Z_d$ .



Slika 2.2: Shema napetostnega pretvornika.

Pri izpeljavi je predpostavljeno, da so stikalni elementi proženi z omrežno frekvenco, kar pomeni, da vsak stikalni element prevaja polovico periode. Tako npr. v fazi L1 polovico periode prevaja stikalni element  $S_1$ , polovico pa stikalni element  $S_4$ . Ob prevajanju stikalnega elementa  $S_1$  (bodisi močnostnega stikala ali diode) trenutni tok v fazi L1 ( $i'_{pL1}$ ) prispeva k trenutnemu enosmernemu toku  $i'_{dc}$ . Ob prevajanju  $S_4$  trenutni tok faze L1 ravno tako prispeva k trenutnemu toku, vendar ima ta tok glede na tok skozi stikalni element  $S_1$  nasprotno polariteto. Podobno lahko razmišljamo tudi za napetost, ki jo napetostni pretvornik generira iz enosmerne napetosti  $u'_{dc}$ . Ob prevajanju stikalnega elementa  $S_1$  je izmenični pol priključen na pozitivni pol enosmerne napetosti, ob prevajanju  $S_4$  pa na negativni pol kondenzatorja. Pri tem izmenično napetost merimo proti navideznemu ničlišču N na enosmerni strani pretvornika.

Stikalna funkcija bo torej diskretni signal, kjer vrednost 1 pomeni, da je izmenični pol priključen na pozitivni pol kondenzatorja, vrednost -1 pa pomeni priključen na negativni pol enosmerne napetosti. Na sliki 2.3 je prikazana splošna stikalna funkcija  $S_{LS}(t)$ , ki je za fazni kot  $\delta$  premaknjena glede na omrežno napetost.


 Slika 2.3: Graf splošne stikalne funkcije  $S_{LS}$ .

Na osnovi razmišljanja v prejšnjih odstavkih lahko generirano izmenično napetost pretvornika v poljubni fazi zapišemo z naslednjim produktom:

$$u'_{pL} = k_p S_{LS}(t) \frac{u'_{dc}}{2} = k_p S_L(t) u'_{dc} \quad (2.5)$$

Faktor  $\frac{1}{2}$  v enačbi (2.5) izvira iz dejstva, da izmenično napetost merimo proti navideznemu ničlišču N na enosmerni strani pretvornika. Enosmerne napetosti proti ničlišču tako znaša  $+u'_{dc}/2$  oz.  $-u'_{dc}/2$ . V enačbi (2.5) je  $k_p$  faktor, ki povezuje enosmerni in izmenični del pretvornika glede na vrsto pretvornika.

Stikalno funkcijo v vsaki fazi posebej ponazorimo z diskretnimi signali  $S_{L1}(t)$ ,  $S_{L2}(t)$  in  $S_{L3}(t)$ , ki so med sabo zamaknjeni za  $120^\circ$ . Enačbo za vse tri fazne napetosti zapišemo v matrični obliki:

$$\begin{bmatrix} u'_{pL1} \\ u'_{pL2} \\ u'_{pL3} \end{bmatrix} = k_p \begin{bmatrix} S_{L1} \\ S_{L2} \\ S_{L3} \end{bmatrix} u'_{dc} \quad (2.6)$$

Enačba (2.6) nam tudi pove, da so generirane izmenične napetosti proporcionalne napetosti na enosmerni strani pretvornika. To pomeni, da se vsako nihanje napetosti na enosmerni strani odrazi kot popačitev izmenične napetosti.

Enosmerni in izmenični del pretvornika povezuje še bilančna enačba za moč. V vsakem trenutku mora namreč veljati, da je moč na enosmerni strani pretvornika enaka moči na izmenični strani pretvornika. Povedano zapišemo z enačbo:

$$u'_{dc} i'_{dc} = u'_{pL1} i'_{pL1} + u'_{pL2} i'_{pL2} + u'_{pL3} i'_{pL3} \quad (2.7)$$

Če v enačbo (2.7) vnesemo povezave, podane v (2.6), dobimo:

$$u'_{dc} i'_{dc} = k_p S_{L1} i'_{pL1} u'_{dc} + k_p S_{L2} i'_{pL2} u'_{dc} + k_p S_{L3} i'_{pL3} u'_{dc} \quad (2.8)$$

In naposled iz (2.8) sledi rezultat, ki podaja zvezo med izmeničnimi tokovi in tokom na enosmerni strani pretvornika:

$$i'_{dc} = k_p S_{L1} i'_{pL1} + k_p S_{L2} i'_{pL2} + k_p S_{L3} i'_{pL3} \quad (2.9)$$

Za popoln opis dobljenih relacij manjka še zapis stikalne funkcije  $S_L$ , ki jo lahko razvijemo v Fourierovo vrsto:

$$S_L(t) = \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{(n+3)/2} \frac{\cos n(\omega_0 t - \delta)}{n} \quad (2.10)$$

Zaradi lažje matematične formulacije problema bomo v nadaljevanju predpostavili, da napetostni pretvornik v izmenični napetosti ne generira harmonikov, ki sicer nastanejo kot posledica preklopov polprevodniških stikalnih elementov. Pri stikalni funkciji, zapisani z enačbo (2.10), bomo zato upoštevali le osnovno harmonsko komponento. Ta poenostavitev se pri pretvorniku v večpulzni vezavi ali pri dovolj visoki frekvenci proženja pri pulzno-širinski modulaciji precej približa dejanskemu stanju. Ob upoštevanju enačbe (2.6) zapišemo stikalno funkcijo za vsako fazo posebej takole:

$$\begin{bmatrix} S_{L1}(t) \\ S_{L2}(t) \\ S_{L3}(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \delta) \\ \cos(\omega_0 t + \delta - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} = m_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \delta) \\ \cos(\omega_0 t + \delta - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Koeficient  $2/\pi$  smo splošneje zapisali s spremenljivko  $m_p$ , ki predstavlja faktor izkrmljenja pretvornika in lahko zavzame poljubno vrednost med nič in ena.

Na osnovi enačbe (2.3), ki opisuje izmenični del statičnega kompenzatorja, enačbe (2.4), ki opisuje enosmerni tokokrog, in enačb (2.6) in (2.9), ki tvorita povezavo med obema, lahko zapišemo celotno

enačbo matematičnega modela statičnega kompenzatorja z upoštevanjem enosmernega tokokroga [10]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{i}'_{pL1} \\ \dot{i}'_{pL2} \\ \dot{i}'_{pL3} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{L1} \\ 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{L2} \\ 0 & 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{L3} \\ k_p \omega_B C' S_{L1} & k_p \omega_B C' S_{L3} & k_p \omega_B C' S_{L3} & \frac{\omega_B C'}{R'_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}'_{pL1} \\ \dot{i}'_{pL2} \\ \dot{i}'_{pL3} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} + \frac{\omega_B}{L'_p} \begin{bmatrix} u'_{iL1} \\ u'_{iL2} \\ u'_{iL3} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Matematični model statičnega kompenzatorja bo v nadaljevanju zapisan še v stacionarnem in rotirajočem pravokotnem koordinatnem sistemu.

## 2.2. Matematični model v pravokotnem koordinatnem sistemu

Vse izpeljave, predstavljene v nadaljevanju, bodo temeljile na pretvorbi trifaznega izmeničnega sistema v pravokotni koordinatni sistem, ki lahko glede na trifazni izmenični sistem miruje ali pa se giblje s sinhronsko hitrostjo. V začetku si zato najprej oglejmo pretvorbo trifaznih veličin v pravokotni koordinatni sistem.

### 2.2.1. Vektorska ponazoritev trenutnih trifaznih veličin

Trifazni sistem veličin lahko opišemo s tremi vektorji v kompleksni ravnini, ki se glede na koordinatni sistem vrtijo s sinhronsko hitrostjo. Pretvorba veličin trifaznega sistema v pravokotni koordinatni sistem temelji na predpostavki, da lahko niz trenutnih trifaznih veličin, katerih vsota je enaka nič, enoumno predstavimo z vektorjem v kompleksni ravnini. Pri tem lahko ta vektor zapišemo v koordinatnem sistemu, ki glede na osnovni koordinatni sistem miruje. V takem primeru govorimo o pretvorbi v stacionarni ( $\alpha$ - $\beta$ ) pravokotni koordinatni sistem, kjer vektor zapišemo z njegovo  $\alpha$  in  $\beta$  koordinato. Vektor lahko zapišemo tudi v koordinatnem sistemu, ki se glede na osnovnega vrtili s sinhronsko hitrostjo in v takem primeru govorimo o pretvorbi v rotirajoči (d-q) pravokotni koordinatni sistem, kjer vektor opisujeta njegova d in q koordinata.

Veličine v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu izračunamo iz trifaznih veličin preko transformacijske matrike  $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ :

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Komponente vektorja v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu dobimo s sledečim izrazom:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} \quad \text{in} \quad \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L3} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Na podoben način izračunamo veličine v d-q koordinatnem sistemu iz trifaznih veličin preko transformacijske matrike  $\mathbf{T}_{dq}$ :

$$\mathbf{T}_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Komponente vektorja v d-q koordinatnem sistemu dobimo z:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{dq0} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} \quad \text{in} \quad \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_{dq0} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L3} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Transformacija veličin v  $\alpha$ - $\beta$  oz. d-q koordinatni sistem mora ohraniti vse informacije, vsebovane v zapisu v trifaznem sistemu, zato obe transformaciji poleg komponent samega vektorja ( $i_\alpha, i_\beta$  in  $u_\alpha, u_\beta$  za  $\alpha$ - $\beta$  koordinatni sistem,  $i_d, i_q$  in  $u_d, u_q$  za d-q koordinatni sistem) vsebujeta še komponento ničelnega sistema ( $i_{\alpha\beta 0}, u_{\alpha\beta 0}$  in  $i_{dq0}, u_{dq0}$ ). Ker pa bomo v nadaljevanju obravnavali statični kompenzator, ki je priključen na omrežje s tremi vodniki, bo vsota tokov vedno enaka nič, zato bo tudi ničelna komponenta toka enaka nič. V napetostnem sistemu je ničelni sistem sicer možen, vendar zaradi nične ničelne komponente toka k trenutni moči ne prispeva. Pri analizi delovanja pretvornika zato ne bomo upoštevali ničelne komponente trifaznih veličin.

Pri pretvorbi veličin v d-q koordinatni sistem velja opozoriti še na dejstvo, da je transformacijska matrika  $\mathbf{T}_{dq}$  časovno odvisna in kot spremenljivko vsebuje sinhronsko kotno hitrost  $\omega$ , s katero se vrti d-q koordinatni sistem. Transformacija v d-q koordinatni sistem dobi pravo uporabno vrednost šele, ko je kotna hitrost d-q koordinatnega sistema enaka kotni hitrosti trifaznega sistema. V takem primeru se izmenične napetosti in tokovi sinhronske frekvence iz trifaznega izmeničnega sistema pretvorijo v konstantne veličine rotirajočega d-q koordinatnega sistema (velja za stacionarne razmere). Ta lastnost je zelo prikladna za razvoj regulacijskega sistema naprave.

### 2.2.2. Trenutna delovna in jalova moč

Trenutno delovno moč v sistemu trifaznih veličin izračunamo z naslednjim izrazom:

$$p(t) = u_{L1}(t)i_{L1}(t) + u_{L2}(t)i_{L2}(t) + u_{L3}(t)i_{L3}(t) \quad (2.17)$$

Trenutno jalovo moč pa lahko opišemo kot tisti del moči, ki sicer obstaja v vsaki fazi posebej, vsota v vseh treh fazah pa je enaka nič in ne prispeva k  $p(t)$ .

Z uporabo transformacije (2.14) lahko trenutno delovno in jalovo moč zapišemo v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu:

$$p = \frac{3}{2}(u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta) \quad (2.18)$$

$$q = \frac{3}{2}(u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha) \quad (2.19)$$

Na podoben način zapišemo trenutno delovno in jalovo moč v d-q koordinatnem sistemu z uporabo transformacije (2.16):

$$p = \frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q) \quad (2.20)$$

$$q = \frac{3}{2}(u_d i_q - u_q i_d) \quad (2.21)$$

V kolikor z ustrežno sinhronizacijo postavimo d-os rotirajočega koordinatnega sistema v fazo z napetostnim vektorjem, se izraza za trenutno moč v d-q koordinatnem sistemu poenostavita:

$$u_q = 0 \Rightarrow \begin{cases} p = \frac{3}{2} u_d i_d \\ q = \frac{3}{2} u_d i_q \end{cases} \quad (2.22)$$

Iz izraza (2.22) sledi, da je q-komponenta toka proporcionalna jalovi moči, d-komponenta toka pa delovni moči. Ta relacija bo tudi uporabljena v regulacijskem algoritmu pri regulaciji delovne in jalove moči, ki jo statični pretvornik izmenjuje z omrežjem.

Na osnovi pridobljenih relacij bo v naslednjih poglavjih predstavljen model statičnega kompenzatorja v  $\alpha$ - $\beta$  in d-q koordinatnem sistemu.

### 2.2.3. Matematični model v $\alpha$ - $\beta$ koordinatnem sistemu

Z uporabo transformacije (2.14) najprej pretvorimo v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatni sistem stikalno funkcijo, ki jo za trifazni sistem podaja izraz (2.11). Stikalno funkcijo v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu zapišemo takole:

$$\begin{aligned} S_\alpha &= m_p \cos(\omega_0 t + \delta) \\ S_\beta &= m_p \sin(\omega_0 t + \delta) \end{aligned} \quad (2.23)$$

kjer so:

$m_p$  faktor izkrmiljenja,

$\omega_0$  sinhronska kotna hitrost,

$\delta$  fazni zamik stikalne funkcije glede na omrežno napetost.

Povezavo med enosmerno in izmenično napetostjo pretvornika podaja naslednja enačba:

$$\begin{bmatrix} u'_{p\alpha} \\ u'_{p\beta} \end{bmatrix} = k_p \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} u'_{dc} \quad (2.24)$$

Upoštevajmo še dejstvo, da morata biti moč na enosmernih in izmeničnih sponkah enaki in zapišimo:

$$u'_{dc} i'_{dc} = \frac{3}{2} (u'_{p\alpha} i'_{p\alpha} + u'_{p\beta} i'_{p\beta}) \quad (2.25)$$

Ob upoštevanju enačbe (2.24) lahko iz (2.25) izpeljemo enačbo za enosmerni tok:

$$i'_{dc} = \frac{3}{2} (k_p S_\alpha i'_{p\alpha} + k_p S_\beta i'_{p\beta}) \quad (2.26)$$

Z uporabo izpeljanih enačb in transformacije (2.14) ima matematični model statičnega kompenzatorja v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu sledečo obliko [10]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{p\alpha} \\ i'_{p\beta} \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R'_p \omega_B}{L_p} & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p} S_\alpha \\ 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L_p} & \frac{-k_p \omega_B}{L_p} S_\beta \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_\alpha & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_\beta & \frac{-C' \omega_B}{R'_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{p\alpha} \\ i'_{p\beta} \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L_p} u'_{i\alpha} \\ \frac{\omega_B}{L_p} u'_{i\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

#### 2.2.4. Matematični model v d-q koordinatnem sistemu

Stikalno funkcijo v d-q koordinatnem sistemu dobimo z uporabo transformacije (2.16) in jo zapišemo z enačbo (2.28). Po zgledu iz prejšnjega poglavja zapišemo še enačbo za bilanco moči (2.29).

$$S_d = m_p \cos \delta \quad (2.28)$$

$$S_q = m_p \sin \delta$$

$$u'_{dc} i'_{dc} = \frac{3}{2} (u'_{pd} i'_{pd} + u'_{pq} i'_{pq}) \quad (2.29)$$

Iz (2.29) izpeljemo izraz, ki povezuje tok na izmenični strani pretvornika s tokom na enosmerni strani:

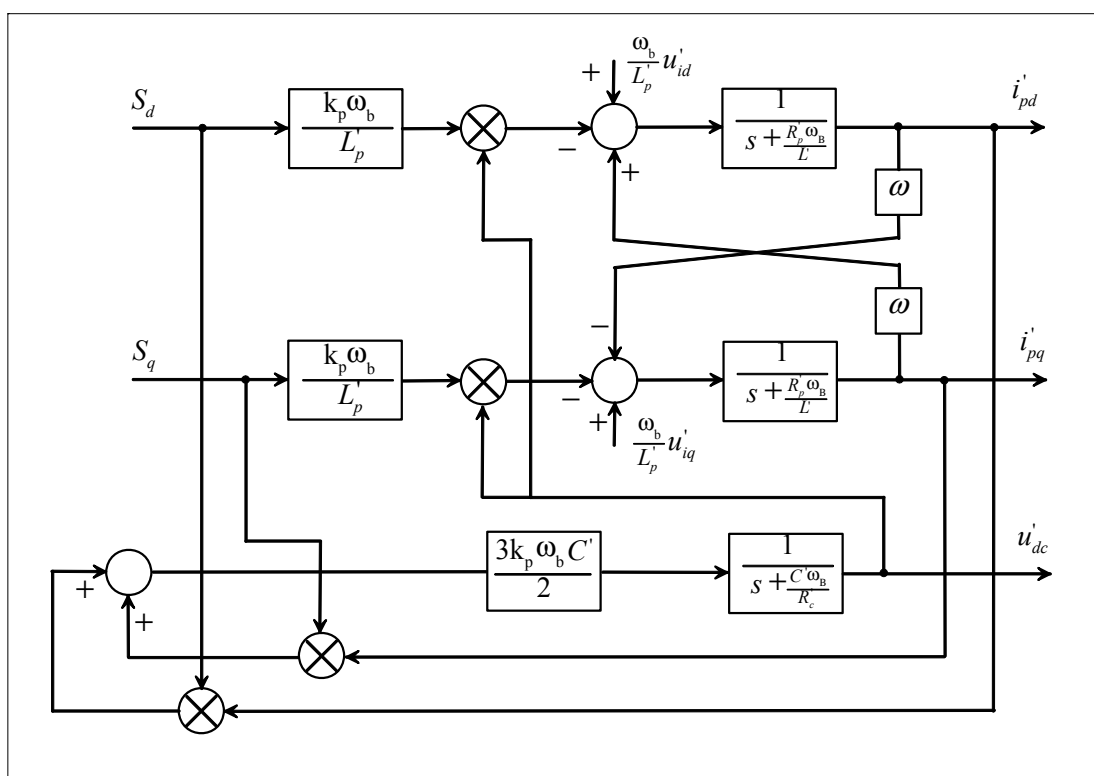
$$i'_{dc} = \frac{3}{2} (k_p S_d i'_{pd} + k_p S_q i'_{pq}) \quad (2.30)$$

Z uporabo izpeljanih enačb in transformacije (2.16) zapišemo matematični model statičnega kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu [10]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{pd} \\ i'_{pq} \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R'_p \omega_B}{L_p} & \omega & \frac{-k_p \omega_B}{L_p} S_d \\ -\omega & \frac{-R'_p \omega_B}{L_p} & \frac{-k_p \omega_B}{L_p} S_q \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_d & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_q & \frac{-C' \omega_B}{R'_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd} \\ i'_{pq} \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L_p} u'_{id} \\ \frac{\omega_B}{L_p} u'_{iq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Za razliko od matematičnega modela, zapisanega v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu, vidimo, da sta pri zapisu v d-q koordinatnem sistemu tok v d-osi in tok v q-osi med sabo povezana preko kotne hitrosti  $\omega$ . Sklopljenost obeh tokov moramo upoštevati pri načrtovanju regulacijskega algoritma, saj lahko le s kompenzacijo sklopljenosti obeh tokov pridemo do dovolj učinkovite regulacije. Druga pomembna razlika med obema modeloma izhaja iz same narave transformacij, preko katerih sta modela izpeljana. Transformacija v d-q koordinatni sistem je namreč frekvenčna transformacija, zato matematični model, zapisan z enačbo (2.31), velja le za osnovno komponento tokov in napetosti. Če bi želeli v model vključiti še harmonske komponente, bi morali za vsako harmonsko komponento posebej dodati svoj niz enačb in jih vkomponirati v sistem enačb 2.31. Na drugi strani pa je model v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu veljaven za vse frekvence, zato lahko rečemo, da predstavlja boljši približek dejanskega sistema.

Matematični model naprave v d-q koordinatnem sistemu je shematsko prikazan na sliki 2.4. Iz matematičnega modela in stikalne funkcije lahko razberemo, da ima statični kompenzator dva spremenljiva parametra. To sta  $m_p$  in  $\delta$ . Z enim parametrom tako reguliramo jalovo komponento toka, ki jo pretvornik izmenjuje z omrežjem, z drugim pa vzdržujemo konstantno enosmerno napetost na kondenzatorju. Možno je tudi obratovanje s spremenljivo enosmerno napetostjo na kondenzatorju, ko je faktor izkrmiljenja  $m_p$  postavljen na vrednost ena. V takem primeru s spreminjanjem faznega zamika  $\delta$  reguliramo izmenjavo delovne moči med kompenzatorjem in omrežjem in s tem tudi napetost na kondenzatorju.



Slika 2.4: Matematični model statičnega kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu z upoštevanjem enosmerne tokokroga.

Na osnovi matematičnega modela statičnega kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu bo v naslednjem poglavju izpeljan regulacijski sistem.

### 2.3. Regulacijski sistem

Matematični model statičnega kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu predstavlja osnovo za razvoj regulacijskega algoritma [10, 16, 17]. Za stacionarne razmere velja, da postanejo sistemski tokovi in napetosti sinhronske frekvence po transformaciji v d-q koordinatni sistem enosmerne veličine in jih lahko direktno uporabimo v regulacijski zanki. Kot smo že omenili, predstavlja matematični model v d-q koordinatnem sistemu slabši približek dejanskega sistema kot model v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatah, ker ne zajema harmonskega popačenja. Ta lastnost pravzaprav predstavlja prednost, saj nas pri regulaciji veličin kompenzatorja zanimajo le komponente sinhronske frekvence.

V splošnem sta pri obratovanju statičnega kompenzatorja možna dva načina vodenja naprave in sicer glede na način spreminjanja napetosti na izmeničnih sponkah kompenzatorja. Izmenično napetost lahko spreminjamo:

- s spreminjanjem enosmerne napetosti na kondenzatorju (preko izmenjevanja majhnih količin delovne moči med kompenzatorjem in omrežjem),
- z ustrezno topologijo pretvornika in ustreznim proženjem, ob konstantni enosmerni napetosti na kondenzatorju.

Na osnovi modela v d-q koordinatnem sistemu bo v nadaljevanju predstavljen regulacijski sistem za obratovanje statičnega kompenzatorja s konstantno enosmerno napetostjo.



Enačbo (2.31), ki predstavlja matematični model naprave, preuredimo tako, da iz enačbe odstranimo vse člene, ki vsebujejo nastavljive parametre (t.j.  $S_d$  ali  $S_q$ ) in člena  $\omega$  ter  $-\omega$ , ki povezujeta tok v d osi s tokom v q osi.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{pd} \\ i'_{pq} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-C' \omega_B}{R'_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd} \\ i'_{pq} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v'_{pd} \\ v'_{pq} \\ v'_{dc} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Na novo uvedene spremenljivke  $v'_{pd}$ ,  $v'_{pq}$  in  $v'_{dc}$  tvorijo izhod iz splošnega regulacijskega sistema, določa pa jih naslednja enačba:

$$\begin{bmatrix} v'_{pd} \\ v'_{pq} \\ v'_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_d \\ -\omega & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_q \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_d & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd} \\ i'_{pq} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq} \\ 0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{matrix} S_d \\ S_q \\ i'_{pd} = i^*_{pd} \end{matrix} \Rightarrow \begin{matrix} m_p \\ \delta \\ i^*_{pd} \end{matrix} \quad (2.33)$$

Statični kompenzator, zapisan z matematičnim modelom, ki je prikazan na sliki 2.4, ima dva nastavljiva parametra ( $m_p$  in  $\delta$ ) in tri izhodne spremenljivke ( $i'_{pd}$ ,  $i'_{pq}$  in  $u'_{dc}$ ). Preko izraza (2.33) lahko iz znanih vrednosti  $v'_{pd}$ ,  $v'_{pq}$  in  $v'_{dc}$  izračunamo oba nastavljiva parametra statičnega kompenzatorja, s katerima lahko reguliramo dve izhodni spremenljivki naprave. Neodvisno lahko tako nastavljamo jalovo komponento toka  $i'_{pq}$ , z drugim prostim parametrom pa preko delovne komponente toka vzdržimo konstantno enosmerno napetost na kondenzatorju. S pomočjo prvih dveh izhodnih veličin iz splošnega regulacijskega sistema  $v'_{pd}$  in  $v'_{pq}$  določimo oba nastavljiva parametra  $m_p$  in  $\delta$ , s tretjo veličino  $v'_{dc}$  pa želimo vrednost delovne komponente toka  $i^*_{pd}$ .

Glede na (2.32) vidimo, da se z vpeljavo novih spremenljivk nadomestna shema statičnega kompenzatorja poenostavi na člene prvega reda, kar močno izboljša karakteristiko delovanja regulatorjev. Medsebojna razklopljenost posameznih veličin, ki jo doprinese opisani pristop, pomeni, da lahko spremenimo vrednost določene izhodne spremenljivke, ne da bi pri tem vplivali na drugo.

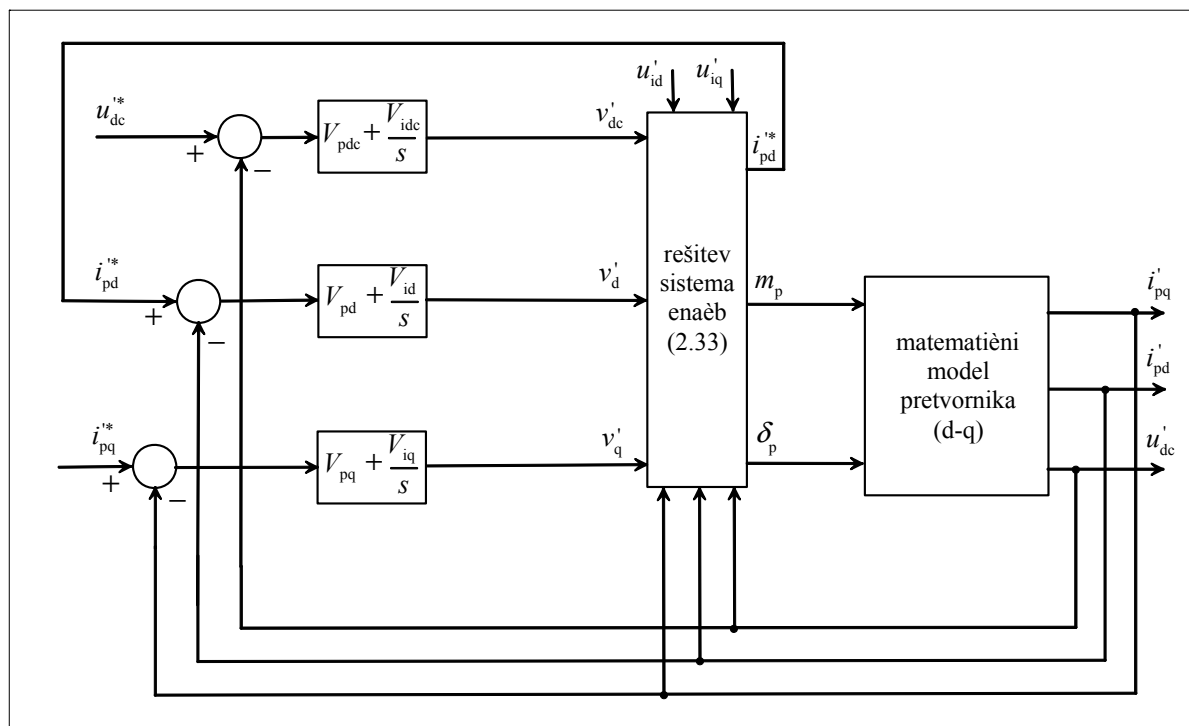
Enačbe (2.34), (2.35) in (2.36) opisujejo spremenljivke  $v'_{pd}$ ,  $v'_{pq}$  in  $v'_{dc}$ , ki tvorijo izhod iz PI-regulatorjev. Spremenljivke  $i^*_{pd}$ ,  $i^*_{pq}$  in  $u^*_{dc}$  so želene vrednosti delovnega toka, jalovega toka in enosmerne napetosti.  $V_{px}$  in  $V_{ix}$  pa sta ojačanje proporcionalnega in integralnega dela posameznih regulatorjev. Regulacijske zanke so zaključene z izhodnimi spremenljivkami naprave  $i'_{pd}$ ,  $i'_{pq}$  in  $u'_{dc}$ .

$$v'_d = \left( V_{pd} + \frac{V_{id}}{S} \right) (i^*_{pd} - i'_{pd}) \quad (2.34)$$

$$v'_q = \left( V_{pq} + \frac{V_{iq}}{S} \right) (i^*_{pq} - i'_{pq}) \quad (2.35)$$

$$v'_{dc} = \left( V_{pdc} + \frac{V_{idc}}{S} \right) (u^*_{dc} - u'_{dc}) \quad (2.36)$$

Regulacijski sistem je shematsko prikazan na sliki 2.5.



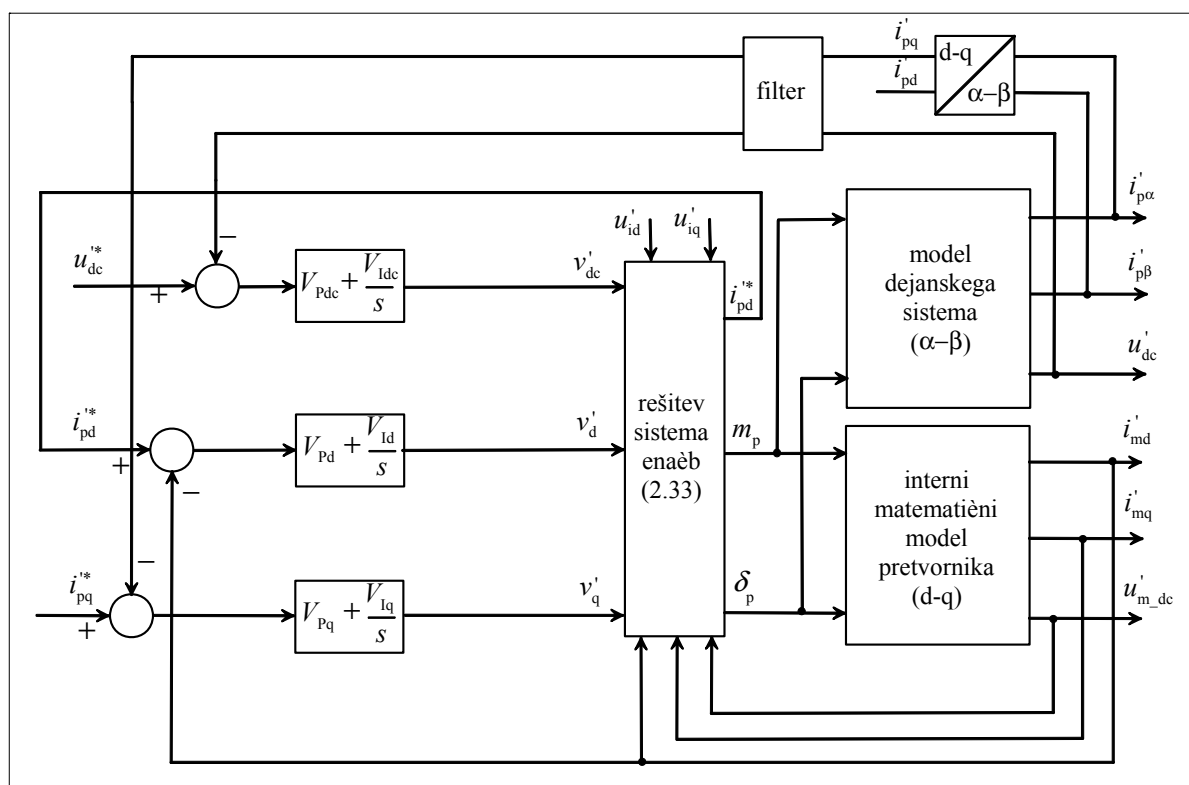
Slika 2.5: Regulacijski sistem statičnega kompenzatorja.

### 2.3.1. Regulacijski sistem z upoštevanjem merilne proge

Kot je razvidno iz izpeljave regulacijskega algoritma, moramo za rešitev sistema enačb (2.33), in s tem tudi za razklopitev posameznih izhodnih veličin, poznati trenutne vrednosti tokov in napetosti statičnega kompenzatorja. V dejanskem sistemu trenutne vrednosti niso na voljo, ker moramo izmerjene veličine najprej filtrirati, kar doprinese k izmerjenim vrednostim določen časovni zamik. Časovna zakasnitev filtra v merilni progi doprinese slabšo kompenzacijo sklopljenosti veličin, kar zmanjša učinkovitost regulacijskega sistema.

Problem zakasnitev v merilni progi lahko rešimo tako, da regulacijskemu sistemu dodamo notranji matematični model napetostnega pretvornika, ki predstavlja aproksimacijo dejanskega sistema [10]. Notranji matematični model vključuje le osnovne komponente tokov in napetosti, ki niso harmonsko popačene in jih zato tudi ni potrebno filtrirati. Sistemske tokove in enosmerno napetost na izhodu modela zato uporabimo za rešitev sistema enačb (2.33). Prednost uporabe predlaganega pristopa se pokaže predvsem v dinamičnih razmerah, ko izhodne vrednosti modela dobro sledijo osnovnim komponentam trenutnih vrednosti dejanskega sistema. To omogoča boljše razklopitev veličin in s tem tudi boljše delovanje regulacijskega algoritma. Za sklenitev regulacijske zanke  $q$  komponente toka in enosmerne napetosti so uporabljene filtrirane vrednosti dejanskega sistema, za sklenitev zanke  $d$  komponente toka pa je uporabljena vrednost matematičnega modela. S tem, ko uporabimo  $d$  komponente toka matematičnega modela za sklenitev regulacijske zanke, dosežemo večjo stabilnost delovanja. Shematski prikaz predlagane rešitve je prikazan na sliki 2.6.

V naslednjem poglavju so predstavljeni rezultati simulacije delovanja matematičnega modela pretvornika z opisanim regulacijskim sistemom.



Slika 2.6: Regulacijski sistem z notranjim matematičnim modelom kompenzatorja

## 2.4. Simulacija delovanja

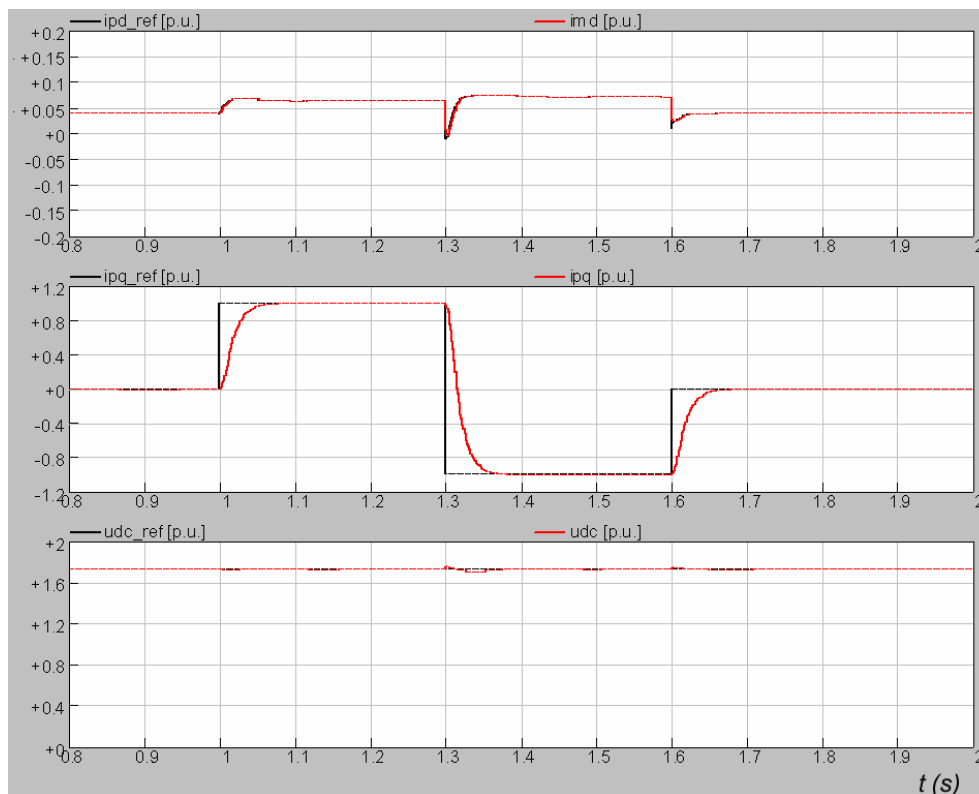
Matematični model statičnega kompenzatorja skupaj, z regulacijskim sistemom, kot je shematsko prikazano na sliki 2.6, je bil simuliran v programu za digitalno simulacijo PSCAD/EMTDC. Sama simulacija matematičnega modela seveda pomeni numerično reševanje sistema diferencialnih enačb. Kot model statičnega kompenzatorja je bil uporabljen sistem diferencialnih enačb (2.27), ki opisuje statični kompenzator v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu. V regulacijski sistem je bilo vključeno tudi filtriranje izhodnih veličin dejanskega sistema, ki je bilo izvedeno z blokom Fourierove transformacije s frekvenco 100Hz. Notranji matematični model pretvornika za predikcijo sistemskih tokov in enosmerne napetosti je bil izveden v d-q koordinatnem sistemu. V modelu statičnega kompenzatorja so bile uporabljene naslednje vrednosti parametrov (v p.u. sistemu) in konstant regulatprjev:

$$\begin{array}{llll}
 \omega_B = 2\pi 50 & k_p = 1/\sqrt{3} & V_{pd} = 750 & V_{id} = 7500\pi \\
 L'_p = 0,3 & R'_p = 0,03 & V_{pq} = 50 & V_{iq} = 500\pi \\
 C' = 1,0 & R'_c = 50 & V_{pdc} = 25 & V_{idc} = 500\pi
 \end{array} \quad (2.37)$$

V simulaciji smo spreminjali želeno vrednost jalovega toka, to je toka v q osi pravokotnega koordinatnega sistema. Rezultati simulacije so prikazani na sliki 2.7. Vse veličine so podane v p.u. sistemu enot.

Prvi graf prikazuje potek referenčne d komponente toka in d komponente toka modela ( $i_{pd\_ref}$  in  $i_{md}$ ). Na drugem grafu sta prikazani referenčna in dejanska q komponenta toka ( $i_{pq\_ref}$  in  $i_{pq}$ ). Na tretjem grafu pa je prikazana napetost na enosmernem kondenzatorju  $u_{dc}$  in referenčna vrednost enosmerne napetosti  $u_{dc\_ref}$ , ki je bila nastavljena na vrednost 1,732 p.u..

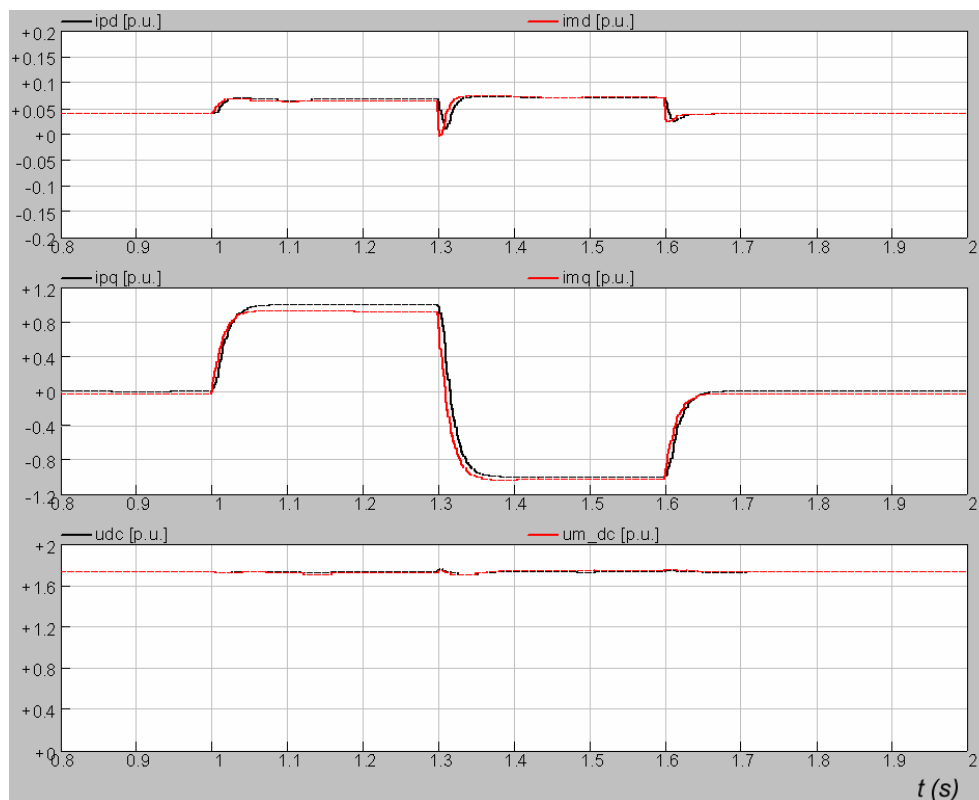
V začetku simulacije je želena vrednost toka  $i_{pq\_ref}$  nič, v času  $t=1$  s sledi skočna sprememba želene vrednosti na 1, v času  $t=1,3$  s sledi obrat smeri pretoka jalove moči – želena vrednost jalove komponente toka se spremeni iz 1 na  $-1$ . V času  $t=1.6$  s postavimo želeno vrednost zopet na nič.



Slika 2.7: Rezultati simulacije matematičnega modela statičnega kompenzatorja - dejanske in referenčne vrednosti.

Iz rezultatov simulacije lahko razberemo, da tokovi dobro sledijo referenčnim vrednostim, sama hitrost odziva pa je v največji meri odvisna od zakasnitve filtra za glajenje merjenih veličin. Tudi odstopanja enosmerne napetosti od referenčne vrednosti so majhna.

Na sliki 2.8 so poleg vrednosti dejanskega sistema prikazane še vrednosti notranjega matematičnega modela, ki so uporabljene v regulacijskem sistemu. Vidimo lahko, da se veličine modela v stacionarnih razmerah dobro ujemajo z veličinami dejanskega sistema, do odstopanj pa pride zaradi tega, ker sta regulacijski zanki za jalovo komponento toka in enosmenro napetost zaključeni z veličinami dejanskega sistema. V dinamičnih razmerah pa je odziv veličin matematičnega modela hitrejši, kar precej izboljša razklopitev med posameznimi veličinami in s tem tudi delovanje regulacijskega algoritma.



Slika 2.8: Rezultati simulacije matematičnega modela statičnega kompenzatorja – dejanske vrednosti in vrednosti vzporednega matematičnega modela.

Do sedaj obravnavana tematika opisuje delovanje statičnega kompenzatorja v sistemu, ki ga sestavljajo veličine osnovne frekvence. Obnašanje kompenzatorja v sistemu, kjer so prisotni tudi harmoniki ali nesimetrije, bo obravnavano v naslednjem poglavju.

## 2.5. Frekvenčna analiza naprave v stacionarnih razmerah

Pri modeliranju statičnega kompenzatorja z idealnim modelom je lahko kapacitivnost enosmernega kondenzatorja zelo majhna, saj v stacionarnem stanju, ko naprava izmenjuje z omrežjem le jalovo energijo, sama velikost kondenzatorja ne igra bistvene vloge. Prav majhna kapacitivnost pomeni eno izmed bistvenih razlik med statičnim kompenzatorjem in drugimi napravami za regulacijo jalove energije, kot je npr. statični var kompenzator, ki v ta namen uporablja tiristorsko vodene reaktivne elemente bistveno večjih dimenzij. Kljub temu pa je v praksi za obratovanje statičnega kompenzatorja lahko potrebna večja kapacitivnost na enosmerni strani, predvsem v primeru, ko so na omrežni strani prisotni harmoniki ali nesimetrije in ko tudi pretvornik izmenjuje z omrežjem harmonske ali nesimetrične tokove. Za analizo obratovanja v takih razmerah moramo poznati lastnosti prenosa harmonikov iz izmenične strani pretvornika na enosmerno stran in obratno.

Popolno sliko pretvornika v stacionarnih in dinamičnih razmerah bi seveda podala analitična rešitev sistema diferencialnih enačb, ki podajajo matematični opis naprave. Ker predstavlja reševanje nehomogenega sistema z nelinearnimi koeficienti težavno nalogo, bomo v naslednjem poglavju skušali na preprostejši način dognati, katere harmonske komponente se pojavijo na enosmerni in izmenični strani pretvornika v stacionarnih razmerah [13-15, 18-20]. Ob znanih harmonskih komponentah lahko sistem enačb za stacionarne razmere rešimo tudi analitično. Vse izpeljave bodo izvedene v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu.

Kot že omenjeno, povezavo med enosmernim in izmeničnim delom kompenzatorja podaja stikalna funkcija, ki je za  $\alpha$ - $\beta$  koordinatni sistem podana v enačbi (2.23). Na izmenični strani pretvornika predpostavimo naslednje fazne tokove:

$$\begin{aligned} i'_{p\alpha}(t) &= i_t \cos(\omega_1 t) \\ i'_{p\beta}(t) &= i_t \sin(\omega_1 t) \end{aligned} \quad (2.38)$$

kjer je:

$i_t$  temenska vrednost toka,  
 $\omega_1$  kotna hitrost.

V splošnem lahko za kotno hitrost  $\omega_1$  vzamemo poljubno vrednost, s tem da negativne vrednosti  $\omega_1$  pomenijo negativni sistem toka.

Če izraze za fazne tokove (enačba (2.38)) in stikalno funkcijo (enačba (2.23)) vstavimo v enačbo za enosmerni tok  $i_{dc}$  (enačba (2.26)), dobimo:

$$i'_{dc} = \frac{3}{2} i_t k_p m_p \cos((\omega_1 - \omega_0)t - \delta) \quad (2.39)$$

Glede na nadomestno vezje enosmerne tokokroga bo enosmerna napetost na kondenzatorju znašala:

$$u'_{dc} = \frac{3}{2} Z_{dc(\omega_0 - \omega_1)} i_t k_p m_p \cos((\omega_1 - \omega_0)t - \delta - \lambda) \quad (2.40)$$

kjer je:

$Z_{dc}$  impedanca enosmerne tokokroga pri kotni hitrosti  $\omega = \omega_0 - \omega_1$ ,  
 $\lambda$  argument impedance  $Z_{dc}$ .

Iz zapisanega lahko zaključimo, da pozitivni sistem toka s kotno hitrostjo, ki je enaka sinhronski kotni hitrosti ( $\omega_1 = \omega_0$ ), požene na enosmerni strani enosmerni tok, zaradi česar se na kondenzatorju pojavi enosmerna komponenta napetosti. Harmonske komponente pozitivnega sistema toka pa imajo za posledico harmonsko napetost na enosmernem kondenzatorju, in sicer s kotno hitrostjo  $\omega_1 - \omega_0$ . Negativni sistem toka na izmenični strani pa povzroči na kondenzatorju napetost frekvence  $\omega_0 + |\omega_1|$ .

Iz enosmerne napetosti na kondenzatorju napetostni pretvornik generira fazne napetosti kot nakazuje enačba (2.24). Predpostavimo napetost na enosmernem kondenzatorju, ki vsebuje tako enosmerno komponento kot tudi izmenično komponento:

$$u'_{dc} = U_{dc0} + U_{dch} \cos(\omega_h t) \quad (2.41)$$

kjer je:

$U_{dc0}$  enosmerna komponenta napetosti  
 $U_{dch}$  amplituda izmenične komponente napetosti  
 $\omega_h$  kotna hitrost izmenične komponente napetosti

Z uporabo enačbe (2.24) lahko zapišemo fazne napetosti na izmenični strani pretvornika:

$$\begin{aligned} u'_{p\alpha} &= U_{dc0} m_p \cos(\omega_0 t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \cos((\omega_0 + \omega_h)t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \cos((\omega_0 - \omega_h)t + \delta) \\ u'_{p\beta} &= U_{dc0} m_p \sin(\omega_0 t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \sin((\omega_0 + \omega_h)t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \sin((\omega_0 - \omega_h)t + \delta) \end{aligned} \quad (2.42)$$

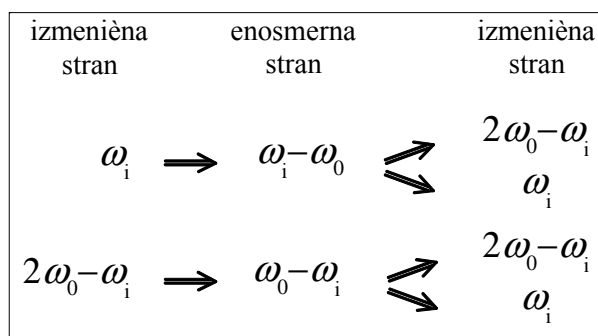
Rezultat (2.42) lahko zapišemo še v kompleksni obliki z izrazom (2.43).

$$\vec{u}'_{\alpha\beta} = U_{dc0} m_p e^{j(\omega_0 t + \delta)} + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \left[ e^{j((\omega_0 + \omega_h)t + \delta)} + e^{j((\omega_0 - \omega_h)t + \delta)} \right] \quad (2.43)$$

Zaključki izpeljave so naslednji:

- enosmerna komponenta napetosti na kondenzatorju povzroči le izmenično komponento napetosti sinhronske frekvence  $\omega_0$  na izmenični strani,
- izmenična komponenta na kondenzatorju s kotno hitrostjo  $\omega_h = \omega_0$  povzroči na izmenični strani komponento z dvojno kotno hitrostjo ( $2\omega_0$ ) in enosmerno komponento napetosti,
- izmenična harmonska komponenta na kondenzatorju s kotno hitrostjo  $\omega_h < \omega_0$  povzroči na izmenični strani komponenti napetosti s kotno hitrostjo  $\omega_0 + \omega_h$  in  $\omega_0 - \omega_h$ , kjer obe predstavljata pozitivni sistem.
- izmenična harmonska komponenta na kondenzatorju s kotno hitrostjo  $\omega_h > \omega_0$  povzroči na izmenični strani napetost z dvema komponentama: komponento s kotno hitrostjo  $\omega_0 + \omega_h$  (komponenta pozitivnega sistema napetosti) ter komponento s kotno hitrostjo  $\omega_0 - \omega_h$ , ki predstavlja napetost negativnega sistema.

Zaradi lažje izpeljave smo obravnavali prenos iz izmenične strani na enosmerno ločeno od prenosa iz enosmerne strani na izmenično stran. V resnici gre seveda za dinamičen sistem, kjer tokovi (napetosti) tako na izmenični kot na enosmerni strani vzajemno vplivajo druga na drugega. Dosedanje ugotovitve lahko sklenemo takole: komponenta na izmenični strani s kotno hitrostjo  $\omega_i$  ima za posledico napetost frekvence  $\omega_i - \omega_0$  na kondenzatorju. Ta napetost povzroči na izmenični strani nastanek dveh frekvenčnih komponent, ene s kotno hitrostjo  $\omega_i$  in druge z  $2\omega_0 - \omega_i$ . Na izmenični strani se torej pojavi dodatna komponenta, ki zopet vpliva na enosmerno stran, kjer povzroči nastanek komponente napetosti  $\omega_0 - \omega_i$ . Nova komponenta napetosti ima za posledico dve komponenti na izmenični strani, to sta  $\omega_i$  in  $2\omega_0 - \omega_i$ . Ker sta ti dve frekvenčni komponenti na izmenični strani že prisotni, se naprava v takem obratovalnem stanju tudi ustali. Proces grafično ilustrira slika 2.9.



Slika 2.9: Frekvenčne komponente na izmenični in enosmerni strani pretvornika s simetrično stikalno funkcijo.

Zaključimo torej lahko, da se kot posledica dodatne izmenične komponente ( $\omega_i$ ) pojavi še dodatna harmonska komponenta na kondenzatorju ( $\omega_i - \omega_0$ ) in dodatna izmenična komponenta na izmenični strani ( $2\omega_0 - \omega_i$ ). S stališča obravnave statičnega kompenzatorja je pomembno, da se sistem v takem obratovalnem stanju tudi ustali, torej da se na vsaki strani pretvornika pojavi le ena nova komponenta. Na osnovi znanih izmeničnih komponent bi lahko matematični model kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu, ki ga za osnovne harmonske veličine podaja enačba (2.31), ustrezno dopolnili, da bi zajemal tudi opis harmonikov. S takim modelom bi lahko amplitude harmonskih komponent določili tudi analitično. Frekvenčni odziv statičnega kompenzatorja in ustrezní matematični model sta podrobneje opisana v [19].

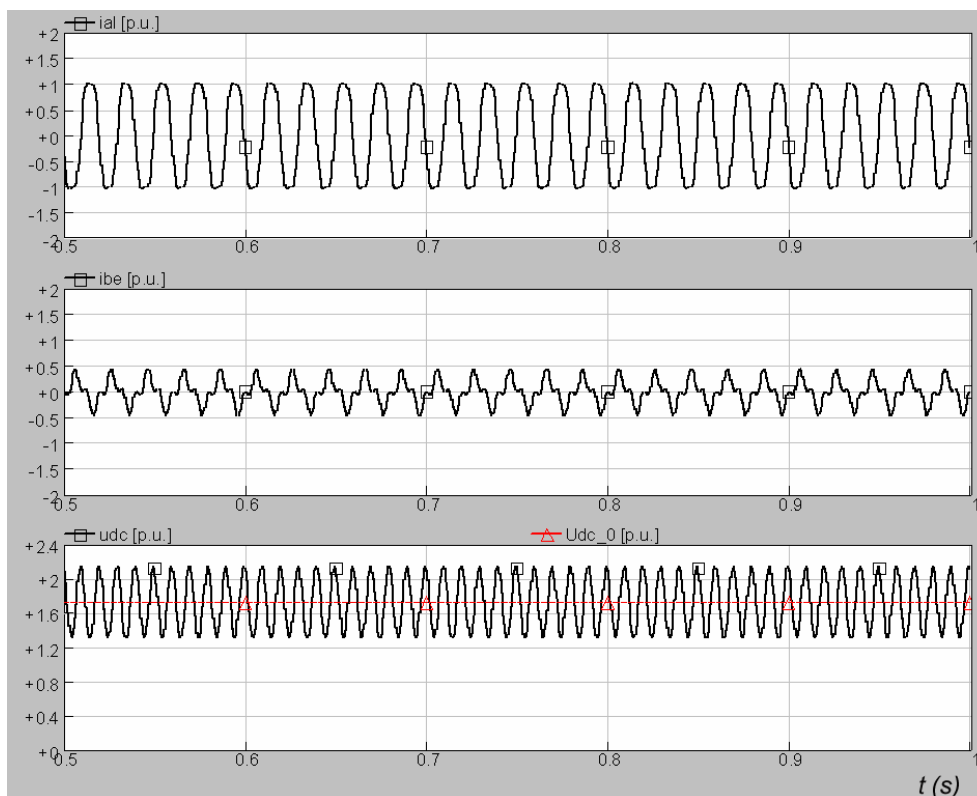
Pričujoče magistrsko delo obravnava delovanje statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah. Na podlagi obravnavane frekvenčne analize pretvornika lahko razberemo, kaj se zgodi v primeru, ko statični kompenzator izmenjuje z omrežjem poleg pozitivnega tudi negativni sistem tokov sinhronske frekvence ( $\omega = -50$  Hz). Na kondenzatorju se poleg enosmerne napetosti pojavi še izmenična komponenta s frekvenco enako dvakratniku sinhronske frekvence. Iz te napetosti na enosmernem kondenzatorju pretvornik generira na izmeničnih sponkah osnovno komponento toka, negativni sistem osnovne frekvence, poleg tega pa še tretjo harmonsko komponento toka. Statični kompenzator se v takem obratovalnem stanju tudi ustali. Ker generiranje harmonikov nizkih frekvenc (v tem primeru tretje harmonske komponente) na izhodu kompenzatorja ni dopustno, se ta problem navadno rešuje s povečanjem kondenzatorja na enosmerni strani. Z dovolj velikim kondenzatorjem lahko omejimo drugo harmonsko komponento v napetosti na enosmerni strani in s tem tudi generiranje tretjega harmonika na izmenični strani. V kolikor statični kompenzator ni načrtovan za obratovanje v nesimetričnih razmerah, je potreben ob nastopu takih razmer (npr. ob okvari v omrežju) izklop naprave.

Za ponazoritev obnašanja statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah je bil v programskem paketu PSCAD/EMTDC simuliran matematični model kompenzatorja v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu. Uporabljen je bil matematični model z istimi parametri kot v poglavju 2.4. Ker gre za simulacijo v stacionarnih razmerah, regulacija ni bila uporabljena. Privzeto je bilo naslednje obratovalno stanje:

- prosta parametra statičnega kompenzatorja, ki določata izmenično napetost na izhodnih sponkah imata naslednje vrednosti:  $m_p = 1.15$  in  $\delta = -1.43^\circ$ ,
- omrežna napetost vsebuje poleg pozitivnega sistema napetosti sinhronske frekvence (amplituda 1 p.u.) še negativni sistem napetosti z amplitudo 0.07 p.u..

Trenutni tokovi (v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu) in trenutna napetost na kondenzatorju so prikazani na sliki 2.10. Tako tokovi, kot tudi napetost na kondenzatorju so vidno harmonsko popačeni. Za frekvenčno analizo tokove najprej razdelimo na pozitivni in negativni sistem ( $i_{p,p}$  in  $i_{p,n}$ ) in nato s Fourierovo transformacijo določimo amplitude harmonski komponent. Harmonske komponente napetosti na kondenzatorju ( $u_{dc}$ ) so direktno določene s Fourierovo transformacijo. Rezultati so zapisani v tabeli 2.1, kjer so amplitude harmonikov podane tako v p.u. sistemu, kot tudi v procentih glede na osnovno oz. dc veličino. Harmonske komponente, ki v tabeli niso zajete, so praktično enake nič (numerični izračun da vrednosti reda  $10^{-10}$  in manjše).





Slika 2.10: Simulacija delovanja statičnega kompenzatorja s simetrično stikalno funkcijo.

Harmonska komponenta	dc [p.u.]	$\omega_0$ [p.u.]	$2\omega_0$ [p.u.]/[%]	$3\omega_0$ [p.u.]/[%]
$i_{p,p}'$	0	0,50	0	0,15/30,0
$i_{p,n}'$	0	0,67	0	0
$u_{dc}'$	1,73	0	0,41/23,7	0

Tabela 2.1: Harmoniki v izmeničnem toku in v napetosti na kondenzatorju.

Predstavljeni rezultati numeričnega izračuna potrjujejo analitične izpeljave. Ugotovili smo, da ima prisotnost negativnega sistema sinhronske frekvence na izmenični strani za posledico dodatno komponento z dvojno frekvenco na enosmerni strani in tretjo harmonsko komponento na izmenični strani. Iz rezultatov harmonske analize vidimo, da je tretja harmonska komponenta v izmeničnem toku daleč prevelika, da bi lahko dopustili tako obratovanje.

V naslednjih poglavjih bo predlagana rešitev problematike obratovanja statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah.

### 3. OBRATOVANJE NAPRAVE V NESIMETRIČNIH RAZMERAH

O obratovanju statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah govorimo, kadar kompenzator izmenjuje z omrežjem poleg toka pozitivnega sistema še tok negativnega sistema ali kadar je v napetosti na izmenični strani prisotna tudi negativna napetostna komponenta. Do takih razmer pride lahko takrat, kadar želimo s statičnim kompenzatorjem na distribucijski strani omrežja kompenzirati nesimetrično breme, ali takrat, ko se v sistemu pojavijo nesimetrije v omrežni napetosti kot posledica nesimetrične obremenitve mreže ali pa nesimetrične okvare. Stopnja nesimetrije je seveda odvisna od stopnje nesimetrije bremena oz. od tipa in oddaljenosti okvare.

Statični kompenzator mora za obratovanje v nesimetričnih razmerah zadostiti sledečim zahtevam:

- zmožnost kompenzacije nesimetričnega bremena,
- zmožnost delovanja ob nesimetrični omrežni napetosti,
- na izhodu kompenzator generira zgolj pozitivni in negativni tok sinhronske frekvence brez vsebnosti nižjih harmonskih komponent
- napetost na enosmernem kondenzatorju lahko vsebuje tudi harmonske komponente

Postavljeni pogoji zahtevajo tak regulacijski algoritem statičnega kompenzatorja, s katerim bo mogoče ločeno regulirati tako pozitivni kot tudi negativni sistem tokov [22-24]. Ta zahteva pogojuje drugačno stikalno funkcijo od dosedanje, kar seveda tudi spremeni frekvenčno karakteristiko pretvornika. Opisana bo tudi kompenzacija harmonikov nižjih frekvenc v generirani izmenični napetosti pretvornika.

#### 3.1. Stikalna funkcija

Temeljna zahteva pri obratovanju statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah pogojuje regulacijski algoritem, ki mora omogočati nadzor tako nad pozitivnim kot tudi negativnim sistemom tokov, ki se izmenjujejo med kompenzatorjem in omrežjem. Pretvornik mora torej na izhodnih sponkah generirati nesimetrično napetost, t.j. tako pozitivni kot tudi negativni sistem napetosti. Nesimetrično napetost na izhodnih sponkah pretvornika pa dosežemo z nesimetričnim proženjem, katerega stikalno funkcijo aproksimiramo z naslednjo enačbo:

$$\begin{bmatrix} S_{L1}(t) \\ S_{L2}(t) \\ S_{L3}(t) \end{bmatrix} = m_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \delta) \\ \cos(\omega_0 t + \delta - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} + m_n \begin{bmatrix} \cos(\omega_n t + \varphi) \\ \cos(\omega_n t + \varphi + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_n t + \varphi - 2\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{L1_p}(t) \\ S_{L2_p}(t) \\ S_{L3_p}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{L1_n}(t) \\ S_{L2_n}(t) \\ S_{L3_n}(t) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

kjer so:

$m_p, m_n$  faktor izkrmiljenja za pozitivni in za negativni sistem proženja

$\omega_0, \omega_n$  kotna hitrost pozitivnega in negativnega sistema proženja

$\delta, \varphi$  fazna premaknitev prožilnega signala za pozitivni in negativni sistem

Kotna hitrost  $\omega_0$  predstavlja sinhronsko kotno hitrost omrežja. Ker nas tudi pri nesimetričnem sistemu zanima le komponenta sinhronske frekvence, velja tudi  $\omega_0 = \omega_n$ .

Opisana stikalna funkcija ima štiri spremenljive parametre ( $m_p, m_n, \delta, \varphi$ ), preko katerih lahko z ustreznim regulacijskim sistemom ločeno reguliramo pozitivni in negativni sistem generirane napetosti na izmeničnih sponkah kompenzatorja.

Zaradi spremenjene stikalne funkcije se spremeni tudi sama frekvenčna karakteristika pretvornika, ki je za spremenjene razmere ponovno nakazana v naslednjem poglavju.

### 3.2. Frekvenčna analiza pri nesimetričnem proženju

Zopet bo analizirana frekvenčna karakteristika statičnega kompenzatorja v stacionarnih razmerah, in sicer za primer, ko proženje vsebuje tako komponento pozitivnega kot tudi negativnega sistema. Reševanje sistema enačb bi bilo v primeru nesimetrične stikalne funkcije še kompleksnejše, zato se bomo znova zadovoljili z ugotavljanjem, katere harmonske komponente se pojavijo na izmenični oz. enosmerni strani [15].

Za začetek izpeljave zopet predpostavimo tokove, ki tečejo med statičnim kompenzatorjem in omrežjem:

$$\begin{aligned} i'_{pa}(t) &= i_t \cos(\omega_1 t) \\ i'_{pb}(t) &= i_t \sin(\omega_1 t) \end{aligned} \quad (3.2)$$

kjer je:

$i_t$  temenska vrednost toka,  
 $\omega_1$  kotna hitrost.

V splošnem lahko za frekvenco  $\omega$  vzamemo poljubno vrednost, pri čemer negativne vrednosti  $\omega$  pomenijo negativni sistem toka.

Glede na enačbo (2.26) za enosmerni tok  $i_{dc}$ , ki podaja zvezo med tokovi na izmenični strani in tokovi na enosmerni strani, lahko zapišemo:

$$i_{dc} = \frac{3}{2} i_t k_p m_p \cos((\omega_i - \omega_0)t - \delta) + \frac{3}{2} i_t m_n k_p \cos((\omega_i + \omega_0)t + \varphi) \quad (3.3)$$

Glede na nadomestno vezje enosmerne tokokroga bo enosmerna napetost na kondenzatorju sledeča:

$$u_{dc} = \frac{3}{2} Z_{dc(\omega_0 - \omega_i)} i_t k_p m_p \cos((\omega_i - \omega_0)t - \delta - \lambda_{(\omega_0 - \omega_i)}) + \frac{3}{2} Z_{dc(\omega_n + \omega_i)} i_t k_p m_n \cos((\omega_i + \omega_0)t + \varphi - \lambda_{(\omega_i + \omega_0)}) \quad (3.4)$$

kjer je:

$Z_{dc}$  impedanca enosmerne tokokroga pri kotnih hitrostih  $\omega - \omega_0$  in  $\omega + \omega_0$ ,  
 $\lambda$  argument impedance  $Z_{dc}$  pri kotnih hitrostih  $\omega - \omega_0$  in  $\omega + \omega_0$ .

Ob prisotnosti negativnega sistema proženja se poleg napetostnih komponent, ki so posledica pozitivnega sistema proženja, pojavi še komponenta kotne hitrosti  $\omega = \omega_i + \omega_0$ . Torej se tudi v primeru, ko izmenični tok vsebuje zgolj osnovno komponento toka, na enosmernem kondenzatorju pojavi harmonska napetost s frekvenco, ki je dvakratnik sinhronske.

Za analizo karakteristike prenosa iz enosmerne strani na izmenično predpostavimo naslednjo obliko napetosti na enosmernem kondenzatorju:

$$u_{dc} = U_{dc0} + U_{dch} \cos(\omega_h t) \quad (3.5)$$

kjer je:

$U_{dc0}$  enosmerna komponenta napetosti,

$U_{dch}$  amplituda izmenične komponente napetosti,

$\omega_h$  kotna hitrost izmenične komponente napetosti.

Zopet uporabimo enačbo (2.24) in zapišemo fazne napetosti  $u_{p\beta}'$  in  $u_{p\beta}'$  na izmenični strani pretvornika pri nesimetričnem proženju:

$$\begin{aligned} u_{pa}' &= U_{dc0} m_p \cos(\omega_0 t + \delta) + U_{dc0} m_n \cos(\omega_0 t + \varphi) + \\ &+ \frac{1}{2} U_{dch} m_p \cos((\omega_0 + \omega_h)t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \cos((\omega_0 - \omega_h)t + \delta) + \\ &+ \frac{1}{2} U_{dch} m_n \cos((\omega_0 + \omega_h)t + \varphi) + \frac{1}{2} U_{dch} m_n \cos((\omega_0 - \omega_h)t + \varphi) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} u_{p\beta}' &= U_{dc0} m_p \sin(\omega_0 t + \delta) - U_{dc0} m_n \sin(\omega_0 t + \varphi) + \\ &+ \frac{1}{2} U_{dch} m_p \sin((\omega_0 + \omega_h)t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \sin((\omega_0 - \omega_h)t + \delta) + \\ &- \frac{1}{2} U_{dch} m_n \sin((\omega_0 + \omega_h)t + \varphi) - \frac{1}{2} U_{dch} m_n \sin((\omega_0 - \omega_h)t + \varphi) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Zaradi boljše preglednosti dobljenih rezultatov lahko  $u_{p\beta}'$  in  $u_{p\beta}'$  zapišemo v kompleksni obliki:

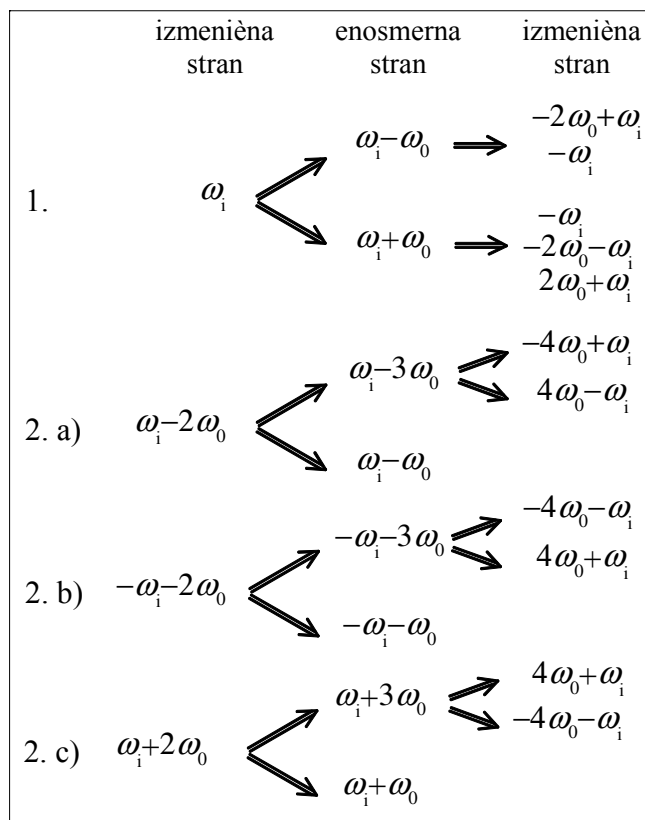
$$\begin{aligned} \vec{u}_{\alpha\beta} &= U_{dc0} m_p e^{j(\omega_0 t + \delta)} + U_{dc0} m_n e^{-j(\omega_0 t + \varphi)} + \\ &+ \frac{1}{2} U_{dch} m_n \left[ e^{-j((\omega_0 - \omega_h)t + \varphi)} + e^{-j((\omega_0 + \omega_h)t + \varphi)} \right] + \\ &+ \frac{1}{2} U_{dch} m_p \left[ e^{j((\omega_0 + \omega_h)t + \delta)} + e^{j((\omega_0 - \omega_h)t + \delta)} \right] \end{aligned} \quad (3.8)$$

Komponente izmenične napetosti, ki jih napetostni pretvornik z nesimetrično stikalno funkcijo generira na izhodnih sponkah, lahko tako razčlenimo na naslednje komponente:

- izmenična napetost, kot posledica enosmerne komponente napetosti na kondenzatorju:
  - pozitivno proženje generira pozitivni sistem napetosti sinhronske frekvence
  - negativno proženje generira negativni sistem napetosti sinhronske frekvence
- izmenična napetost, kot posledica harmonske napetosti na enosmernem kondenzatorju:
  - pozitivno proženje generira dve komponenti izmenične napetosti: pozitivno komponento s frekvenco  $\omega = \omega_0 + \omega_h$  in komponento s frekvenco  $\omega = \omega_0 - \omega_h$ , ki ob  $\omega_h > \omega_0$  tvori negativni sistem napetosti
  - negativno proženje ravno tako generira dve komponenti izmenične napetosti: negativno komponento s frekvenco  $\omega = \omega_0 + \omega_h$  in komponento s kotno hitrostjo  $\omega = \omega_0 - \omega_h$ , ki za  $\omega_h > \omega_0$  tvori pozitivni sistem

Kot posledica negativnega sistema proženja dobimo tako na enosmerni kot na izmenični strani dodatne harmonike, ki jih pri simetrični stikalni funkciji ni bilo. Na sliki 3.1 je grafično prikazan proces generiranja frekvenčnih komponent. Na začetku predpostavimo, da imamo na izmenični strani komponento s kotno hitrostjo  $\omega$ . V nadaljevanju so prikazane le tiste frekvenčne komponente, ki se

pojavijo na novo kot posledica nesimetričnega proženja. Vse tiste komponente, ki se pojavijo že pri simetričnem proženju, so zaradi preglednosti izpuščene. Ključna ugotovitev, ki jo lahko povzamemo, je, da tako na enosmerni kot na izmenični strani nastane teoretično neskončna vrsta sodih oz. lihih harmonskih komponent, zato kompenzatorja z nesimetrično preklopno funkcijo ne moremo v celoti opisati v d-q koordinatnem sistemu, ker, kot že omenjeno, vsaka harmonska komponenta zahteva svoj sistem enačb v matematičnem modelu.



Slika 3.1: Dodatne frekvenčne komponente na izmenični in enosmerni strani pretvornika kot posledica nesimetrične stikalne funkcije.

Zopet se bomo osredotočili predvsem na frekvenčno analizo naprave ob prisotnosti osnovne harmonske komponente pozitivnega sistema in osnovne harmonske komponente negativnega sistema tokov na izmenični strani. Ugotovimo lahko, da za razliko od razmer, ko je prisoten le pozitiven sistem proženja, nesimetričen tok na izmenični strani pretvornika ob nesimetričnem proženju povzroči na kondenzatorju enosmerno napetost ter vse sode harmonike, medtem ko se na izmenični strani pojavijo poleg osnovne komponente še vsi lihi harmoniki izmeničnega sistema.

V programskem paketu PSCAD/EMTDC smo simulirali delovanje matematičnega modela statičnega kompenzatorja v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu, pri čemer je stikalna funkcija vsebovala tudi negativni sistem, in sicer v obliki, kot jo nakazuje enačba (3.1). Simulacija je bila izvedena v stacionarnih razmerah v približno enaki delovni točki kot pri simulaciji statičnega kompenzatorja s pozitivnim proženjem (poglavje 2.4). Spremenljivke, ki določajo obratovalno stanje, so imele naslednje vrednosti:

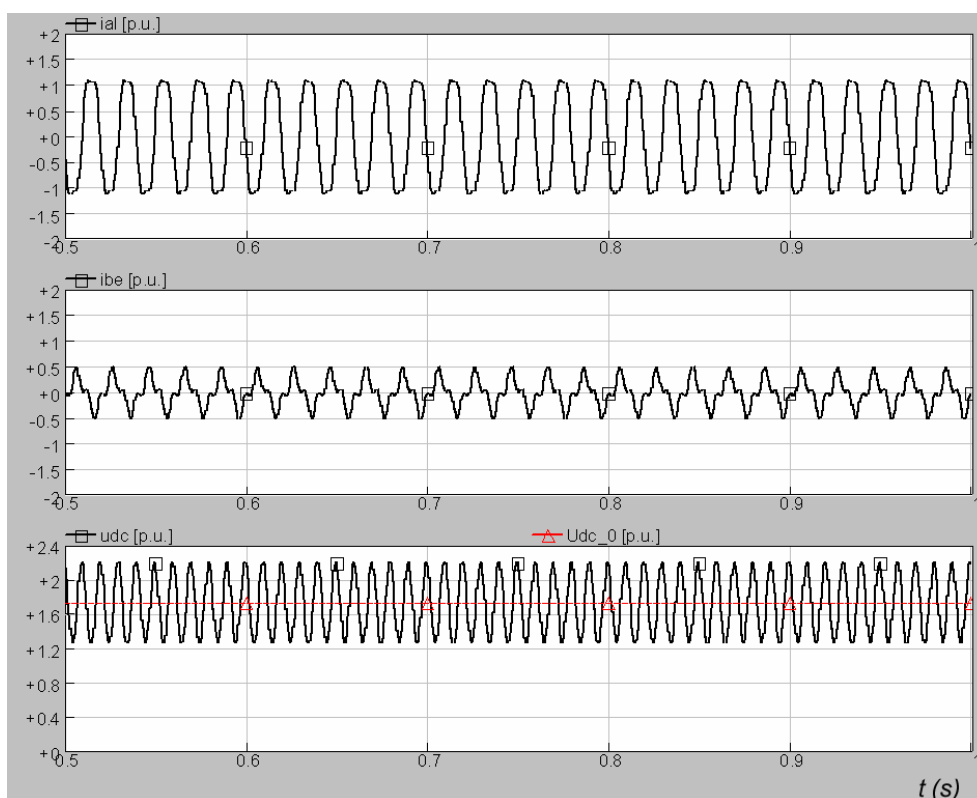
- prosta parametra statičnega kompenzatorja, ki določata pozitivni sistem izmenične napetosti na izhodnih sponkah:  $m_p=1.15$  in  $\delta=-1.72^\circ$ ,
- prosta parametra statičnega kompenzatorja, ki določata negativni sistem izmenične napetosti na izhodnih sponkah:  $m_n=0.07$  in  $\delta=0^\circ$ .

Sistem se ustali v naslednji delovni točki:

- jalov tok pozitivnega sistema  $i_{pq,p}=0.53$  p.u.
- delovni tok pozitivnega sistema  $i_{pd,p}=0.067$  p.u.

- jalov tok negativnega sistema  $i_{pq_n}=0.70$  p.u.
- delovni tok negativnega sistema  $i_{pq_n}=-0.22$  p.u.
- enosmerna komponenta napetosti na kondenzatorju  $u_{dc_{en}}=1,733$  p.u.

Trenutni tokovi (v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu) in trenutna napetost na kondenzatorju so prikazani na sliki 3.2. Rezultati so podobni tistim na sliki 2.10 (model pretvornika samo s pozitivnim proženjem), kar je posledica dejstva, da imajo višje harmonske komponente, ki jih predvideva frekvenčna analiza, precej majhne amplitude (vendar različne od nič). Rezultate frekvenčne analize s Fourierovo transformacijo prikazuje tabela 3.1. Vrednosti so zapisane v p.u. sistemu, harmoniki pa še dodatno kot procentualna vrednost glede na osnovno oz. dc veličino.



Slika 3.2: Simulacija delovanja statičnega kompenzatorja z nesimetrično stikalno funkcijo.

Harmonska komponenta	dc [p.u.]	$\omega_b$ [p.u.]	$2\omega_b$ [p.u.]/[%]	$3\omega_b$ [p.u.]/[%]	$4\omega_b$ [p.u.]/[%]	$5\omega_b$ [p.u.]/[%]
$i_{p_p}'$	0	0,54	0	0,17/31,5	0	0,001/0,2
$i_{p_n}'$	0	0,74	0	0,01/1,4	0	0,0001/0,01
$u_{dc}'$	1,73	0	0,47/27,2	0	0,006/0,3	0

Tabela 3.1: Harmoniki v izmeničnem toku in napetosti na kondenzatorju.

Vsebnost harmonikov je podobna tisti, ki se pojavi pri simetrični stikalni funkciji. Tako na izmenični kot tudi na enosmerni strani se sicer pojavijo tudi višji harmoniki, vendar njihova amplituda z naraščanjem frekvence hitro upade. Za analitično določitev amplitud prisotnih harmonikov se nam zato ponuja podobna rešitev kot v poglavju 2.5 (frekvenčna analiza ob simetrični stikalni funkciji). V matematični model kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu (enačba 2.31) bi namreč lahko vključili še dva značilna harmonika (tako za enosmerno kot izmenično stran) in ostale višje harmonike zanemarili.

V sledečem poglavju, bo predstavljen algoritem, ki bo omogočal odpravo nizkofrekvenčnih harmonikov, prisotnih v izmenični napetosti, ki jo generira pretvornik.

### 3.3. Kompenzacija popačene napetosti na kondenzatorju

Kompenzacijo harmonikov v izmeničnem toku pretvornika bi dosegli z zagotovitvijo zgolj enosmerne komponente napetosti na kondenzatorju. Za doseg tega cilja bi potrebovali relativno velik enosmerni kondenzator, kar precej podraži statični kompenzator. Drugo možnost predstavlja obratovanje s popačeno napetostjo na enosmernem kondenzatorju, kar kompenziramo z ustrezno modulirano stikalno funkcijo in tako preprečimo prenos neželenih harmonskih komponent na izmenično stran [21].

Popačeno napetost na enosmernem kondenzatorju podamo na način, ki smo ga uporabljali že do sedaj:

$$u_{dc} = U_{dc0} + U_{dch} \cos(\omega_h t) \quad (3.9)$$

Preko stikalne funkcije pretvornik generira niz izmeničnih napetosti, kar smo ga že zapisali v enačbi (2.6). Enačbo lahko zapišemo v matrični obliki takole:

$$\mathbf{u}'_{pL} = k_p \mathbf{S}_L u_{dc} \quad (3.10)$$

Iz enačbe (3.10) sklepamo, da lahko harmonsko popačitev napetosti na izmeničnih sponkah pretvornika kompenziramo z modulacijo stikalne funkcije  $\mathbf{S}_L$ . Kot novo spremenljivko uvedemo kompenzacijski faktor  $k_{komp}$ , ki ga izračunamo po sledečem obrazcu:

$$k_{komp} = \frac{U_{dcref}}{u_{dc}} \quad (3.11)$$

Pri tem predstavlja  $U_{dcref}$  referenčno vrednost enosmerne napetosti na kondenzatorju in je konstantna,  $u_{dc}$  pa trenutno vrednost napetosti na kondenzatorju. S kompenzacijskim faktorjem  $k_{komp}$  moduliramo stikalno funkcijo  $\mathbf{S}_L$  in dobimo kompenzirano stikalno funkcijo  $\mathbf{S}_{Lkomp}$ :

$$\mathbf{S}_{Lkomp} = \mathbf{S}_L k_{komp} \quad (3.12)$$

Z uporabo nove, kompenzirane stikalne funkcije, dobimo naslednjo enačbo za napetost na izmeničnih sponkah pretvornika:

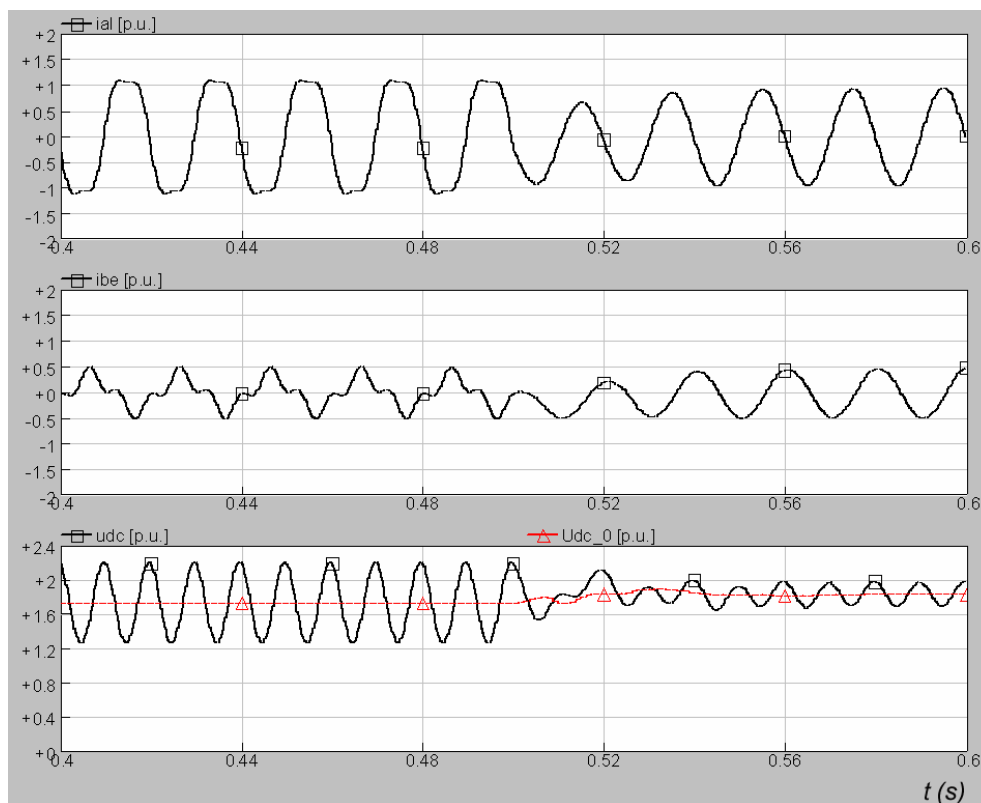
$$\mathbf{u}'_{pL} = k_p \mathbf{S}_{Lkomp} u_{dc} = k_p \mathbf{S}_L \frac{U_{dcref}}{u_{dc}} u_{dc} = k_p \mathbf{S}_L U_{dcref} \quad (3.13)$$

Vidimo lahko, da se ob kompenzirani stikalni funkciji pretvornik obnaša tako, kot da bi imel na enosmernem kondenzatorju konstantno napetost, ne glede na prisotnost harmonskega popačenja v kondenzatorski napetosti. Ker je stikalna funkcija  $\mathbf{S}_L$  nesimetrična, kot je bilo zapisano z enačbo (3.1), je generirani niz treh faznih napetosti  $\mathbf{u}'_{pL}$  tudi nesimetričen, vendar vsebuje le osnovno frekvenčno komponento tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema, kar je tudi naš cilj.

Delovanje kompenzacije napetosti enosmernega kondenzatorja smo preizkusili na matematičnem modelu statičnega kompenzatorja v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu. Pri tem je bilo obratovalno stanje

enako kot v simuliranem zgledu v prejšnjem poglavju z razliko, da v času  $t=0,5\text{s}$  vklopimo kompenzacijo napetosti.

Na sliki 3.3 je prikazan trenutni potek toka ( $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu) ter napetosti na enosmernem kondenzatorju, in sicer v času od  $t=0,4\text{s}$  do  $t=0,6\text{s}$ . Po vklopu kompenzacije se harmonsko popačenje bistveno zmanjša.

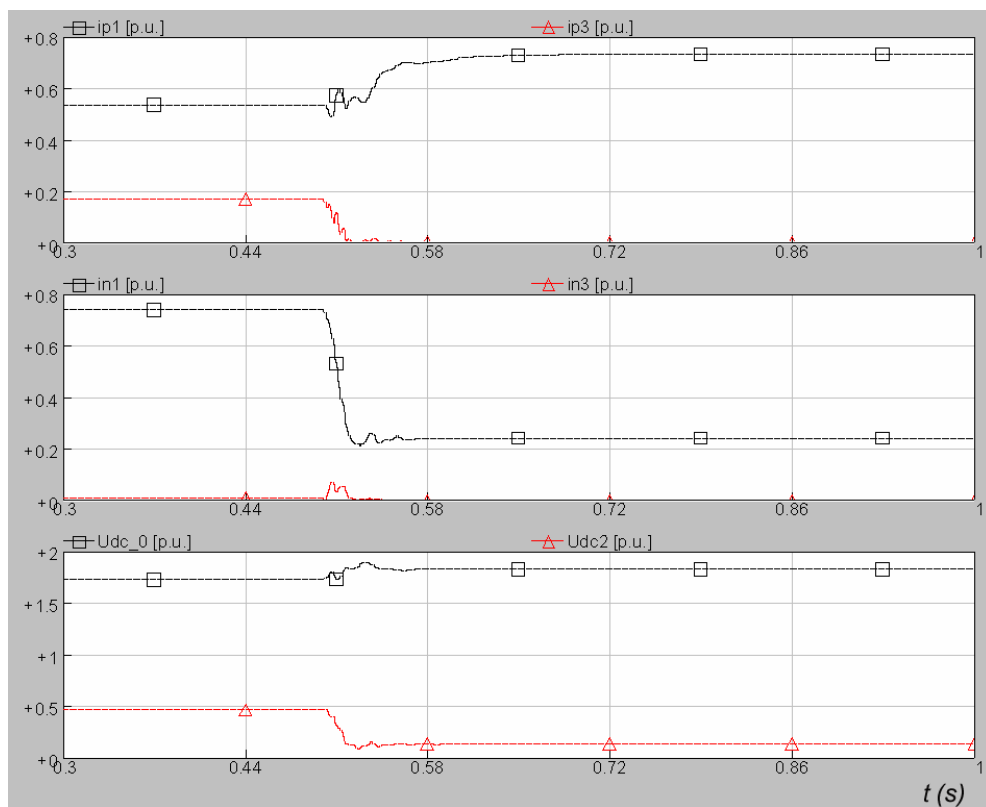


Slika 3.3: Izmenični tok in napetost na kondenzatorju ob kompenzaciji stikalne funkcije.

Slika 3.4 pa prikazuje potek amplitud najbolj značilnih harmonskih veličin v izmeničnem toku ter v napetosti na enosmernem kondenzatorju, ki jih dobimo kot rezultat Fourierove transformacije. Tako npr. tretja harmonska komponenta pozitivnega sistema toka pade iz vrednosti 0,17 p.u. na vrednost 0,007, tretja harmonska komponenta negativnega sistema pa iz vrednosti 0,013 p.u. na vrednost 0,0001. Vse ostale harmonske komponente so praktično enake nič.

Seveda pa se z vklopom kompenzacije napetosti spremeni tudi delovna točka statičnega kompenzatorja, zato mora biti kompenzacija prisotna že od samega začetka obratovanja kompenzatorja, da se s tem zagotovi korektno delovanje regulacijskega sistema. Ob tem velja omeniti še to, da napetost kondenzatorja še vedno vsebuje veliko drugo harmonsko komponento, ki je prisotna takrat, kadar kompenzator z omrežjem izmenjuje tok negativnega sistema. Za delovanje statičnega kompenzatorja je potrebna izbira takega kondenzatorja, ki harmonsko komponento take amplitude tudi prenese.





Slika 3.4: Harmoniki v izmeničnem toku in kondenzatorski napetosti ob kompenzaciji stikalne funkcije.

Ob uporabi opisane kompenzacije napetosti na enosmernem kondenzatorju lahko v nadaljevanju razvijemo matematični model naprave za obratovanje v nesimetričnih razmerah.

## 4. MATEMATIČNI MODEL ZA OBRATOVANJE V NESIMETRIČNIH RAZMERAH

Regulacijski algoritem za obratovanje statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah bo razvit na osnovi matematičnega modela naprave v d-q koordinatnem sistemu. Matematični model, predstavljen v poglavju 2, bo ustrezno dopolnjen, da bo zajemal tudi opis delovanja naprave v nesimetričnih razmerah. Matematični model skupaj z regulacijskim algoritmom, bo simuliran v programskem paketu PSCAD/EMTDC. Ker je celotna izpeljava zasnovana v d-q koordinatnem sistemu, si bomo v sledečem poglavju ogledali lastnosti transformacije nesimetričnih veličin v d-q koordinatni sistem.

### 4.1. Transformacija nesimetričnega sistema v d-q koordinatni sistem

Transformacijo trifaznih veličin v d-q pravokotni rotirajoči koordinatni sistem izvedemo preko enačbe (2.16) in jo zapišemo v matrični obliki z enačbo (4.1). V enačbi so v vektorju  $\mathbf{x}_L$  zajete poljubne tri fazne veličine,  $\mathbf{x}_{dq}$  pa vsebuje d in q komponento vektorja zapisanega v d-q koordinatnem sistemu.  $\mathbf{T}_{dq}$  je že znana transformacijska matrika.

$$\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{T}_{dq} \mathbf{x}_L \quad (4.1)$$

Pri transformacijski matriki  $\mathbf{T}_{dq}$  lahko izpustimo vrstico, ki opisuje transformacijo ničelnega sistema, in matriko zapišemo takole:

$$\mathbf{T}_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Za predstavitev lastnosti transformacije zapišimo trifazni sistem veličin, ki vsebujejo neskončno vrsto harmonikov tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema:

$$\begin{aligned} x_{L1}(t) &= \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} X_n \cos\left(n\omega t + \frac{n}{|n|} \phi_n\right) \\ x_{L2}(t) &= \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} X_n \cos\left(n\omega t + \frac{n}{|n|} \phi_n - 2\pi/3\right) \\ x_{L3}(t) &= \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} X_n \cos\left(n\omega t + \frac{n}{|n|} \phi_n + 2\pi/3\right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Pri zgornjem zapisu negativna vrednost  $n$  predstavlja negativni sistem veličin. Kvocijent  $n/|n|$  zavzame vrednost 1 pri pozitivnih  $n$  in vrednost  $-1$  pri negativnih  $n$ , vstavljen pa je zato, da ohranimo enak predznak faznega zamika  $\phi_n$  tako za pozitivni kot negativni sistem veličin. Po transformaciji trifaznega sistema v d-q koordinatni sistem preko enačbe (2.16) dobimo naslednje izraze za veličine v d in tok v q osi:

$$x_d = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} X_n \cos\left((n-1)\omega t + \frac{n}{|n|}\phi_n\right) \quad x_q = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} X_n \sin\left((n-1)\omega t + \frac{n}{|n|}\phi_n\right) \quad (4.4)$$

Transformacija v d-q koordinatni sistem je frekvenčna transformacija, ki spremeni frekvenco samih signalov. Obrazec (4.1) opisuje transformacijo za katerokoli harmonsko komponento, nas pa zanima predvsem pretvorba osnovne komponente pozitivnega in negativnega sistema trifaznih veličin. Iz enačbe (4.4) lahko razberemo, da se pozitivni sistem trifazne veličine osnovne frekvence v stacionarnih razmerah pretvori v enosmerno veličino, negativni sistem veličin osnovne frekvence pa v harmonsko komponento s frekvenco enako dvakratniku osnovne frekvence. Ilustrirajmo zapisano še z zglodom.

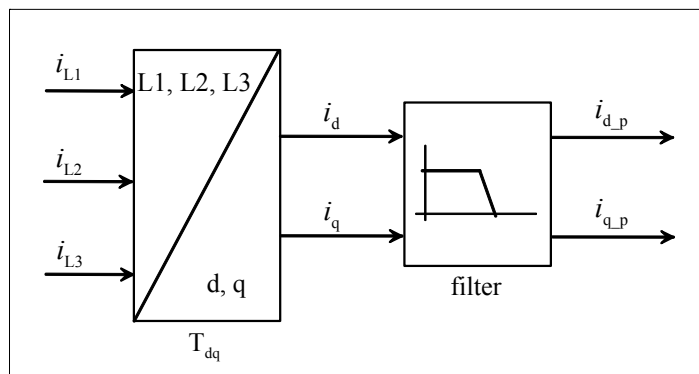
Izmenični tok sestavlja pozitivni in negativni sistem toka osnovne frekvence:

$$\begin{aligned} i_{L1}(t) &= I_p \cos(\omega t + \phi_p) + I_n \cos(\omega t + \phi_n) \\ i_{L2}(t) &= I_p \cos(\omega t + \phi_p - 2\pi/3) + I_n \cos(\omega t + \phi_n + 2\pi/3) \\ i_{L3}(t) &= I_p \cos(\omega t + \phi_p + 2\pi/3) + I_n \cos(\omega t + \phi_n - 2\pi/3) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Transformirani tokovi, zapisani v d-q koordinatnem sistemu, imajo naslednjo obliko:

$$\begin{aligned} i_d &= I_p \cos(\phi_p) + I_n \cos(2\omega t + \phi_n) \\ i_q &= I_p \sin(\phi_p) - I_n \sin(2\omega t + \phi_n) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Iz dobljenega signala z uporabo nizko-pasovnega filtra (z mejno frekvenco enako  $2\omega$ ) izluščimo enosmerno komponento toka, ki predstavlja osnovno harmonsko komponento pozitivnega sistema toka. Dobljena enosmerna komponenta je regulirana veličina v regulacijskem algoritmu. Postopek je shematsko prikazan na sliki 4.1.



Slika 4.1: Računanje pozitivnega sistema tokov v d-q koordinatnem sistemu.

Za določitev negativnega sistema toka uporabimo spremenjeno transformacijsko matriko  $\mathbf{T}_{dq}$ . Matriko spremenimo tako, da med sabo zamenjamo drugi in tretji stolpec v matriki in tako dobimo transformacijsko matriko za negativni sistem  $\mathbf{T}_{dq^n}$ :

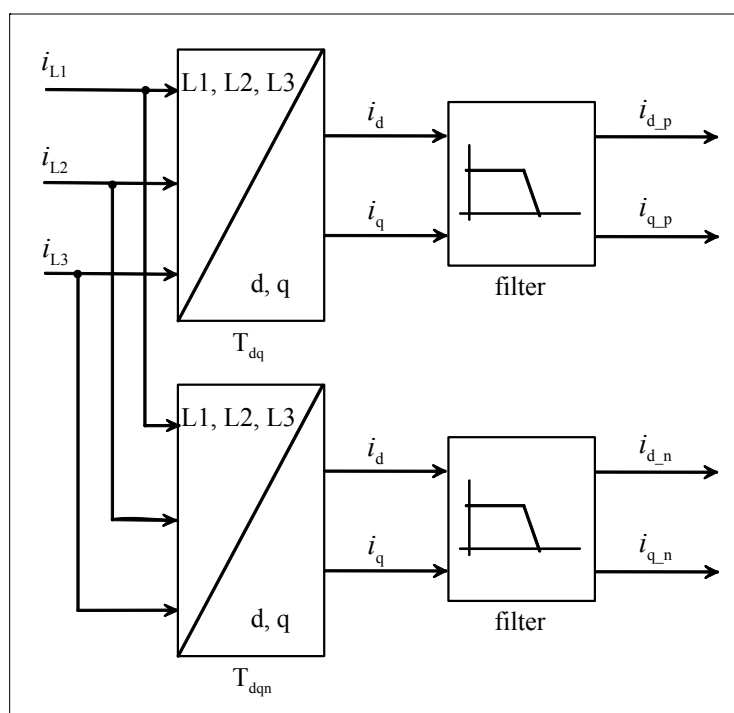
$$\mathbf{T}_{dq^n} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Spremenjeno matriko uporabimo za transformacijo trifaznih tokov, podanih z enačbo (4.5). Dobimo naslednji rezultat:

$$\begin{aligned} i_d &= I_n \cos(\phi_n) + I_p \cos(2\omega t + \phi_p) \\ i_q &= I_n \sin(\phi_n) - I_p \sin(2\omega t + \phi_p) \end{aligned} \quad (4.8)$$

Vidimo, da je s spremenjeno transformacijsko matriko  $\mathbf{T}_{dq}$  negativni sistem toka transformiran v enosmerni veličino, pozitivni sistem toka pa v harmonsko komponento dvojne frekvence. Enosmerno komponento signala, ki predstavlja osnovno komponento negativnega sistema, dobimo z uporabo nizko-pasovnega filtra.

Z uporabo transformacijskih matrik  $\mathbf{T}_{dq}$  in  $\mathbf{T}_{dq^*}$  ter z ustreznim filtriranjem transformiranih veličin pretvorimo tako pozitivni kot tudi negativni sistem tokov sinhronske frekvence v enosmerne veličine, ki jih bomo uporabili kot regulirane veličine v regulacijske sistemu. Celotna shema določanja tokovnih komponent izgleda takole:



Slika 4.2: Računanje pozitivnega in negativnega sistema tokov v d-q koordinatnem sistemu.

Predstavljeno shemo določanja komponent pozitivnega in negativnega sistema seveda lahko uporabimo tudi za napetosti.

Na osnovi predstavljenega načina določanja veličin pozitivnega ter negativnega sistema lahko razvijemo matematični model statičnega pretvornika v nesimetričnih razmerah.

## 4.2. Matematični model

V tem poglavju bo razvit matematični model statičnega kompenzatorja, ki bo opisoval delovanje naprave v simetričnih ter tudi nesimetričnih razmerah. Matematični model lahko v razdelimo na tri dele:

- prvi del opisuje delovanje veličin pozitivnega sistema,
- drugi del opisuje delovanje veličin negativnega sistema,
- tretji del pa opisuje enosmerni tokokrog.

Povezavo med enosmerno in izmenično stranjo kompenzatorja podaja stikalna funkcija.

Matematični model bo zapisan v d-q koordinatnem sistemu, kjer bo za transformacijo veličin pozitivnega sistema uporabljena klasična transformacijska matrika  $\mathbf{T}_{dq}$ , za transformacijo negativnega sistema pa modificirana matrika  $\mathbf{T}_{dq_n}$ , ki jo podaja izraz (4.7).

Že v poglavju 3.1 smo ugotovili, da zahteva po ločeni regulaciji pozitivnega in negativnega sistema pogojuje nesimetrično stikalno funkcijo, ki smo jo zapisali z izrazom (3.1). Zapisana stikalna funkcija je sestavljena iz vsote pozitivnega in negativnega sistema proženja:

$$\begin{bmatrix} S_{L1}(t) \\ S_{L2}(t) \\ S_{L3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{L1_p}(t) \\ S_{L2_p}(t) \\ S_{L3_p}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{L1_n}(t) \\ S_{L2_n}(t) \\ S_{L3_n}(t) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Upoštevajoč transformacijski matriki  $\mathbf{T}_{dq}$  in  $\mathbf{T}_{dq_n}$  stikalno funkcijo pretvorimo v d-q koordinatni sistem in dobimo stikalno funkcijo, ki opisuje prenos napetosti enosmernega kondenzatorja na izmenično stran pretvornika:

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{d_p} \\ S_{q_p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{d_n} \\ S_{q_n} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Posamezne sumande podajata izraza (4.11) in (4.12).

$$\begin{bmatrix} S_{d_p} \\ S_{q_p} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} S_{L1_p} \\ S_{L2_p} \\ S_{L3_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_p \cos \delta \\ m_p \sin \delta \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\begin{bmatrix} S_{d_n} \\ S_{q_n} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq_n} \begin{bmatrix} S_{L1_n} \\ S_{L2_n} \\ S_{L3_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_n \cos \varphi \\ m_n \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Že na osnovi zapisane stikalne funkcije lahko razberemo, da bo imel kompenzator štiri proste parametre za regulacijo veličin, to sta to  $m_p$  in  $\delta$  za pozitivni sistem in  $m_n$  in  $\varphi$  za negativni sistem. S prostima parametroma pozitivnega sistema bomo regulirali jalov tok pozitivnega sistema ter preko delovne komponente toka vzdrževali konstantno napetost na enosmernem kondenzatorju. S prostima parametroma negativnega sistema pa bomo regulirali tako jalov kot tudi delovni tok negativnega sistema.

V kolikor se omejimo na tisti del matematičnega modela, ki opisuje izmenični del statičnega kompenzatorja, lahko glede na identično obliko stikalne funkcije tako za pozitivni kot tudi za negativni sistem zaključimo, da bosta tudi zapisa matematičnega modela za pozitivni in negativni sistem imela enako obliko.

Pri opisu enosmerne dela statičnega kompenzatorja moramo upoštevati, da k enosmernemu toku prispevajo tako tokovi pozitivnega kot tudi negativnega sistema in jih zaradi tega ne moremo več obravnavati ločeno. V stikalni funkciji, ki podaja povezavo med izmeničnimi tokovi in tokom na

enosmerni strani, moramo zajeti tudi povezavo med pozitivnim in negativnim sistemom veličin. Po zgledu enačbe (2.9) zapišimo izraz za splošen tok na enosmerni strani kompenzatorja:

$$i_{dc} = k_p S_{L1} i_{L1} + k_p S_{L2} i_{L2} + k_p S_{L3} i_{L3} \quad (4.13)$$

Enačbo (4.13) nadalje zapišemo v matrični obliki in pri tem upoštevamo, da tako stikalno funkcijo, kot tudi fazni tok sestavljata komponenta pozitivnega in komponenta negativnega sistema. V enačbo (4.13) vstavimo izraz (4.9) in dobimo:

$$i_{dc} = k_p \begin{bmatrix} S_{L1} & S_{L2} & S_{L3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} = k_p \begin{bmatrix} S_{L1_p} + S_{L1_n} & S_{L2_p} + S_{L2_n} & S_{L3_p} + S_{L3_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1_p} + i_{L1_n} \\ i_{L2_p} + i_{L2_n} \\ i_{L3_p} + i_{L3_n} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Za izpeljavo matematičnega modela kompenzatorja moramo enačbo (4.14) pretvoriti v d-q koordinatni sistem. Pri tem moramo upoštevati, da je za transformacijo faznih tokov pozitivnega sistema uporabljena transformacijska matrika  $\mathbf{T}_{dq}$ , za transformacijo faznih tokov negativnega sistema pa transformacijska matrika  $\mathbf{T}_{dqn}$ . Tok na enosmerni strani kompenzatorja zapišimo v d-q koordinatnem sistemu:

$$i_{dc} = k_p \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} S_{L1_p} + S_{L1_n} & S_{L2_p} + S_{L2_n} & S_{L3_p} + S_{L3_n} \end{bmatrix} \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} i_{L1_p} \\ i_{L2_p} \\ i_{L3_p} \end{bmatrix} + \\ + k_p \mathbf{T}_{dqn} \begin{bmatrix} S_{L1_p} + S_{L1_n} & S_{L2_p} + S_{L2_n} & S_{L3_p} + S_{L3_n} \end{bmatrix} \mathbf{T}_{dqn} \begin{bmatrix} i_{L1_n} \\ i_{L2_n} \\ i_{L3_n} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Po pretvorbi dobimo:

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} S_{d_p} + S_{d_{n2}} & S_{q_p} + S_{q_{n2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_p} \\ i_{q_p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{d_{p2}} + S_{d_n} & S_{q_{p2}} + S_{q_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_n} \\ i_{q_n} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Stikalne funkcije  $S_{d_p}$ ,  $S_{q_p}$ ,  $S_{d_n}$  in  $S_{q_n}$  podajata že enačbi (4.11) in (4.12). Stikalne funkcije  $S_{d_{p2}}$ ,  $S_{q_{p2}}$ ,  $S_{d_{n2}}$  in  $S_{q_{n2}}$  pa podajajo povezavo med pozitivnim sistemom proženja in negativnim sistemom tokov ter povezavo med negativnim sistemom proženja in pozitivnim sistemom tokov. Podajata jih enačbi (4.17) in (4.18).

$$\begin{bmatrix} S_{d_{p2}} \\ S_{q_{p2}} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dqn} \begin{bmatrix} S_{L1_p} \\ S_{L2_p} \\ S_{L3_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_p \cos(2\omega t + \delta) \\ -m_p \sin(2\omega t + \delta) \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} S_{d_{n2}} \\ S_{q_{n2}} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dqn} \begin{bmatrix} S_{L1_n} \\ S_{L2_n} \\ S_{L3_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_n \cos(2\omega t + \varphi) \\ -m_n \sin(2\omega t + \varphi) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Enačba (4.16) opisuje dejansko stanje v nesimetričnih razmerah, kjer se kot posledica nesimetrij na enosmerni strani pojavi poleg enosmerne komponente toka (in posledično napetosti) še komponenta z dvojno sinhronsko frekvenco. Harmonsko komponento moramo seveda upoštevati pri načrtovanju naprave, za samo delovanje regulatorjev pa ni relevantna. Pri regulaciji napetosti na kondenzatorju nas

namreč zanima le vrednost enosmerne komponente, saj je vpliv harmonske komponente z uporabo kompenzacije napetosti na kondenzatorju izločen. Druga harmonska komponenta na kondenzatorju se pojavi kot posledica interakcije med pozitivnim sistemom stikalne funkcije in negativnim sistemom toka ter med negativnim sistemom stikalne funkcije in pozitivnim sistemom toka. Ta interakcija je zajeta v stikalni funkciji, in sicer s členi  $S_{d,p2}$ ,  $S_{q,p2}$ ,  $S_{d,n2}$  in  $S_{q,n2}$ . Za namen izpeljave regulacijskega algoritma lahko te člene izpustimo in zapišemo poenostavljeno enačbo za enosmerni tok:

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} S_{d,p} & S_{q,p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,p} \\ i_{q,p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{d,n} & S_{q,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,n} \\ i_{q,n} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

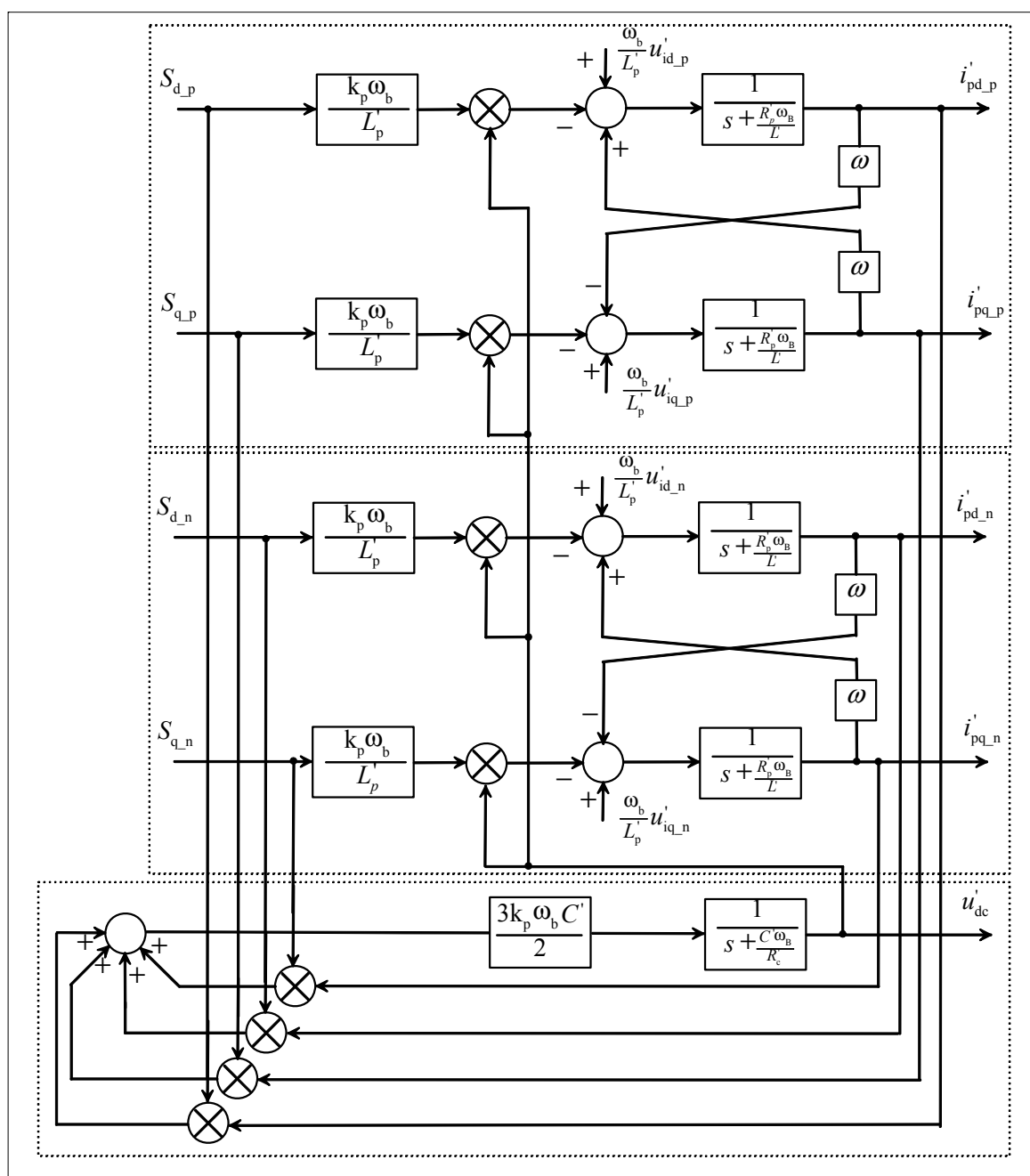
Sedaj lahko posamezne segmente matematičnega modela sestavimo v skupno celoto. Pri tem upoštevamo dosedanje ugotovitve. Sistem enačb, ki opisuje negativni sistem izmeničnega dela kompenzatorja, je po obliki enak sistemu enačb, ki opisuje pozitivni sistem izmeničnega dela kompenzatorja. Matematični model za pozitivni sistem veličin je bil izpeljan v poglavju 2.2.4 in ga podaja enačba (2.31). Povezavo med napetostjo na enosmerni strani kompenzatorja in napetostjo na izmenični strani kompenzatorja podaja stikalna funkcija (4.10). Povezavo med izmeničnimi tokovi in tokom na enosmerni strani pa zajema izraz (4.19). Pri tem ne smemo pozabiti na dejstvo, da bo izpeljani matematični model opisoval delovanje kompenzatorja zgolj v primeru, ko izmenične veličine vsebujejo le komponente pozitivnega in negativnega sistema s sinhronsko frekvenco, torej brez harmonskih komponent. Take obratovalne razmere zagotovimo s kompenzacijo napetosti na enosmernem kondenzatorju, ki smo jo opisali v poglavju 3.3, in s predpostavko, da omrežna napetost ni harmonsko popačena. Izraz (4.20) podaja celoten matematični model pretvornika za obratovanje v nesimetričnih razmerah.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{pd,p} \\ i'_{pq,p} \\ i'_{pd,n} \\ i'_{pq,n} \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & \omega & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{d,p} \\ -\omega & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{q,p} \\ 0 & 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & \omega & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{d,n} \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{q,n} \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{d,p} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{q,p} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{d,n} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{q,n} & \frac{-C' \omega_B}{R'_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd,p} \\ i'_{pq,p} \\ i'_{pd,n} \\ i'_{pq,n} \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id,p} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq,p} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id,n} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq,n} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Zapisani matematični model statičnega kompenzatorja ponuja še dodatno interpretacijo delovanja. Celotno napravo lahko namreč obravnavamo, kot bi bila sestavljena iz dveh vzporedno vezanih napetostnih pretvornikov s skupnim enosmernim delom. Pri tem en pretvornik regulira delovni in jalov tok negativnega sistema med kompenzatorjem in omrežjem, drug pretvornik pa regulira jalov tok pozitivnega sistema in napetost na enosmernem kondenzatorju (preko izmenjave delovnega toka pozitivnega sistema z omrežjem).

Na sliki 4.3 je shematsko prikazan matematični model statičnega kompenzatorja. Shema je razdeljena na tri med seboj povezane dele, in sicer na del, ki regulira pozitivni sistem tokov, na del, ki regulira negativni sistem tokov, in na enosmerni del, ki opisuje tokokrog na enosmerni strani pretvornika. Povezavo med opisanimi deli tvori stikalna funkcija.

Predstavljen matematični model tvori osnovo za razvoj regulacijskega algoritma naprave v naslednjem poglavju.



Slika 4.3: Matematični model statičnega kompenzatorja za obratovanje v nesimetričnih razmerah.

### 4.3. Regulacijski sistem

Na osnovi zapisanega matematičnega modela razvijemo regulacijski algoritem statičnega kompenzatorja za obratovanje v nesimetričnih razmerah. Izpeljani matematični model omogoča ločeno obravnavo kompenzacije za pozitivni in negativen sistem tokov. Na osnovi tega modela bomo tudi regulacijski sistem zasnovali ločeno za pozitivni in negativen sistem. Regulacijski sistem bo načrtovan za obratovanje kompenzatorja s konstantno enosmerno napetostjo. Kot smo že omenili, bo uporabljena matrična enačba (4.20), kjer stikalna funkcija ne vsebuje členov z dvojno sinhronsko frekvenco, ker le-ti ne prispevajo k enosmerni napetosti na kondenzatorju.



Iz matrične enačbe (4.20) odstranimo tiste člene, ki vsebujejo nastavljive parametre (to so  $S_{d_p}$ ,  $S_{q_p}$ ,  $S_{d_n}$  in  $S_{q_n}$ ), ter člene, ki vsebujejo  $\omega$  in povezujejo tokove v d in q osi.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{pd_p} \\ i'_{pq_p} \\ i'_{pd_n} \\ i'_{pq_n} \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-C' \omega_B}{R'_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd_p} \\ i'_{pq_p} \\ i'_{pd_n} \\ i'_{pq_n} \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v'_{pd_p} \\ v'_{pq_p} \\ v'_{pd_n} \\ v'_{pq_n} \\ v_{dc} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Spremenljivke  $v'_{pd_p}$ ,  $v'_{pq_p}$ ,  $v_{dc}$ ,  $v'_{pd_n}$  in  $v'_{pq_n}$  tvorijo izhod iz splošnega regulacijskega sistema, določa pa jih naslednji sistem enačb:

$$\begin{bmatrix} v'_{pd_p} \\ v'_{pq_p} \\ v'_{pd_n} \\ v'_{pq_n} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & \frac{-k'_p \omega_B}{L'_p} S_{d_p} \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & \frac{-k'_p \omega_B}{L'_p} S_{q_p} \\ 0 & 0 & 0 & \omega & \frac{-k'_p \omega_B}{L'_p} S_{d_n} \\ 0 & 0 & -\omega & 0 & \frac{-k'_p \omega_B}{L'_p} S_{q_n} \\ \frac{3k'_p \omega_B C'}{2} S_{d_p} & \frac{3k'_p \omega_B C'}{2} S_{q_p} & \frac{3k'_p \omega_B C'}{2} S_{d_n} & \frac{3k'_p \omega_B C'}{2} S_{q_n} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd_p} \\ i'_{pq_p} \\ i'_{pd_n} \\ i'_{pq_n} \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id_p} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq_p} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id_n} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq_n} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Statični kompenzator, ki je opisan z matematičnim modelom, prikazanim na sliki 4.3, ima štiri nastavljive parametre ( $m_p$  in  $\delta$  za pozitivni sistem,  $m_n$  in  $\varphi$  za negativni sistem) in pet izhodnih spremenljivk ( $i'_{pd_p}$ ,  $i'_{pq_p}$ ,  $i'_{pd_n}$ ,  $i'_{pq_n}$  in  $u_{dc}$ ).

Ob znanih vrednostih spremenljivk  $v'_{pd_p}$ ,  $v'_{pq_p}$  in  $v_{dc}$ , iz izraza (4.22) izračunamo oba nastavljiva parametra za pozitivni sistem. Z enim parametrom reguliramo jalov tok pozitivnega sistema  $i'_{pq_p}$ , z drugim pa preko delovne komponente toka pozitivnega sistema  $i'_{pd_p}$  vzdržujemo konstantno enosmerno napetost na kondenzatorju. S pomočjo  $v'_{pd_p}$  in  $v'_{pq_p}$  določimo  $m_p$  in  $\delta$ , preko  $v_{dc}$  pa želeno vrednost delovne komponente toka pozitivnega sistema  $i'_{pd_p}$ .

Ob znanih vrednostih  $v'_{pd_n}$  in  $v'_{pq_n}$  pa izračunamo oba nastavljiva parametra za negativni sistem, kjer z enim reguliramo jalov tok negativnega sistema  $i'_{pq_n}$ , z drugim pa delovni tok negativnega sistema  $i'_{pd_n}$ .

Kot sledi iz enačbe (4.22), se pri računanju  $i'_{pd_p}$ \* upoštevajo vse tokovne komponente, tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema. Lahko bi rekli, da z delovno komponento pozitivnega sistema toka odpravljamo odstopanje napetosti na kondenzatorju, ki je posledica delovanja tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema tokov.

Iz (4.21) je tudi razvidno, da z vpeljavo novih spremenljivk dosežemo razklopitev veličin, kar izboljša karakteristiko delovanja regulatorjev.

Za rešitev enačbe (4.22) moramo poznati trenutne vrednosti tokov in napetosti v sistemu. Vendar trenutne vrednosti niso na voljo, saj moramo trenutne systemske tokove in napetost na kondenzatorju najprej filtrirati, kar vnese v merilni rezultat določeno zakasnitev. Filtriranje je potrebno tako za določitev pozitivnega in negativnega sistema tokov kot za določitev enosmerne komponente napetosti na kondenzatorju. Rešitev tega problema je bila opisana že v poglavju 2.3.1. V regulacijski algoritem

dodamo notranji matematični model pretvornika, ki aproksimira delovanje dejanskega sistema. Pri tem uporabimo matematični model, zapisan v prejšnjem poglavju, ki ga prikazuje slika 4.3. Izhod matematičnega modela so nepopačene sistemske veličine, ki jih uporabimo pri reševanju sistema enačb (4.22). Zaradi odstopanja vrednosti internega matematičnega modela od dejanskih vrednosti razklopitev ni popolna, je pa bistveno boljša kot ob uporabi zakasnjenih izmerjenih veličin in predvsem izboljša delovanje regulacijskega sistema v dinamičnih obratovalnih razmerah.

Celoten regulacijski sistem je shematsko prikazan na sliki 4.4.

Vhod v regulator predstavljajo naslednje veličine:

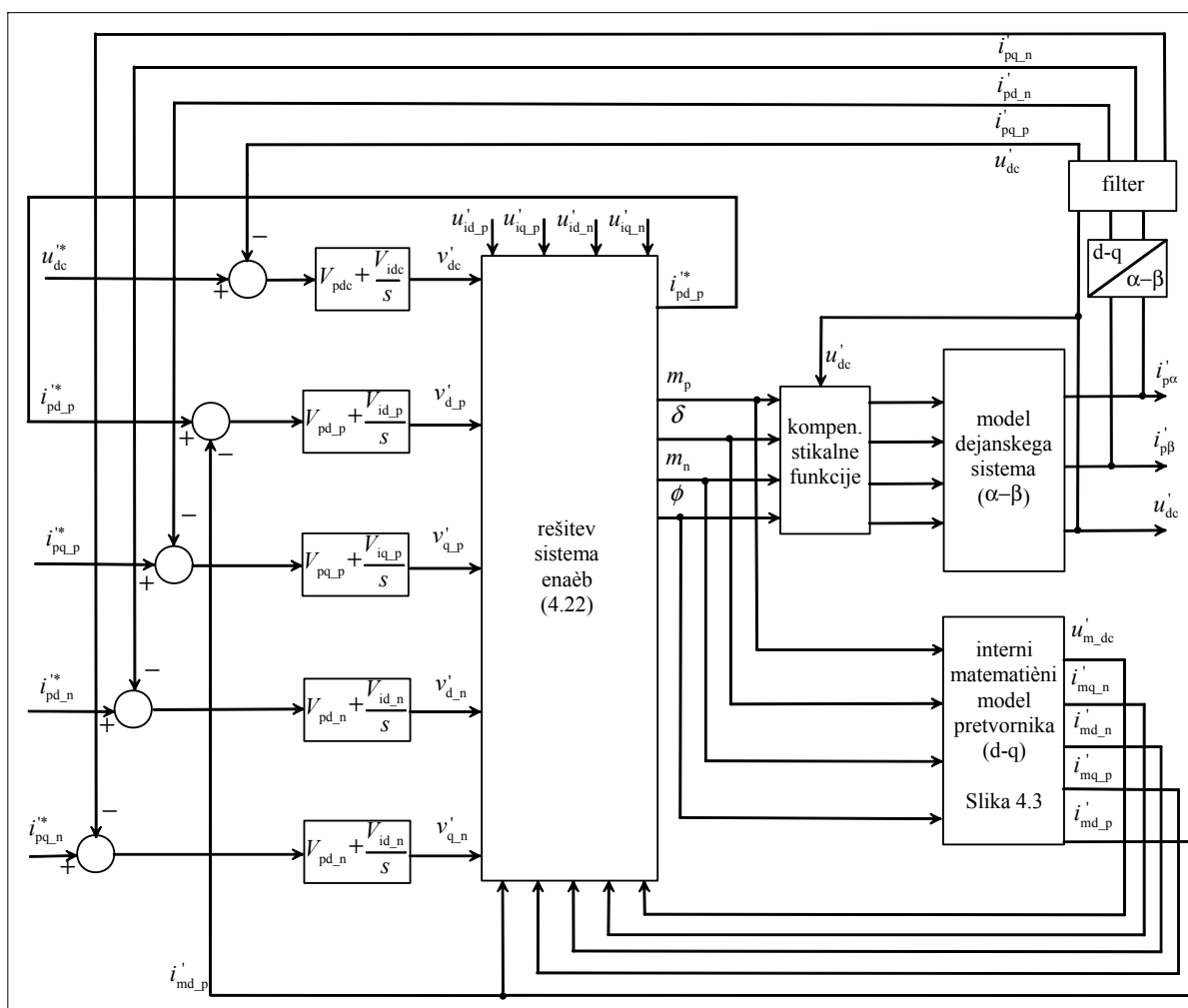
$u_{dc}^*$  želena vrednost enosmerne napetosti na kondenzatorju

$i_{pq\_p}^*$  želeni tok pozitivnega sistema v osi q

$i_{pd\_n}^*$  želeni tok negativnega sistema v osi d

$i_{pq\_n}^*$  želeni tok negativnega sistema v osi q

Za sklenitev regulacijske zanke d komponente toka pozitivnega sistema uporabimo vrednost toka internega modela, za sklenitev ostalih regulacijskih zank pa filtrirane vrednosti tokov in napetosti dejanskega sistema. Izhod iz regulatorjev tvorijo spremenljivke  $v_{pd\_p}'$ ,  $v_{pq\_p}'$ ,  $v_{dc}'$ ,  $v_{pd\_n}'$  in  $v_{pq\_n}'$ .



Slika 4.4: Regulacijski sistem statičnega kompenzatorja za regulacijo tokov pozitivnega in negativnega sistema.

#### 4.4. Simulacija delovanja

Delovanje regulacijskega algoritma statičnega kompenzatorja za obratovanje v nesimetričnih razmerah je bilo preizkušeno v programskem paketu PSCAD/EMTDC. Simuliran je bil sistem, ki je prikazan na sliki 4.4. Kot model dejanskega sistema je bil uporabljen matematični model kompenzatorja v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu (enačba (2.27)) z naslednjimi parametri in konstantami regulatorjev:

$$\begin{array}{llll}
 \omega_B = 2\pi 50 & k_p = 1/\sqrt{3} & V_{pd_p} = 750 & V_{id_p} = 7500\pi \\
 L'_p = 0,3 & R'_p = 0,03 & V_{pq_p} = 50 & V_{iq_p} = 500\pi \\
 C' = 1,0 & R'_c = 50 & V_{pdc} = 25 & V_{idc} = 500\pi \\
 & & V_{pd_n} = 30 & V_{id_n} = 300\pi \\
 & & V_{pq_n} = 30 & V_{iq_n} = 300\pi
 \end{array} \quad (4.23)$$

Interni matematični model z istimi parametri je bil zapisan v d-q koordinatnem sistemu (enačba 2.31). S pomočjo tega modela dobimo harmonsko nepopačene systemske veličine, ki jih uporabimo za izračun nastavljenih parametrov statičnega kompenzatorja in za sklenitev regulacijske zanke za delovni tok pozitivnega sistema. Za določitev pozitivnega in negativnega sistema toka moramo systemske veličine dejanskega sistema filtrirati z drsečim oknom s širino 10 ms. Enak filter je potreben tudi za določitev enosmerne komponente napetosti na kondenzatorju.

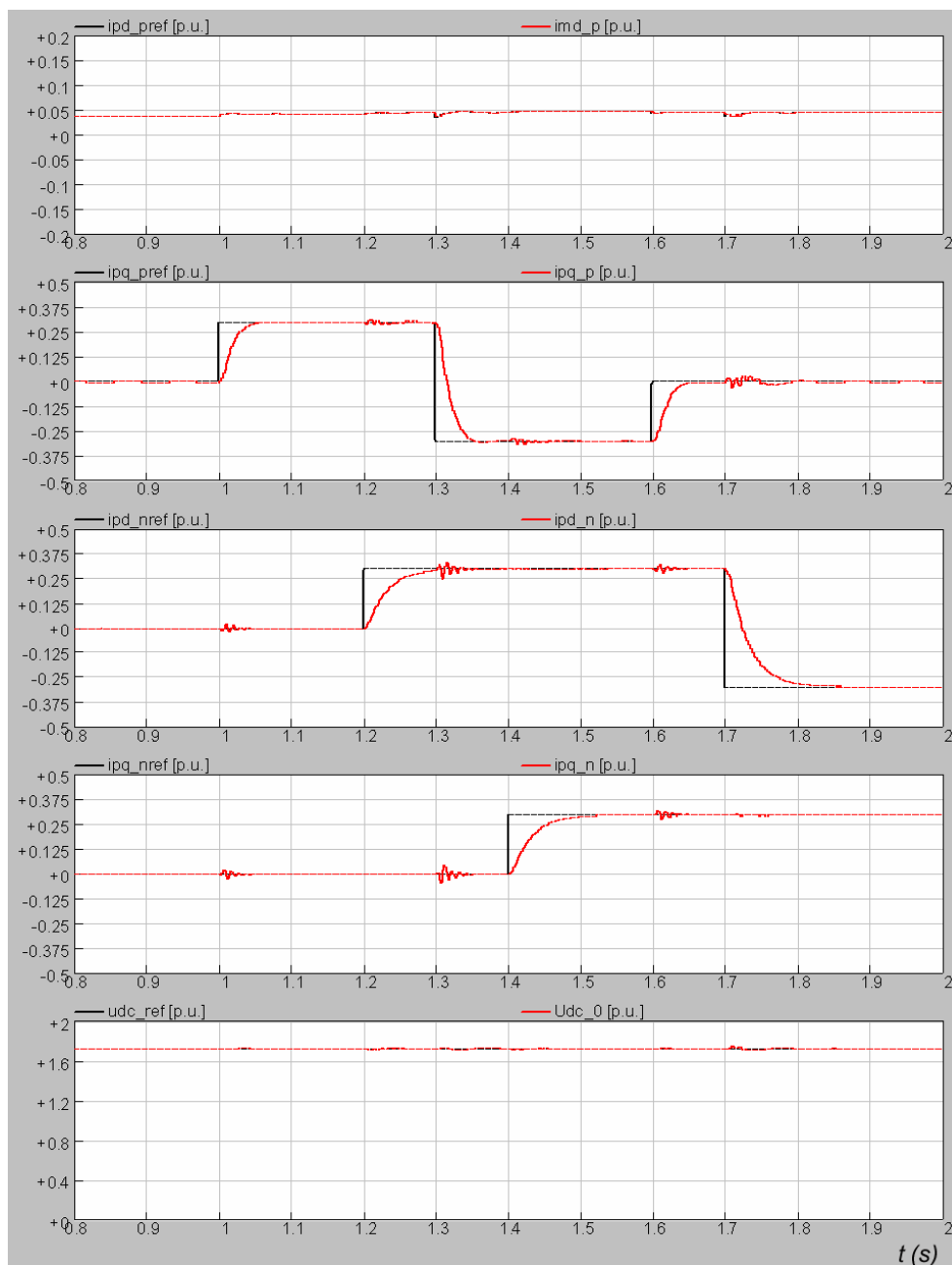
V simulacijskem modelu je bila izvedena tudi kompenzacija stikalne funkcije, s čimer preprečimo vpliv popačene napetosti na kondenzatorju na izmenično stran. Na ta način kompenzator popolnoma nemoteno obratuje z drugo harmonsko komponento na enosmerni strani, kar tudi omogoča uporabo relativno majhnega kondenzatorja.

Rezultati simulacije so prikazani na sliki 4.5, kjer so prikazane naslednje veličine:

- id\_ref, id\_p referenčna in dejanska vrednost delovnega toka pozitivnega sistema,
- iq\_ref, iq\_p referenčna in dejanska vrednost jalovega toka pozitivnega sistema,
- id\_nref, id\_n referenčna in dejanska vrednost delovnega toka negativnega sistema,
- iq\_nref, iq\_n referenčna in dejanska vrednost jalovega toka negativnega sistema,
- udc\_ref, udc\_0 referenčna in dejanska vrednost enosmerne napetosti na kondenzatorju.

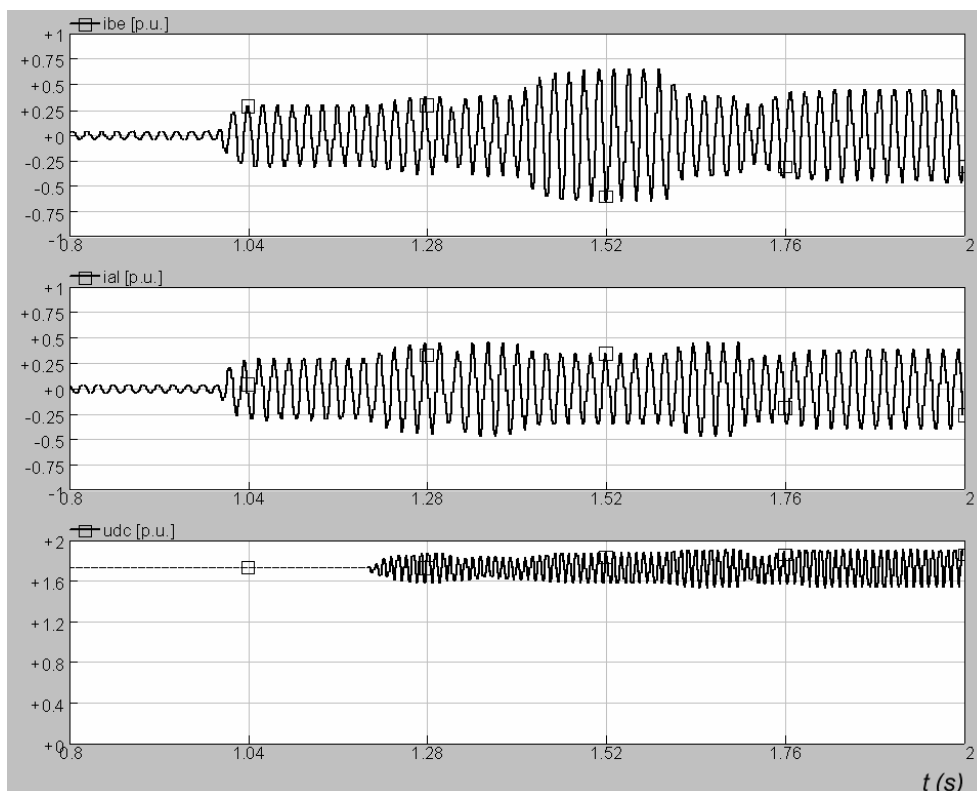
Med samo simulacijo smo spreminjali referenčne (želene) vrednosti tokov pozitivnega in negativnega sistema. Kljub velikim skočnim spremembam toka ostaja enosmerna napetost na kondenzatorju skoraj konstantna. Za samo dinamiko sistema bi lahko rekli, da je zadovoljiva in popolnoma ustreza namenu obratovanj statičnega kompenzatorja. Pri tem velja omeniti, da je bila za pozitivni sistem veličin uporabljena večja hitrost regulacije kot za negativni negativnega sistema.

Iz potekov sistemskih tokov vidimo, da razklopitev tokovnih komponent v dinamičnih razmerah ni popolna, kar je posledica uporabe veličin internega matematičnega modela pri razklopitvi. Interni matematični model je sicer dobra aproksimacija dejanskega sistema, zato je tudi vpliv sklopitvenosti majhen.



Slika 4.5: Rezultati simulacije matematičnega modela statičnega kompenzatorja - dejanske in referenčne vrednosti.

Slika 4.6 prikazuje trenutni potek veličin na izhodu matematičnega modela dejanskega sistema. Prikazani so tokovi v  $\alpha$ - in  $\beta$ -osi ( $i_{\alpha}$  in  $i_{\beta}$  na sliki 4.5) ter potek napetosti na kondenzatorju  $u_{dc}$ . Vse veličine so podane v p.u. sistemu. Iz grafa napetosti na kondenzatorju vidimo, da se v trenutku, ko začne naprava izmenjevati z omrežjem tok negativnega sistema, pojavi na kondenzatorju druga harmonska komponenta napetosti. Kljub temu enosmerna komponenta napetosti sledi referenčni vrednosti.



Slika 4.6: Trenutni potek veličin.

#### 4.4.1. Izmenjava moči med kompenzatorjem in omrežjem

Za boljši vpogled v delovanje statičnega kompenzatorja si oglejmo še izmenjavo moči med kompenzatorjem in omrežjem [25, 26]. Na mestu priključitve kompenzatorja na omrežje predpostavimo fazne napetosti, ki jih sestavljata pozitivna in negativna napetostna komponenta:

$$\begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L3} \end{bmatrix} = U_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) \\ \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \delta) \\ \cos(\omega_0 t + \delta + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \delta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

V enačbi je  $U_p$  temenska vrednost pozitivnega sistema toka,  $U_n$  pa temenska vrednost negativnega sistema toka. Fazni kot  $\delta$  predstavlja fazni zamik negativnega sistema napetosti glede na pozitivnega.

Med kompenzatorjem in omrežjem tečejo naslednji nesimetrični tokovi:

$$\begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} = I_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \rho) \\ \cos(\omega_0 t + \rho - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \rho + 2\pi/3) \end{bmatrix} + I_n \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \varphi) \\ \cos(\omega_0 t + \varphi + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \varphi - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$I_p$  in  $I_n$  sta temenski vrednosti pozitivnega in negativnega sistema toka, koda  $\rho$  in  $\varphi$  pa sta fazna zamika glede na pozitivni sistem napetosti.

Tokove in napetosti zapišemo v matrični obliki in jih transformiramo v d-q koordinatni sistem, kot je zapisano v enačbi (2.16).

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{dq} &= \mathbf{T}_{dq} \mathbf{i}_L \\ \mathbf{u}_{dq} &= \mathbf{T}_{dq} \mathbf{u}_L \end{aligned} \quad (4.26)$$

Trenutno delovno moč  $p$  in trenutno jalovo moč  $q$  izračunamo s pomočjo obrazcev, znanih že iz poglavja 2.2.2:

$$p = \frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q) = \frac{3}{2} [I_p U_p \cos(\rho) + I_n U_n \cos(\delta - \varphi) + I_p U_n \cos(\delta + \rho + 2\omega_0 t) + I_n U_p \cos(\varphi + 2\omega_0 t)] \quad (4.27)$$

$$q = \frac{3}{2}(u_d i_q - u_q i_d) = \frac{3}{2} [I_p U_p \sin(\rho) + I_n U_n \sin(\delta - \varphi) + I_p U_n \sin(\delta + \rho + 2\omega_0 t) - I_n U_p \sin(\varphi + 2\omega_0 t)] \quad (4.28)$$

Iz izrazov (4.27) in (4.28) ugotovimo, da se kot posledica nesimetričnega sistema tokov in/ali napetosti v trenutni delovni in jalovi moči pojavi izmenična komponenta z dvojno sinhronsko frekvenco.

S stališča statičnega kompenzatorja je izmenjava jalove moči pogojena zgolj z dimenzioniranjem kompenzatorja, medtem ko igra kondenzator na enosmerni strani manjšo vlogo. Na drugi strani pa je sposobnost izmenjave delovne moči omejena s kapacitivnostjo omenjenega kondenzatorja. Trenutno delovno moč lahko glede na enačbo (4.28) zapišemo kot vsoto štirih členov. Pri tem sta dva člena enosmerni veličini, dva pa izmenični z dvojno frekvenco:

$$p = \bar{p}_p + \bar{p}_n + \tilde{p}_{pn} + \tilde{p}_{pn} \quad (4.29)$$

Členi z indeksom  $p$  so posledica pozitivnega sistema tokov in napetosti, členi z indeksom  $n$  so produkt negativnega sistema tokov in napetosti, členi z indeksom  $pn$  oz.  $np$  pa so produkt veličin pozitivnega in negativnega sistema.

Oba izmenična člena v enačbi (4.29) (oz. v enačbi (4.27)) povzročita nastanek druge harmonske komponente na kondenzatorju. Ker pa imata ta dva člena povprečno vrednost enako nič, bi njun vpliv na kondenzatorsko napetost lahko kompenzirali s kondenzatorjem, ki ima dovolj veliko kapaciteto, da lahko uskladišči energijo polovice periode. Kljub temu pa izmenična komponenta delovne moči ne povzroča spremembe enosmerne napetosti na kondenzatorju in lahko uporabimo ustrezno manjši kondenzator, ki prenese izmenično komponento napetosti. Enosmerni člen  $\bar{p}_n$  je posledica hkratne prisotnosti nesimetrije v napetosti in toku in ga lahko zagotovimo z ustrezno izmenjavo moči pozitivnega sistema, ki jo predstavlja člen  $\bar{p}_p$ .

Zaključimo lahko z ugotovitvijo, da predstavljeni statični kompenzator, skupaj z regulacijskim algoritmom, omogoča tako izmenjavo jalove moči z omrežjem kot tudi tistega dela delovne moči, ki je posledica nesimetrije v omrežni napetosti ali toku. Pri tem lahko še vedno uporabimo relativno majhen kondenzator, kar ima za posledico predvsem drugo harmonsko komponento napetosti na enosmerni strani pretvornika, katere vpliv moramo v regulacijskem algoritmu ustrezno kompenzirati. Kompenzacijo popačene napetosti na kondenzatorju izvedemo z modulacijo stikalne funkcije.

## 5. SIMULACIJA DELOVANJA NATANČNEGA MODELA

V dosedanjih izpeljavah smo poskušali statični kompenzator opisati z matematičnim modelom, na osnovi katerega smo razvili regulacijski sistem naprave. Pri matematičnem modelu naprave je napetostni pretvornik predstavljen kot sinusni napetostni vir, katerega napetost je odvisna od napetosti na kondenzatorju. V tem poglavju bomo delovanje regulacijskega sistema preverili na natančnejšem modelu naprave, ki temelji na modeliranju napetostnega pretvornika z modeli polprevodniških stikal, ki jih prožimo z ustreznim algoritmom generiranja prožilnih pulzov. V začetki poglavja je najprej predstavljenih nekaj splošnih dejstev v zvezi z modeliranjem naprav močnostne elektrotehnike v programih za digitalno simulacijo, s poudarkom na lastnostih uporabljenega programa, t.j. programskega paketa PSCAD/EMTDC [27, 28].

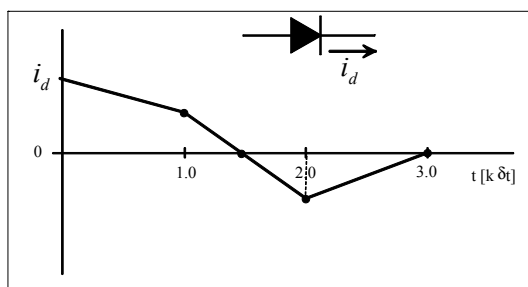
### 5.1. Modeliranje omrežij in naprav v programih za digitalno simulacijo

Natančnejše modeliranje naprav močnostne elektronike je nujno za preučevanje harmonskega popačenja, interakcije med polprevodniško napravo in omrežjem ter obnašanja regulacijskega sistema [29, 30]. Za ovrednotenje tranzientnega delovanja sistemov močnostne elektronike moramo poleg same naprave natančno modelirati tudi nadzorne in regulacijske zanke, skupaj z detajlnim modeliranjem signalov ter prožilnih pulzov. V tem razdelku se bomo osredotočili predvsem na napetostni pretvornik kot osrednji gradnik sodobnih kompenzacijskih naprav.

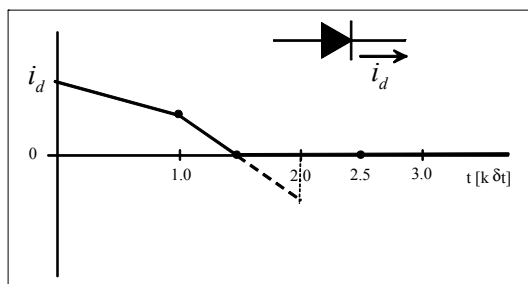
Osnovo vsakega programa za digitalno simulacijo predstavlja zapis električnega vezja v obliki sistema diferencialnih enačb, ki jih program nato numerično rešuje. V PSCAD-u se vse kapacitivnosti in induktivnosti v vezju nadomestijo z vzporedno vezavo upora in tokovnega vira. Na osnovi konfiguracije vezja se generira matrična enačba, ki predstavlja sistem diferencialnih enačb. Sistem se rešuje z numerično integracijo po trapezni metodi. Numerično reševanje enačb poteka korakačno v določenih časovnih intervalih in omejuje natančnost dobljenih rešitev. Numerična natančnost je še posebej pomembna pri polprevodniških stikalih, ki neprestano spreminjajo svoje prevodno stanje. Pri programih, ki uporabljajo fiksni časovni interval, lahko pride do preklopa stikala samo v času, ki je večkratnik časovnega koraka. Ta pomanjkljivost lahko doprinese generiranje nekarakterističnih harmonikov in napetostnih konic v numerični rezultat. Problem natančnosti bi sicer lahko reševali s krajšanjem časovnega intervala, vendar ta rešitev precej zmanjša hitrost simulacije. Drugo rešitev predstavlja uporaba variabilnega časovnega intervala, kjer z interpolacijo določimo točen čas preklopa polprevodniškega stikala med dvema časovnima korakoma. Ta rešitev se je izkazala za natančnejšo in precej hitrejšo od zmanjševanja časovnega koraka.

#### Interpolacija

Delovanje algoritma za interpolacijo najlažje prikažemo na primeru delovanja diode. Na sliki 5.1 je prikazan prekop diode ob uporabi fiksnega časovnega koraka (brez interpolacije). Tok skozi diodo spremeni smer nekje med časovnima intervaloma  $\Delta t$  in  $2\Delta t$ , vendar zaradi diskretne narave časovnega intervala pride do izklopa šele v času  $2\Delta t$ , tako da tok pade na nič šele v intervalu  $3\Delta t$ . Slika 5.2 ravno tako prikazuje prekop diode, tokrat z uporabo interpolacije. Program tako kot v prejšnjem primeru izračuna rešitev za intervala  $\Delta t$  in  $2\Delta t$ , vendar med obema intervaloma detektira prehod toka skozi nič. Z linearno interpolacijo toka med intervaloma izračuna čas odklopa  $1,5\Delta t$ . Temu sledi interpolacija vseh rešitev trapeznega izračuna v čas  $1,5\Delta t$ . Proces se nadaljuje z normalnim časovnim korakom  $\Delta t$ , tako da je naslednja rešitev izračunana za čas  $2,5\Delta t$ . Sledi še ena interpolacija rezultatov, in sicer med časom  $1,5\Delta t$  in  $2,5\Delta t$ , ki vrne rezultata za čas  $2\Delta t$ . Reševanje se nato nadaljuje s fiksnim časovnim korakom.



Slika 5.1: Simuliran preklon diode ob fiksnem časovnem koraku.



Slika 5.2: Simuliran preklon diode z uporabo interpolacije.

Numerično reševanje z interpolacijo prinaša sledeče prednosti:

- omogoča uporabo daljših časovnih intervalov brez izgube natančnosti rešitev,
- stikalni pretvorniki generirajo harmonike, ki so teoretično predvideni,
- prepreči generiranje napetostnih konic,
- prepreči nastanek numeričnih nestabilnosti, kot posledic polprevodniških stikal, ki se nahajajo blizu drugo drugemu.

### Numerične oscilacije

Numerične oscilacije so posledica uporabljene metode reševanja integrala in se kažejo kot oscilacije tokov ali napetosti, ki niso posledica delovanja električnega vezja, in spreminjajo smer v vsakem časovnem intervalu. Oscilacije navadno povzroči nenadna sprememba veličine, kot jo na primer povzroči preklon stikalnega elementa. Simulacijski program mora tako vsebovati algoritem za detekcijo in odpravo taki oscilacij.

### Idealne veje

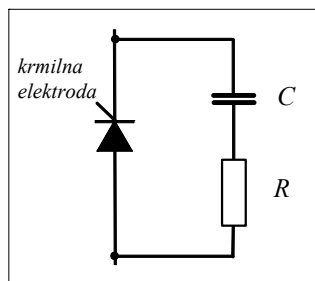
Idealne veje so veje z nično impedanco, kot npr. idealni kratek stik ali idealno stikalo v prevodnem stanju. Standardni algoritmi za simulacijo tranzientnih pojavov idealnih vej navadno ne dopuščajo, saj nična impedanca pomeni neskončno admitanco, kar vodi do numeričnih problemov pri reševanju enačb. V nasprotju s tem programski paket PSCAD/EMTDC tu omogoča uporabo idealnih vej.

#### 5.1.1. Modeliranje polprevodniških elementov

Polprevodniška stikala (dioda, navadni tiristor, IGBT in GTO) so modelirana kot stikalo z vzporedno priključenim RC členom za omejevanje prenapetosti na stikalu. Vsa omenjena polprevodniška stikala imajo podobno funkcionalnost in karakteristike, razlikujejo pa se predvsem glede na možnost vklopa in izklopa. Stikalnemu elementu določimo upornosti v prevodnem in zapornem ( $R_{pre}$  in  $R_{zap}$ ) stanju ter vrednosti elementov RC člena. Za natančno modeliranje polprevodniških stikal moramo predvsem



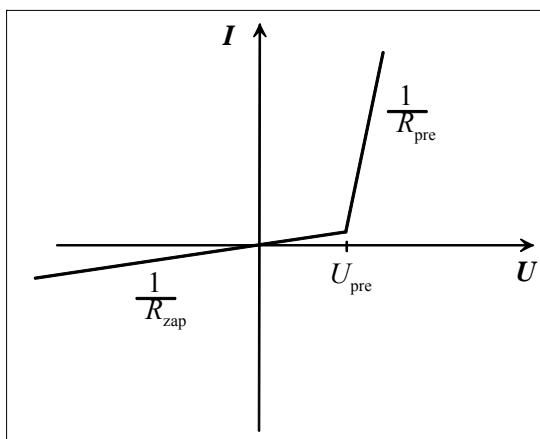
poznati izgube elementa v prevodnem stanju, ki jih moramo dobiti od proizvajalca elementa. Tudi dimenzioniranje RC člena bi moralo temeljiti na karakteristikah dejanskega elementa. Pri vzporedni vezavi diode in GTO-ja ali IGBT-ja navadno lahko uporabimo le eno dušilno vezje. Kljub vsemu lahko polprevodniške elemente ob uporabi interpolacije učinkovito modeliramo tudi brez uporaba RC člena. Nasprotno pa moramo pri programih, ki uporabljajo fiksni časovni korak, uporabiti fiktivno RC dušilno vezje, da zagotovimo stabilnost simulacije. Drugo rešitev seveda predstavlja še krajšanje časovnega koraka integracije. V nadaljevanju bo predstavljeno modeliranje najpogosteje uporabljenih polprevodniških stikal.



Slika 5.3: Splošni model polprevodniškega stikala.

### 5.1.1.1 Dioda

Prevodno in zaporno stanje diode pogojujejo napetostne razmere v vezju in ne potrebuje zunanjega proženja. Za začetek prevajanja mora biti dioda polarizirana v prevodni smeri, napetost pa mora preseči definirano vrednost  $U_{pre}$ . Dioda neha prevajati, ko tok upade na nič, in ostane v zapornem stanju, dokler je polarizirana v zaporni smeri. Tako za vklop kot za izklop elementa je uporabljena interpolacija. U-I karakteristiko modela diode prikazuje slika 5.4.

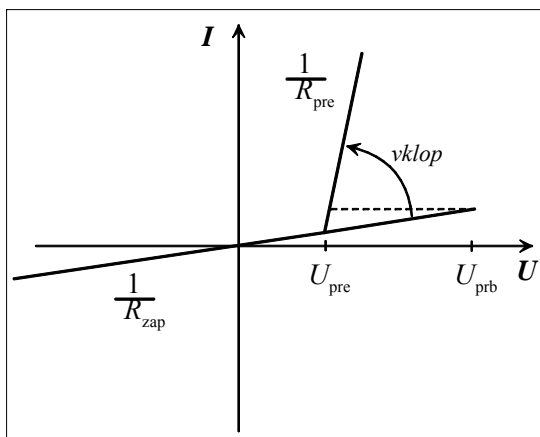


Slika 5.4: U-I karakteristika diode.

### 5.1.1.2 Tiristor

Za vklop in izklop tiristorja je potreben prožilni pulz na krmilni elektrodi tiristorja. Krmilne pulze moramo generirati v zunanjem prožilnem vezju. Za vklop mora biti element polariziran v prevodni smeri z napetostjo, večjo od  $U_{pre}$ , na krmilni elektrodi pa mora biti prisoten prožilni pulz z vrednostjo enako ena. Do vklopa pride tudi, če je napetost na elementu v prevodni smeri večja od prebojne napetosti  $U_{prb}$ . Do izklopa tiristorja pride, ko tok doseže vrednost nič. V modelu lahko določimo tudi

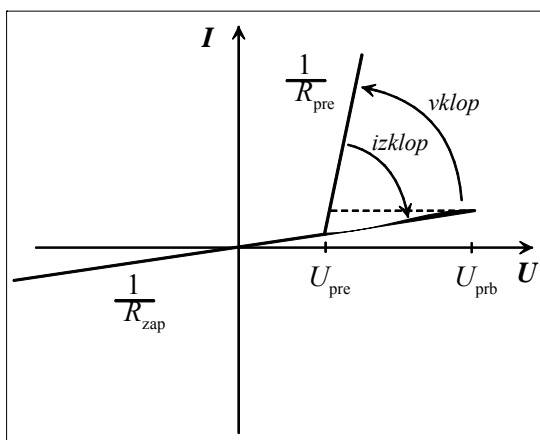
čas ugasnitve. Če po izklopu tiristorja napetost na elementu naraste čez vrednost  $U_{pre}$  preden mine čas ugasnitve, se tiristor znova vklopi, tudi če na krmilni elektrodi ni prisoten prožilni pulz. Vklon in izklop elementa sta interpolirana. U-I karakteristika tiristorja je prikazana na sliki 5.5.



Slika 5.5: U-I karakteristika tiristorja.

### 5.1.1.3 GTO in IGBT

Oba elementa vklopljamo in izklopljamo s prožilnimi pulzi na krmilni elektrodi. Karakteristika elementov je zelo podobna karakteristiki tiristorja, z razliko da lahko GTO in IGBT izklopimo s prožilnim pulzom tudi takrat, ko je element polariziran v prevodni smeri in prevaja tok. U-I karakteristiko prikazuje slika 5.6, kjer je za razliko od tiristorja dodana še možnost izklopa. Za točno določitev časa vklopa in izklopa obeh elementov se uporablja interpolacija.



Slika 5.6: U-I karakteristika IGBT-ja oz. GTO-ja.

### 5.1.2. Ponazoritev sistemov močnostne elektronike in elektroenergetskega sistema

Sistemi močnostne elektronike so pogosto precej kompleksni in vsebujejo veliko med seboj povezanih polprevodniških stikal. Če bi v programu za digitalno simulacijo hoteli detajlno modelirati in bi ponazorili vsako posamezno stikalo, bi to vodilo do kompleksnega modela, ki bi ga bilo težko simulirati. V takih primerih se pri simulaciji sistemov močnostne elektronike zatekamo k poenostavitvam, ki simulacijski model zmanjšajo na obvladljivo velikost:

- vzporedne in zaporedne vezave elementov nadomestimo z ekvivalentnim elementom

- uporabimo najenostavnejši model elementa, ki še ustreza zahtevam simulacije
- podsystem močnostne elektronike nadomestimo s krmiljenim virom
- dinamiko sistema vključimo samo kadar je to potrebno
- pri razvoju večjih modelov uporabimo modularni pristop

Vsaka poenostavitev seveda predstavlja kompromis med enostavnostjo in hitrostjo simulacije ter korektnostjo rezultatov, kar moramo pravilno ovrednotiti.

Razmere so podobne pri modeliranju elektroenergetskega sistema, ki ob natančni ponazoritvi hitro pripelje do preveč kompleksnega sistema. Tudi v tem primeru se poslužujemo poenostavitev, ki so odvisne predvsem od ciljev simulacije.

Če je cilj simulacije npr. ovrednotenje harmonskega popačenja, ki ga polprevodniška naprava vnaša v sistem, lahko dano omrežje precej poenostavimo in ga nadomestimo z enim ali več ekvivalentnimi napetostnimi viri. Ti ekvivalentni napetostni viri so recimo preko transformatorja povezani z vozliščem, kjer je priključena polprevodniška naprava, in ponazarjajo razmere, ki so prisotne v vozlišču brez delovanja naprave.

V kolikor je namen simulacije proučevanje vpliva polprevodniške naprave na priključene porabnike, moramo v model zajeti vsa občutljiva bremena, ki se nahajajo v obravnavanem sistemu.

Primer študije širjenja harmonskega popačenja po omrežju in resonančnih razmer, zahteva natančno modeliranje sistema. Ohraniti moramo osnovno topologijo omrežja ter vse glavne komponente. Upoštevati moramo tudi harmonske vire v omrežju in po potrebi tudi frekvenčno karakteristiko elementov sistema.

### 5.1.3. Ponazoritev regulacijskega sistema

Regulacijski sistem je eden izmed najpomembnejših gradnikov modela naprav močnostne elektronike. Razdelimo ga lahko na tri temeljne sestavne dele:

- zajemanje in vzorčenje veličin sistema
- procesiranje signalov in izračun referenčnih veličin
- generiranje prožilnih pulzov

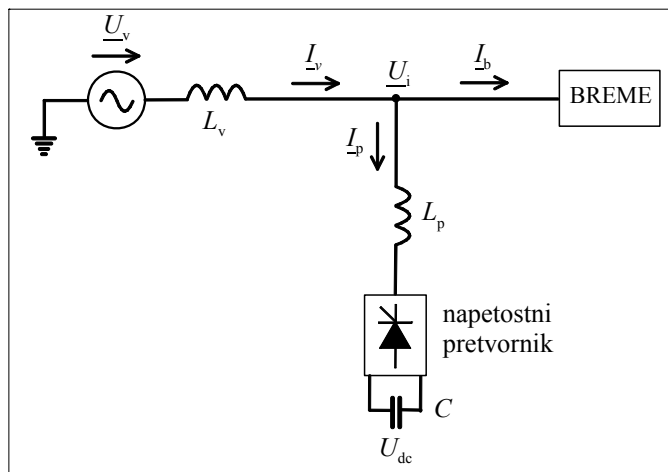
Pri modeliranju regulacijskega sistema moramo upoštevati določene smernice:

- najvišja frekvenca zajemanja signala je pogojena z izbranim časovnim korakom simulacije - pri tem moramo predvsem paziti, da izbrani korak ni prevelik v primerjavi z vzorčenjem dejanskega sistema,
- upoštevati moramo dejstvo, da v simulaciji ni zajeta zakasnitev, ki je posledica omejitev strojne in programske opreme dejanskega sistem,
- v primeru harmonsko popačenega omrežja je potrebna pazljivost pri izvedbi dovolj robustne metode sinhronizacije prožilnih pulzov na omrežje,
- upoštevati moramo omejitve polprevodniških stikal glede najvišje preklopne frekvence, ki je za določen element še dopustna. Zaradi tega preklopna frekvenca ne sme biti odvisna od integracijskega koraka, do česar lahko pride pri uporabi histerezne metode proženja.

Glede na predstavljene smernice modeliranja naprav močnostne elektronike v programih za digitalno simulacijo je bil modeliran simulacijski model statičnega kompenzatorja, s katerim bomo preverili delovanje naprave, skupaj z regulacijskim algoritmom.

## 5.2. Simulirani sistem

Poenostavljeno enopolno shemo simuliranega sistema prikazuje slika 5.7. Celotno omrežje smo nadomestili s togim napetostnim virom, ki generira napetost  $u_v$  in tok  $i_v$ . Vir vzdržuje konstantno napetost  $u_i$  na priključnem mestu porabnikov. Pri tem smo napetostni vir modelirali tako, da lahko poleg pozitivnega sistema generira tudi negativni sistem napetosti. Breme predstavlja poljubno ohmsko-induktivno breme. Na priključno mesto je preko sklopne induktivnosti priključen napetostni pretvornik s kondenzatorjem na enosmerni strani.



Slika 5.7: Poenostavljena shema simuliranega sistema.

Glavni cilj simulacije predstavlja proučitev delovanja statičnega kompenzatorja z razvitim regulacijskim algoritmom v nesimetričnih razmerah. Zaradi tega lahko tako elektroenergetsko omrežje kot tudi priključena bremena poenostavimo do največje možne mere, saj so za delovanje pretvornika odločilne le napetostne razmere v priključni točki kompenzatorja ter skupni bremenski tok priključenih bremen. Sam statični kompenzator in celoten regulacijski algoritem pa zahtevata natančno modeliranje.

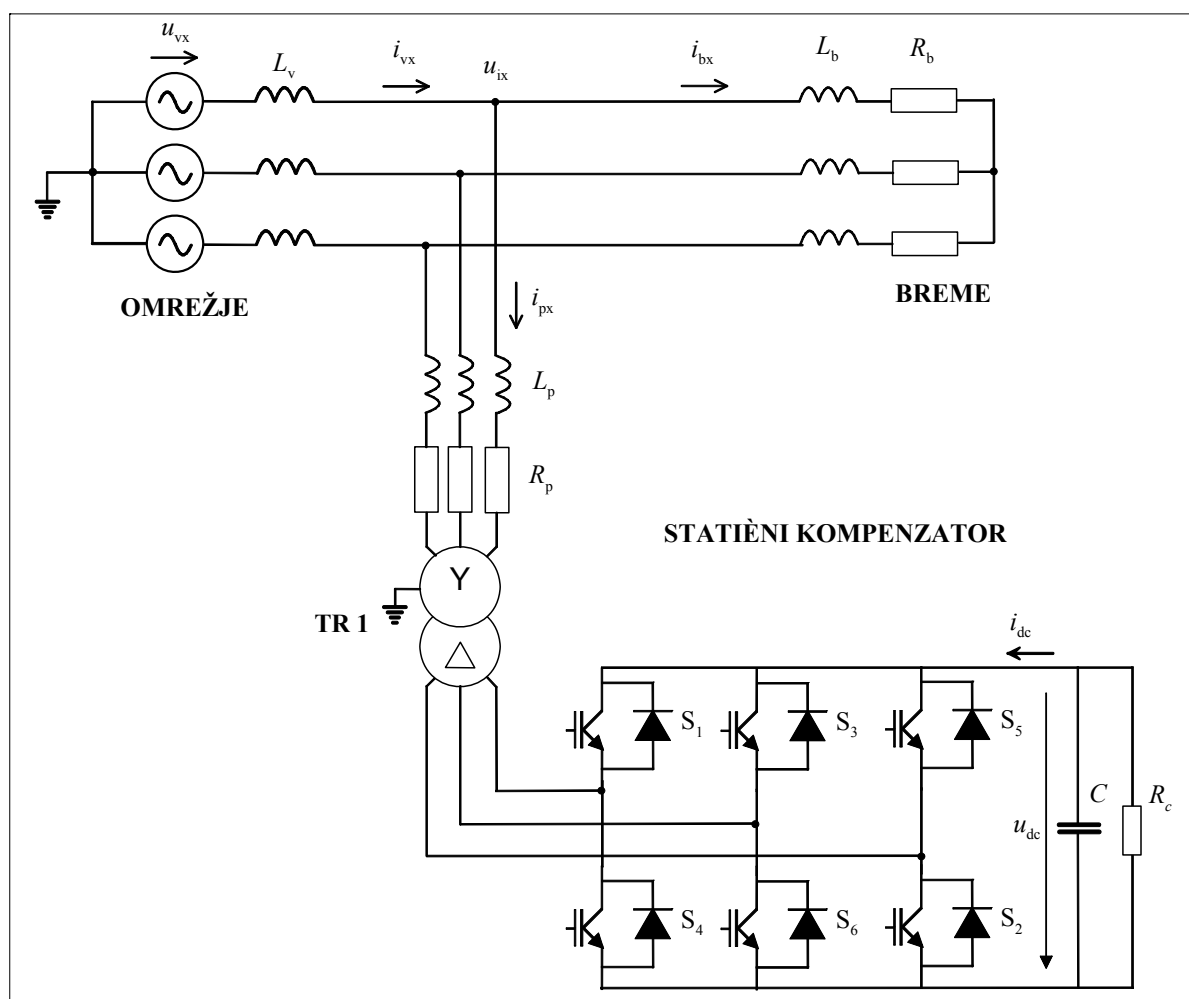
Podrobnejša slika simuliranega sistema je podana na sliki 5.8. Napetostni pretvornik je na omrežje priključen preko idealnega transformatorja TR1, ki prilagaja napetostni nivo omrežja in pretvornika. Stresana induktivnost transformatorja in ohmske izgube v bakru so zajete v induktivnosti  $L_p$  in upornosti  $R_p$ . Prestava transformatorja je določena tako, da se napetost 1,0 p.u. na strani pretvornika pretvori v napetost 1,3 p.u. na omrežni strani. Prestavo transformatorja moramo upoštevati pri določanju baznih vrednosti napetosti in toka na nizkonapetostni strani transformatorja. Sam napetostni pretvornik sestavlja šest IGBT tranzistorjev z antiparalelno priključenimi diodami v klasični 6-pulzni vezavi. Na enosmerni strani je priključen kondenzator  $C$  in vzporedno vezan ohmski upor  $R_c$ , ki predstavlja izgube enosmerne tokokroga. V tabeli 5.1 so zapisane vrednosti baznih veličin (temenske vrednosti), v tabeli 5.2 pa vrednosti posameznih elementov.

Bazne veličine	Vrednost na omrežni strani	Vrednost na strani pretvornika
$U_b$	16,33 kV	0,46 kV
$I_b$	81,7 A	2,89 kA
$\omega_b$	$100\pi$ rad	$100\pi$ rad
$Z_b$	200 $\Omega$	0,16 $\Omega$

Tabela 5.1: Vrednosti baznih veličin.

Element	Vrednost	Vrednost [p.u.]
$U_v$	20 kV	1
$L_v$	0,1 mH	$1,57 \cdot 10^{-4}$
$L_b$	0,8 H	1,26
$R_b$	250 $\Omega$	1,25
prestava TR	45,96	
$L_p$	0,191 H	0,3
$R_p$	6,0 $\Omega$	0,03
$C$	19,894 mF	1
$R_c$	8,0	50
$U_{dc \text{ ref}}$	0,8 kV	1,732
$k_p$	$1/\sqrt{3}$	

Tabela 5.2: Vrednosti posameznih elementov.



Slika 5.8: Podrobna shema simuliranega sistema.

Naslednja slika, t.j. slika 5.9, pa prikazuje poenostavljeno blokovno shemo regulacijskega sistema. Če delovanje celotnega regulacijskega algoritma strnemo v nekaj besed, lahko rečemo, da je naloga regulacijskega algoritma generiranje prožilnih pulzov za posamezna polprevodniška stikala, in sicer na osnovi zelenih vrednosti tokov med pretvornikom in omrežjem in napetosti na kondenzatorju. Pri tem predpostavljamo, da zelene vrednosti tokov oz. napetosti podaja nadrejeni regulacijski sistem, ki v to

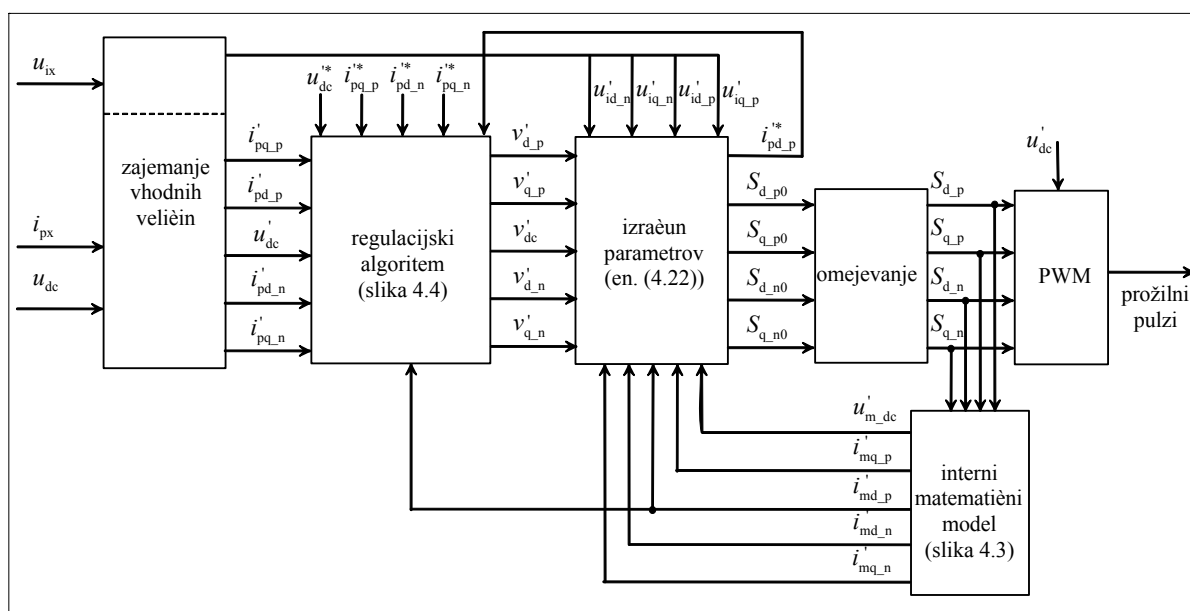
obravnavo ni vključen. Večina sklopov regulacijskega sistema je bila predstavljena v prejšnjih poglavjih, nekatere podrobnosti pa bodo razložene še v nadaljevanju.

Prvi blok regulacijskega algoritma (slika 5.9) predstavlja blok zajemanja vhodnih veličin, to je faznih tokov, omrežne napetosti na mestu priključitve naprave ( $u_i$  na sliki 5.8) ter napetosti na kondenzatorju na enosmerni strani pretvornika. Ta blok nam na izhodni strani daje veličine v d-q koordinatnem sistemu, in sicer ločeno za pozitivni in negativni sistem veličin. Princip računanja pozitivnega in negativnega sistema toka v d-q koordinatnem sistemu je bil predstavljen v poglavju 4.1. Popolnoma enak algoritem je uporabljen tudi za pretvorbo omrežne napetosti. Napetost na kondenzatorju je filtrirana s hitro Fourierovo transformacijo z mejno frekvenco 100 Hz. Vse merjene vhodne veličine so zaradi filtriranja zakasnjene glede na dejanske veličine.

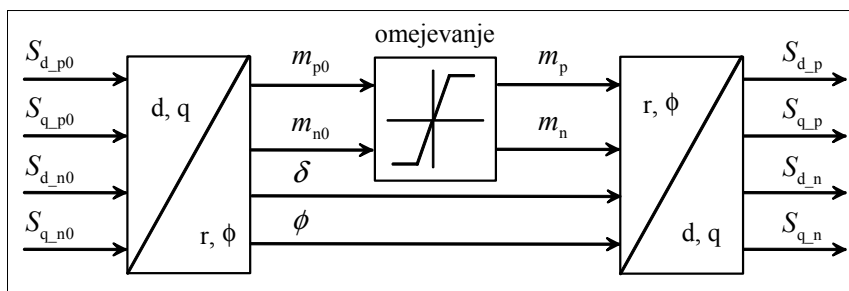
Naslednji blok je regulacijski algoritem, ki na osnovi primerjave vrednosti sistemskih tokov in kondenzatorske napetosti ter želenih vrednosti generira na izhodu niz internih spremenljivk. V regulacijskem bloku je izvedena tudi razklopitev tokov v d in q osi. Zaradi zakasnitve merjenih sistemskih veličin se za boljšo razklopitev uporabljajo veličine internega matematičnega modela. Na osnovi dobljenih internih spremenljivk in izmerjenih vrednosti omrežne napetosti blok za izračun parametrov izračuna vse štiri nastavljive parametre pretvornika, ki so na sliki 5.9 zajeti v stikalni funkciji  $S_p$  (s komponentami  $S_{d,p}$  in  $S_{q,p}$ ) za pozitivni sistem in  $S_n$  (s komponentami  $S_{d,n}$  in  $S_{q,n}$ ) za negativni sistem. Izhod iz tega bloka je tudi tok d osi pozitivnega sistema kot posledica zelene enosmerne napetosti na kondenzatorju. Notranja struktura bloka regulacijskega algoritma in izračuna parametrov je bila razložena v poglavju 4.3.

Vrednosti vektorja stikalne funkcije so v bloku omejitev omejene tako, da nazivne vrednosti kompenzatorja niso presežene. Omejevanje je podrobneje predstavljeno na sliki 5.10. Vektor stikalne funkcije najprej pretvorimo v polarni zapis, nakar amplitudo vektorjev za pozitivni in negativni sistem ustrezno omejimo. Amplituda vektorja stikalne funkcije pozitivnega  $m_{p0}$  je omejena z vrednostima 0,7 in 1,3, amplituda vektorja za negativni sistem  $m_{n0}$  pa z vrednostima  $-0,3$  in  $0,3$ .

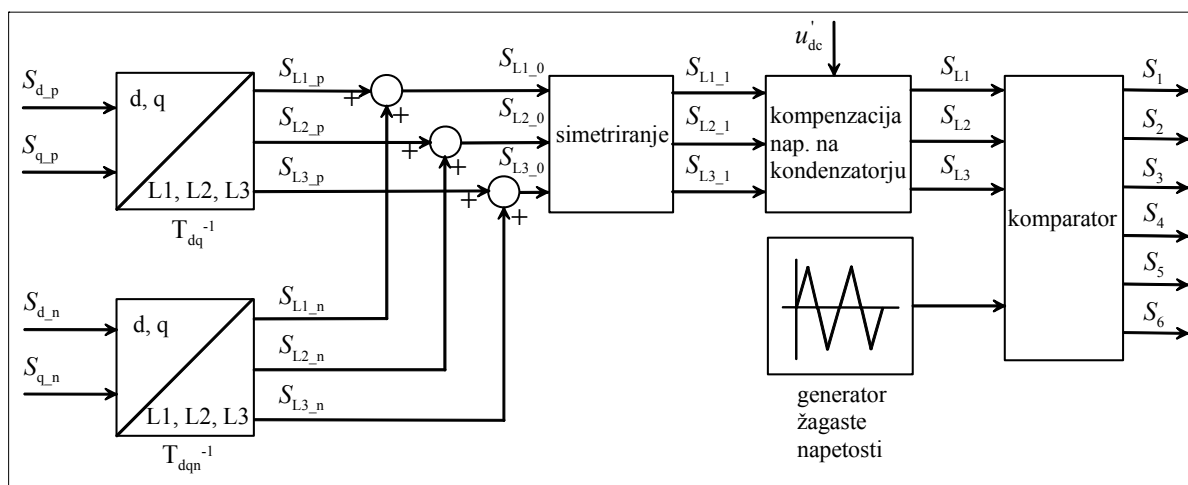
Zadnji blok predstavlja modul za pulzno-širinsko modulacijo, ki iz dobljenih vektorjev stikalne funkcije generira prožilne pulze za posamezna polprevodniška stikala. Modul je natančneje prikazan na sliki 5.11.



Slika 5.9: Blokovna shema regulacijskega algoritma.



Slika 5.10: Omejevanje amplitude stikalnih funkcij.



Slika 5.11: Blokovna shema generiranja prožilnih pulzov.

Pri modulu za pulzno-širinsko modulacijo (slika 5.11) v prvem koraku pretvorimo oba vektorja stikalne funkcije (za pozitivni in za negativni sistem) v trifazni sistem veličin. S superpozicijo obeh dobljenih trifaznih funkcij dobimo celotno stikalno funkcijo, ki jo še simetrimo na način, opisan v poglavju 1.5.5.3. Naslednja faza predstavlja ustrezno modulacijo stikalne funkcije, in sicer tako, da kompenziramo vpliv harmonsko popačene napetosti kondenzatorja na omrežje (opisano v poglavju 3.3). Zadnji sklop sestoji iz komparatorjev, ki na osnovi primerjave dobljene stikalne funkcije in žagastega signala generirajo niz binarnih signalov, ki tvorijo prožilne pulze za vsako polprevodniško stikalo. Žagasti signal je imel frekvenco 2550 Hz.

Pri določanju potrebne enosmerne napetosti na kondenzatorju upoštevamo, da je pretvornik priključen na omrežje preko sklopne induktivnosti  $L_p=0,3$  p.u., kar pomeni, da je naprava nazivno obremenjena, kadar je na sklopni induktivnosti padec napetosti 0,3 p.u. V kapacitivnem področju delovanja mora tako pretvornik generirati napetost 1,3 p.u. na visokonapetostni strani transformatorja, oz. 1,0 p.u. na nizkonapetostni strani (glede na omenjeno prestavo transformatorja). Če upoštevamo še faktor pretvornika  $k_p=\sqrt{3}$ , mora enosmerna komponenta napetosti znašati  $\sqrt{3}$  p.u., kar v našem primeru pomeni, da je referenčna vrednost enosmerne napetosti  $U_{dc\_ref}=800$  V. V dejanskih obratovalnih razmerah moramo k enosmerni napetosti dodati še nekaj rezerve za primer nihanj enosmerne napetosti.

Na osnovi opisanega sistema so v naslednjem poglavju predstavljeni rezultati simulacij v različnih obratovalnih stanjih.

### 5.3. Rezultati simulacije

Pri simulaciji delovanja statičnega kompenzatorja smo obravnavali dva tipična obratovalna primera:

- naprava obratuje kot kompenzator tokov priključenega bremena in kompenzira tako jalov tok kot tudi nesimetrije prisotne v bremenskem toku,
- naprava z izmenjavo jalove energije regulira napetost v priključnem mestu in mora delovati tudi ob nesimetrični omrežni napetosti.

Oba primera obratovanja zahtevata kompenzator, ki lahko na izmeničnih sponkah generira nesimetrično napetost in tako omogoča regulacijo negativne komponente toka kompenzatorja.

Rezultati simulacije so predstavljeni v naslednjih poglavjih.

#### 5.3.1. Kompensacija nesimetričnega bremena

Simulirani sistem je bil enak tistemu, ki ga prikazuje slika 5.8 na začetku poglavja. Breme je bilo sestavljeno iz treh trifaznih, vzporedno priključenih bremen, in sicer:

- breme 1: ohmsko-induktivnega simetričnega bremena z induktivnostjo  $L_{b1}=0,6$  p.u., in upornostjo  $R_{b1}=1,25$  p.u.,
- breme 2: ohmskega nesimetričnega bremena z  $R_{b2\_L1}=1.5$  p.u.,  $R_{b2\_L2}=15$  p.u. in  $R_{b2\_L3}=1.5$  p.u.,
- breme 3: ohmsko-induktivnega simetričnega bremena z induktivnostjo  $L_{b3}=3,14$  p.u., in upornostjo  $R_{b3}=2.5$  p.u..

Bremeni breme 1 in breme 2 sta bili stalno priključeni, medtem ko smo breme 3 med samo simulacijo priklopili na omrežje in čez določen čas odklopili preko časovno vodenega odklopnika. S tem smo želeli prikazati delovanje statičnega kompenzatorja v dinamičnih razmerah. Rezultati so prikazani na sliki 5.11. Slika prikazuje grafe naslednjih veličin:

- $id\_pref$ ,  $id\_p$  referenčna in dejanska vrednost delovnega toka pozitivnega sistema,
- $iq\_pref$ ,  $iq\_p$  referenčna in dejanska vrednost jalovega toka pozitivnega sistema,
- $id\_nref$ ,  $id\_n$  referenčna in dejanska vrednost delovnega toka negativnega sistema,
- $iq\_nref$ ,  $iq\_n$  referenčna in dejanska vrednost jalovega toka negativnega sistema,
- $udc\_ref$ ,  $udc\_0$  referenčna in dejanska vrednost enosmerne napetosti na kondenzatorju.

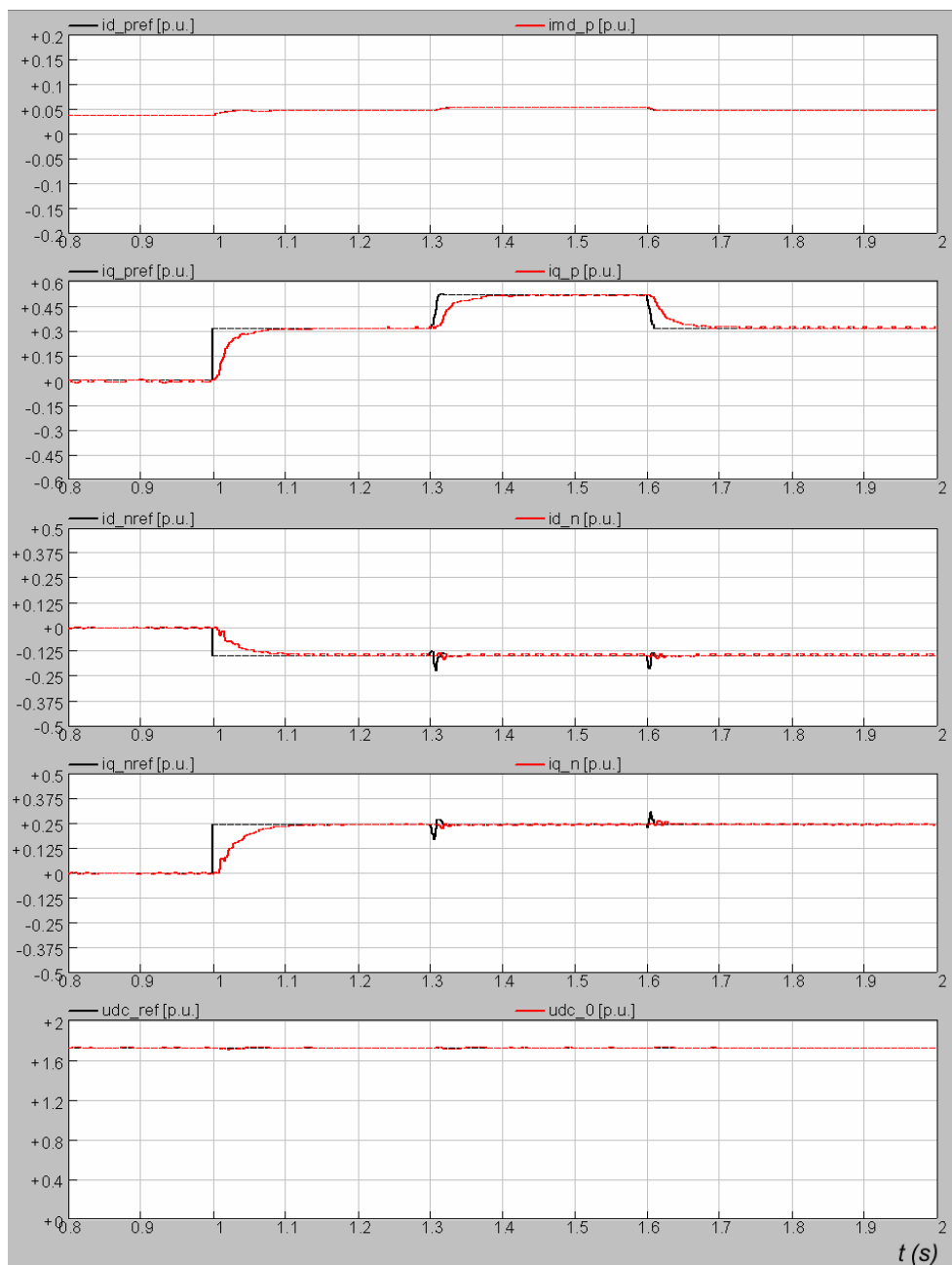
Vse veličine so podane v per unit sistemu.

Sam potek simulacije pa je naslednji: kompenzator začne s kompensacijo bremena v času  $t=1$  s. V času  $t=1,3$  s vklopimo še dodatno breme, ki ga v času  $t=1,6$  s ponovno izklopimo. Dodatno breme poveča jalovo komponento toka za 0.2 p.u.. Želeni tok negativnega sistema ostaja pri tem nespremenjen.

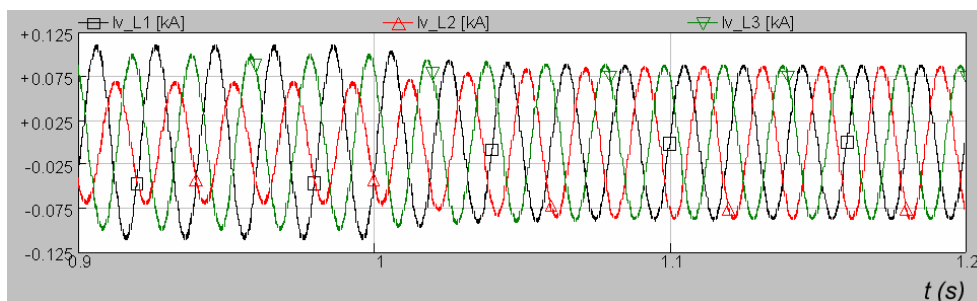
Na sliki 5.12 pa je prikazan trenutni potek toka, ki ga napetostni vir daje v omrežje. Tok je v začetku nesimetričen, kar je posledica priključenega nesimetričnega bremena. Po začetku delovanja kompenzatorja v času  $t=1$  s in po končanem prehodnem pojavu postane tok simetričen. Negativno komponento toka, ki je potrebna za kompensacijo bremena, prispeva kompenzator.

Glede na prikazane rezultate lahko zaključimo, da gre za stabilen in robusten regulacijski sistem, saj je odstopanje napetosti na kondenzatorju od referenčne vrednosti tudi ob hitri spremembi bremena majhno. Zaradi tega tudi sprememba toka pozitivnega sistema le malo vpliva na tok v negativnem sistemu. Dinamiko celotnega sistema pogojuje predvsem zakasnitev filtra v merilni progi. Delovno moč negativnega sistema, ki je potrebna za kompensacijo nesimetričnega bremena, kompenziramo z delovno komponento toka pozitivnega sistema.





Slika 5.12: Potek veličin ob kompenzaciji nesimetričnega bremena.



Slika 5.13: Trenutni potek faznih tokov vira pred in po vklopu kompenzatorja.

### 5.3.2. Kompenzacija nesimetrične napajalne napetosti

Kompenzator v danem primeru služi za regulacijo napetosti na priključnem mestu. Omrežna napetost je sicer načeloma simetrična, do nesimetrij pa lahko pride v primeru oddaljenih okvar, kot je recimo nesimetričen kratek stik. V takem primeru mora kompenzator na izhodu generirati tudi negativno komponento napetosti in s tem ohraniti negativno komponento toka na nič. Za simulacijo smo zopet uporabili shemo na sliki 5.8, z razliko da smo iz simulacijske sheme odstranili breme, ki pri dani simulaciji ne igra nobene vloge. Simuliran sistem je tako sestavljal kompenzator, priključen direktno na omrežje. Sam napetostni vir je bil modeliran tako, da je dovoljeval generiranje negativnega sistema napetosti.

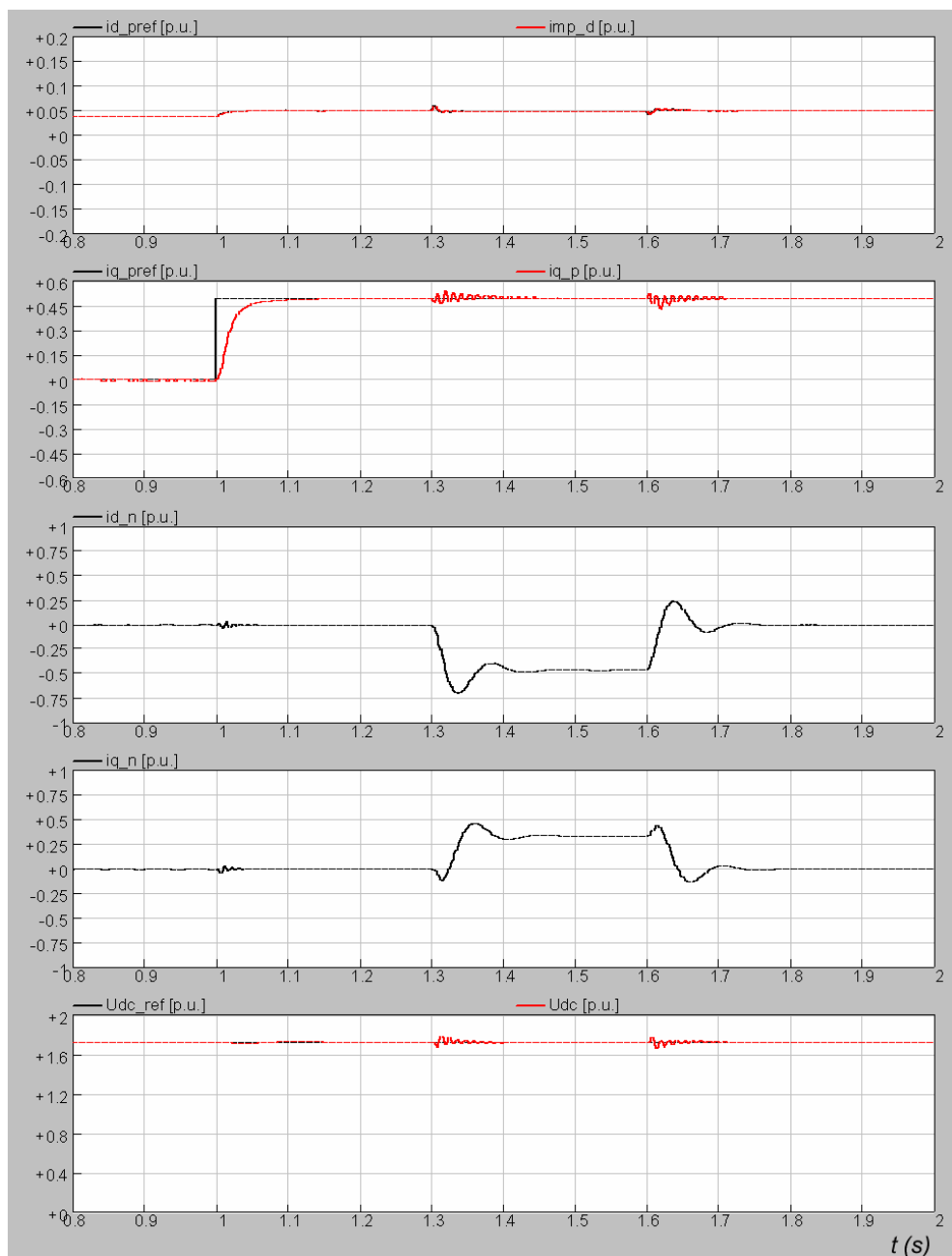
Potek simulacije je bil naslednji: kompenzator začne delovati v času  $t=1$  s in v omrežje oddaja jalovo energijo  $q=0.5$  p.u.. V času  $t=1,3$  s se v omrežni napetosti pojavi negativen sistem napetosti z amplitudo 0,06 p.u. in faznim zamikom  $30^\circ$  glede na napetost pozitivnega sistema v fazi L1. Motnja izgine v času  $t=1,6$  s.

Potek sistemskih veličin je prikazan na slikah 5.14 in 5.15. Prikazane so iste veličine kot na sliki 5.12 v prejšnjem poglavju:

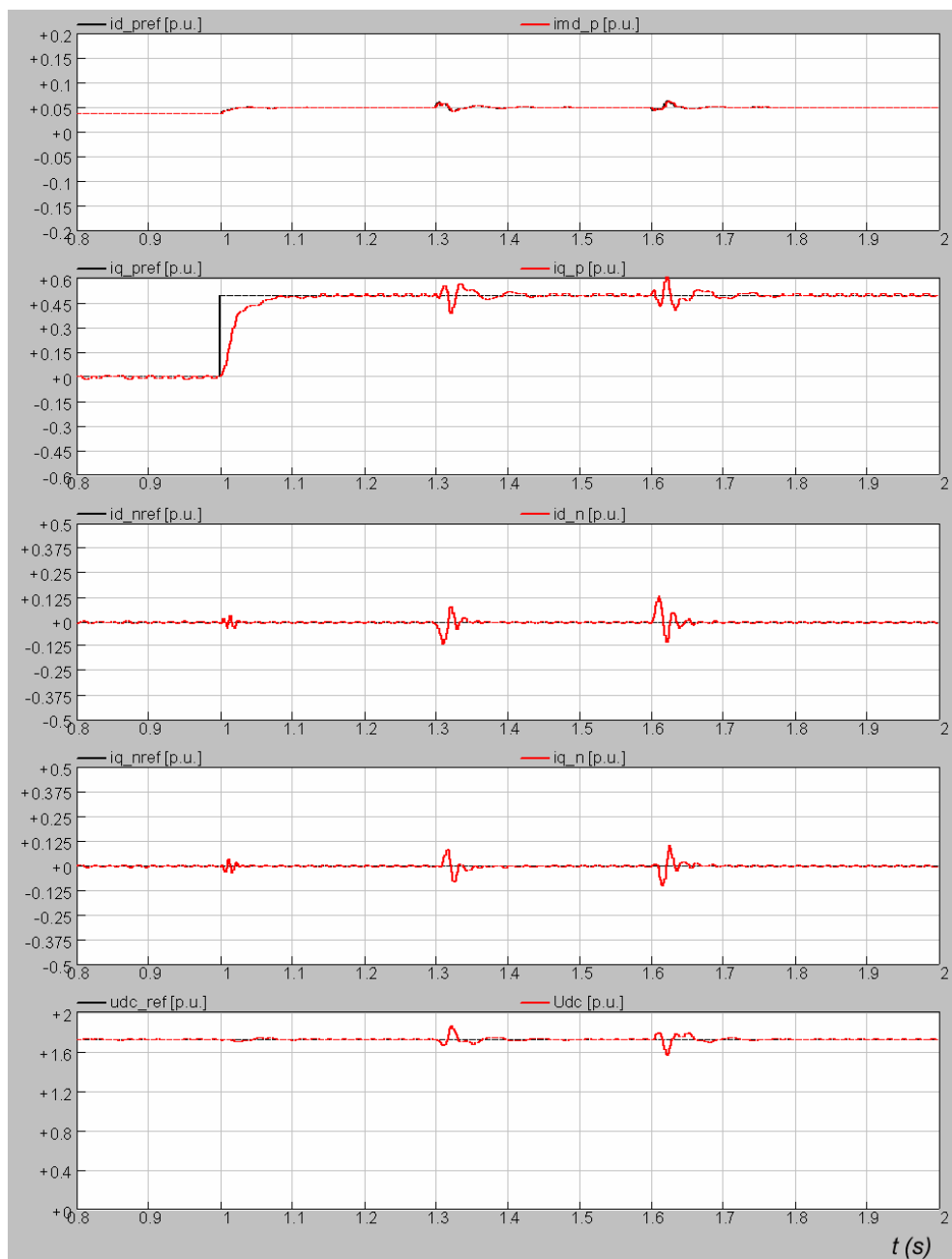
id\_pref, id\_p referenčna in dejanska vrednost delovnega toka pozitivnega sistema,  
iq\_pref, iq\_p referenčna in dejanska vrednost jalovega toka pozitivnega sistema,  
id\_nref, id\_n referenčna in dejanska vrednost delovnega toka negativnega sistema,  
iq\_nref, iq\_n referenčna in dejanska vrednost jalovega toka negativnega sistema,  
udc\_ref, udc\_0 referenčna in dejanska vrednost enosmerne napetosti na kondenzatorju.

Slika 5.14 prikazuje delovanje kompenzatorja brez regulacije negativnega sistema veličin, vendar ob uporabi modulacije stikalne funkcije. Delovanje ob nemodulirani stikalni funkciji in nesimetričnih omrežnih razmerah je bilo namreč predstavljeno že v poglavju 2.5. Z uporabo modulacije kompenziramo vpliv popačene napetosti na enosmerni strani in preprečimo generiranje tretje harmonske komponente na izmenični strani kompenzatorja. Kot posledica nesimetrične napajalne napetosti se med kompenzatorjem in omrežjem pojavi precejšen tok negativnega sistema ( $id_n=0.47$  p.u. in  $iq_n=0.34$  p.u.). Tak tok, ob že obstoječem jalovem toku pozitivnega sistema ( $iq_p$ ), pomeni že preseganje nazivnih zmogljivosti naprave in bi zahteval izklop kompenzatorja.

Slika 5.15 prikazuje delovanje kompenzatorja ob uporabi regulacije negativnega sistema veličin. Glavni zahtevi pri obratovanju ob nesimetrični omrežni napetosti sta, da ostane jalov tok pozitivnega sistema  $iq_p$  enak željeni vrednosti ter da ostanejo vrednosti tokov negativnega sistema enake nič. Kot vidimo iz potekov veličin na grafu, sta ti dve zahtevi v stacionarnem stanju tudi izpolnjeni. Iz potekov veličin razberemo, da ob pojavu negativnega sistema napetosti v omrežju napetost na kondenzatorju nekoliko zaniha. Pri tem znaša amplituda največjega prenihaja približno 10% nazivne vrednosti.



Slika 5.14: Potek veličin brez regulacijskega sistema za negativni sistem veličin.



Slika 5.15: Potek veličin ob uporabi regulacijskega sistema za negativni sistem veličin.

## ZAKLJUČEK

V pričujočem magistrskem delu smo se osredotočili na eno izmed sodobnih kompenzacijskih naprav, to je statični kompenzator, s posebnim poudarkom na obratovanju naprave v nesimetričnih razmerah. Cilj magistrskega dela je bil razvoj regulacijskega algoritma, ki bi omogočal napravi učinkovito regulacijo pozitivnega in negativnega sistema tokov ob uporabi kondenzatorja majhne kapacitivnosti na enosmerni strani pretvornika.

V začetku smo najprej podali osnovne značilnosti naprave, opisali delovanje trifaznega napetostnega pretvornika, ki tvori osrednji del kompenzatorja, in podali značilnosti polprevodniških elementov, ki pretvornik sestavljajo. Opisane so tudi najpogosteje uporabljene topologije pretvornikov, ki služijo za zmanjševanje harmonskega popačenja na izmenični strani in za povečevanje nazivnih moči pretvornikov.

Osnovo za razvoj novega regulacijskega sistema predstavlja klasični matematični model kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu in klasični regulacijski sistem, ki je izpeljan na tej osnovi. Razložen je princip predikcije veličin s pomočjo notranjega matematičnega modela, ki ob filtriranih in zakasnenih izmerjenih sistemskih veličinah izboljša delovanje regulacijskega sistema. Nadalje ob frekvenčni analizi pretvornika ugotovimo, da naprava ob prisotnosti nesimetričnih tokov na izmenični strani generira dodatno tretjo harmonsko komponento visoke amplitude. Ta problem se navadno rešuje s povečanjem kondenzatorja, kar pa podraži in poveča napravo. V magistrskem delu je kot rešitev tega problema ponujen algoritem kompenzacije napetosti na kondenzatorju, ki napravi omogoča obratovanje ob popačeni napetosti na enosmerni strani. Kompenzacija je izvedena z modulacijo stikalne funkcije. Delovanje kompenzacije je predstavljeno tudi s simulacijo v programu PSCAD/EMTDC.

Ob uporabi modulirane stikalne funkcije je bil izpeljan matematični model kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu, ki opisuje napravo v nesimetričnih razmerah. Kompenzator je obravnavan kot vzporedna povezava dveh delov, in sicer dela za veličine pozitivnega sistema in dela za veličine negativnega sistema. Oba sistema povezuje skupno enosmerno vezje. Opisani matematični model v d-q koordinatnem sistemu omogoča izpeljavo regulacijskega algoritma, ki je ravno tako dvodelno zasnovan. V regulacijskem algoritmu za pozitivni sistem reguliramo jalov tok in enosmerno napetost na kondenzatorju, v algoritmu za negativni sistem pa delovni in jalov tok negativnega sistema. Delovna moč, ki je potrebna za regulacijo veličin negativnega sistema, se dovaja iz pozitivnega sistema.

Za preizkus delovanja izpeljanega regulacijskega algoritma je bil simuliran natančen model statičnega kompenzatorja v programu PSCAD/EMTDC. Ob tem so bile podane osnovne smernice za modeliranje sistemov močnostne elektronike v programih za digitalno simulacijo, prav tako je bil predstavljen način delovanja takega programa. Simulacije so potrdile korektnost matematičnih izpeljav in pokazale, da predstavlja izpeljani regulacijski algoritem stabilen in robusten sistem, ki omogoča učinkovito in dinamično regulacijo nesimetričnega toka. Zadoščeno je bilo tudi zahtevi po majhnem kondenzatorju na enosmerni strani, saj je bilo pokazano, da lahko kompenzator ob uporabi kompenzacije napetosti obratuje s kondenzatorjem z zelo majhno kapacitivnostjo. Z uporabo internega matematičnega modela dosežemo zadovoljivo raven razklopitve tokov v d in q osi, kljub zakasnitvi izmerjenih sistemskih veličin. Zakasnitev merjenih vrednosti kot posledica filtriranja predstavlja tudi glavno zakasnitev sistema.

Ob zaključku lahko navedemo, da podaja predstavljeni matematični model dober opis statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah in lahko služi za proučevanje naprave v različnih obratovalnih stanjih. Prav tako predstavlja nujno potrebno izhodišče za razvoj učinkovitega regulacijskega algoritma, ki je bil v delu tudi predstavljen. Poleg tega je bil v načrtovanju

kompensatorja uporabljen nov pristop, ki predvideva obratovanje naprave s popačeno napetostjo na kondenzatorju, kar je zagotovo odmik od ustaljene prakse. Nadaljnje delo bo obsegalo predvsem izpopolnitev obstoječega regulacijskega algoritma s kompleksnejšo shemo limitiranja veličin, ki bo omogočala ščitenje kompensatorja v vseh obratovalnih razmerah. Tak regulacijski algoritem bo že primeren za implementacijo in preizkus delovanja naprave na laboratorijskem modelu kompensatorja.

**LITERATURA**

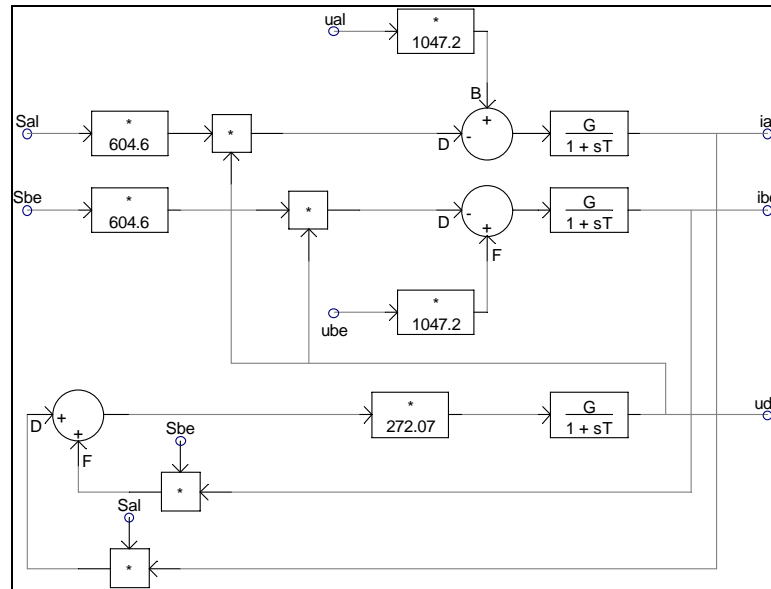
- [1] Hingorani N.G., Gyugyi L.: Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems, *IEEE Press*, New York, 2000.
- [2] Gyugyi L.: Solid-State Synchronous Voltage Sources for Dynamic Compensation and Real-Time Control of AC Transmission Lines, Emerging Practices and Technology, *IEEE Standards Press*, USA, 1993.
- [3] Ghosh A., Ledvich G.: Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices, *Kluwer Academic Publishers*, USA, 2002.
- [4] IEEE P1409 Distribution Custom Power Task Force: Custom Power Technology Development, May 2000.
- [5] Schauder C. et al.: AEP UPFC Project: Installation, Commissioning and Operation of the 160 MVA STATCOM, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, No. 4, pp. 1530-1535, October 1998.
- [6] Akagi H.: The State-of-the-Art Power Electronics in Japan, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 2, pp. 345-356, March 1998.
- [7] Papič I.: Modeliranje in digitalna simulacija delovanja statičnega kompenzatorja, magistrska naloga, *Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Univerza v Ljubljani*, 1995.
- [8] Holtz J.: Pulsewidth Modulation for Electromic Power Conversion, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, No. 8, pp. 1194-1214, August 1994.
- [9] Žunko P., et al.: Baterijsko-akumulacijski sistem v električnih omrežjih kot sistem za pokrivanje koničnih obremenitev, raziskovalno-razvojni projekt, *KEESN, Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo*, Ljubljana, januar 1994.
- [10] Papič I.: Univerzalna naprava za spreminjanje pretokov moči v elektroenergetskih omrežjih, doktorska disertacija, *Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Univerza v Ljubljani*, 1998.
- [11] Papič I.: Mathematical analysis of FACTS devices based on a voltage source converter – Part I, *Electric Power System Research*, No. 56, pp. 139-148, 2000.
- [12] Blasko V.: A New Mathematical Model and Control of a Three-Phase AC-DC Voltage Source Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 1, pp. 116-123, January 1997.
- [13] Enjeti P. N. et. al.: A New Control Strategy to Improve the Performance of a PWM AC to DC Converter under Unbalanced Operating Conditions, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, pp. 493-500, October 1993.
- [14] Gole A. M.: Steady State Frequency Response of STATCOM, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 16, No. 1, pp. 18-23, January 2001.
- [15] Ekstrom A.: General Analysis of Harmonic Transfer Through Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 2, pp. 287-293, March 1997.
- [16] Gonzales P. et. al.: Control System for a PWM-Based STATCOM, *IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 15, No. 4, pp. 1252-1257, October 2000.

- [17] Sensarma P. S. et. al.: Analysis and Performance Evaluation of a Distribution STATCOM for Compensating Voltage Fluctuations, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 16, No. 2, pp. 259-264, April 2001.
- [18] Papič I., Gole A.: Steady State Frequency Response of the Unified Power Flow Controller, *članek*.
- [19] Sedej D.: Stacionarni frekvenčni odziv statičnega kompenzatorja, diplomska naloga, *Fakulteta za elektrotehniko, Univerza v Ljubljani*, 2003.
- [20] Dong S. et. al.: Harmonic Resonance Phenomena in STATCOM and Relationship to Parameters Selection of Passive Components, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 16, No. 1, pp. 46-52, January 2001.
- [21] Enjeti P., Shireen W.: A New Technique to Reject Dc-Link Voltage Ripple for Inverters Operating on Programmed PWM Waveforms, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, pp. 171-180, January 1992.
- [22] Chen C. et. al.: A Novel Approach to the Design of a Shunt Active Filter for an Unbalanced Three-Phase Four-Wire System under Nonsinusoidal Conditions, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 15, No. 4, pp. 1258-1264, October 2000.
- [23] Lasseter R. et. al.: Statcom Controls for Operation with Unbalanced Voltages, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, No. 2, pp. 538-544, April 1998.
- [24] Ghosh A. et. al.: A New Approach to Load Balancing and Power Factor Correction in Power Distribution Systems, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 15, No. 1, pp. 417-422, January 2000.
- [25] Watanabe E. et al.: New Control Algorithms for Series and Shunt Three-phase Four-Wire Active Power Filters, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 3, pp. 1649-1656, July 1995.
- [26] Akagi H. et al.: Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching devices without Energy Storage Components, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 20, No. 3, pp. 625-630, May/June 1984.
- [27] PSCAD User's Guide, Manitoba HVDC Research Centre, 2001.
- [28] EMTDC User's Guide, Manitoba HVDC Research Centre, 2001.
- [29] Gole A. M. et al.: Guidelines for Modeling Power Electronics in Electric Power Engineering Applications, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 12, No. 1, pp. 505-514, January 1997.
- [30] Sao C. K. et al.: A Benchmark System for Digital Time-Domain Simulation of a PWM D-STATCOM, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 17, No. 4, pp. 1113-1120, October 2002.

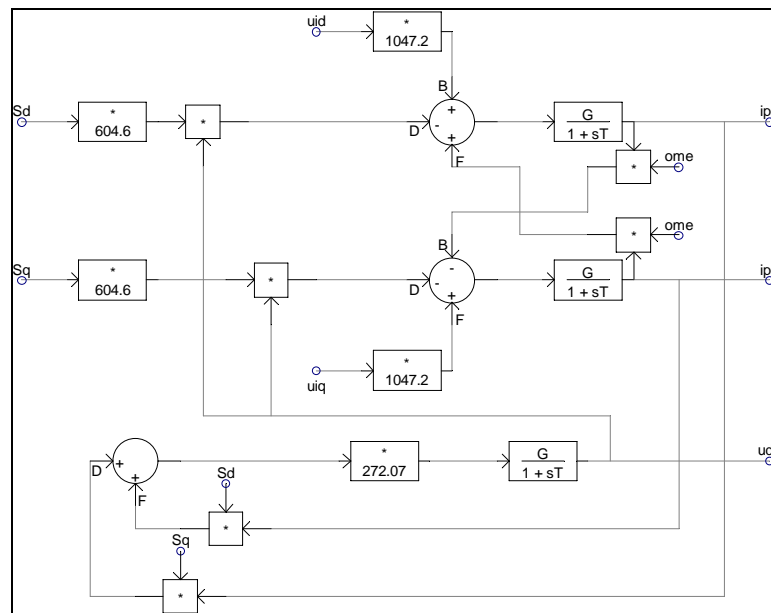


# PRILOGA

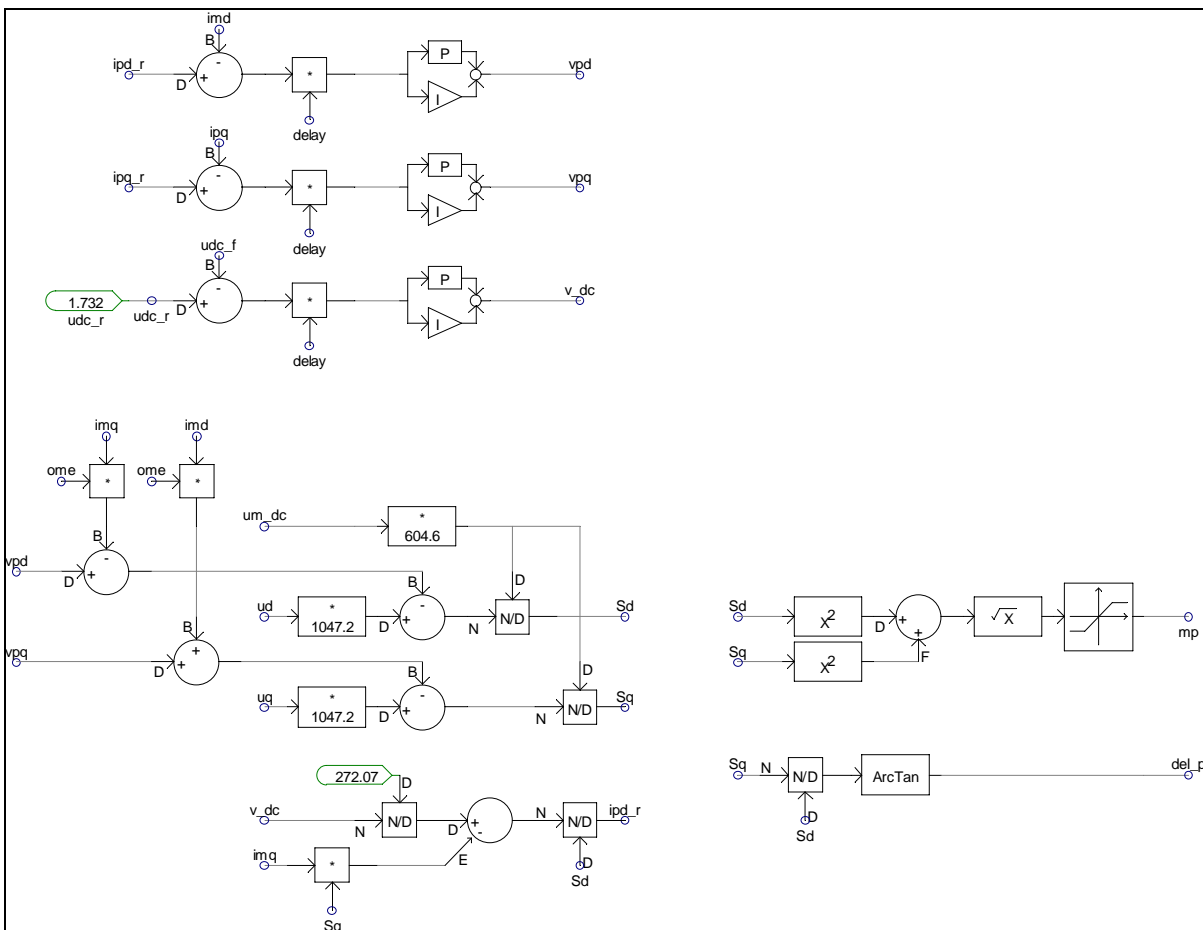
Na slikah, ki sledijo, bodo prikazane sheme, ki so bile uporabljene v programu PSCAD/EMTDC za simulacijo delovanja predstavljenih algoritmov.



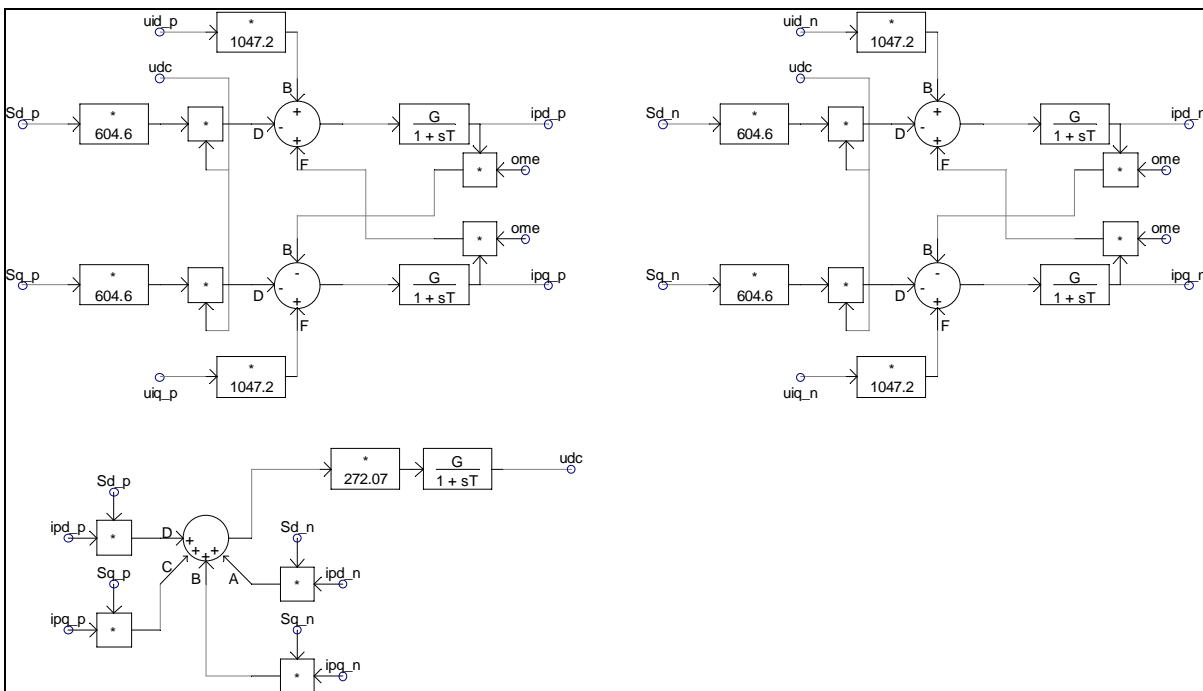
Slika P.1: Matematični model statičnega kompenzatorja v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu.



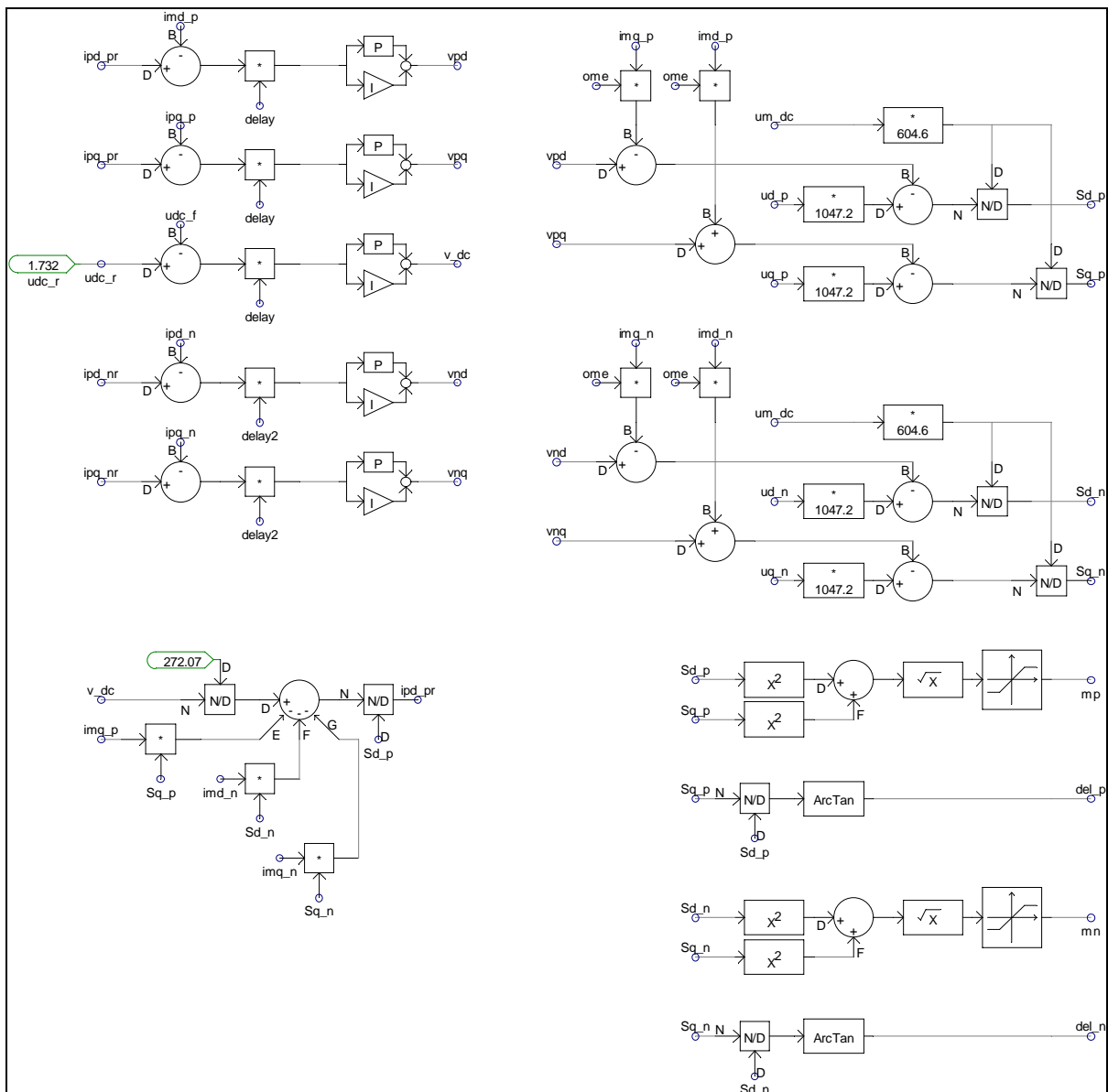
Slika P.2: Matematični model statičnega kompenzatorja v  $d$ - $q$  koordinatnem sistemu za pozitivni sistem veličin.



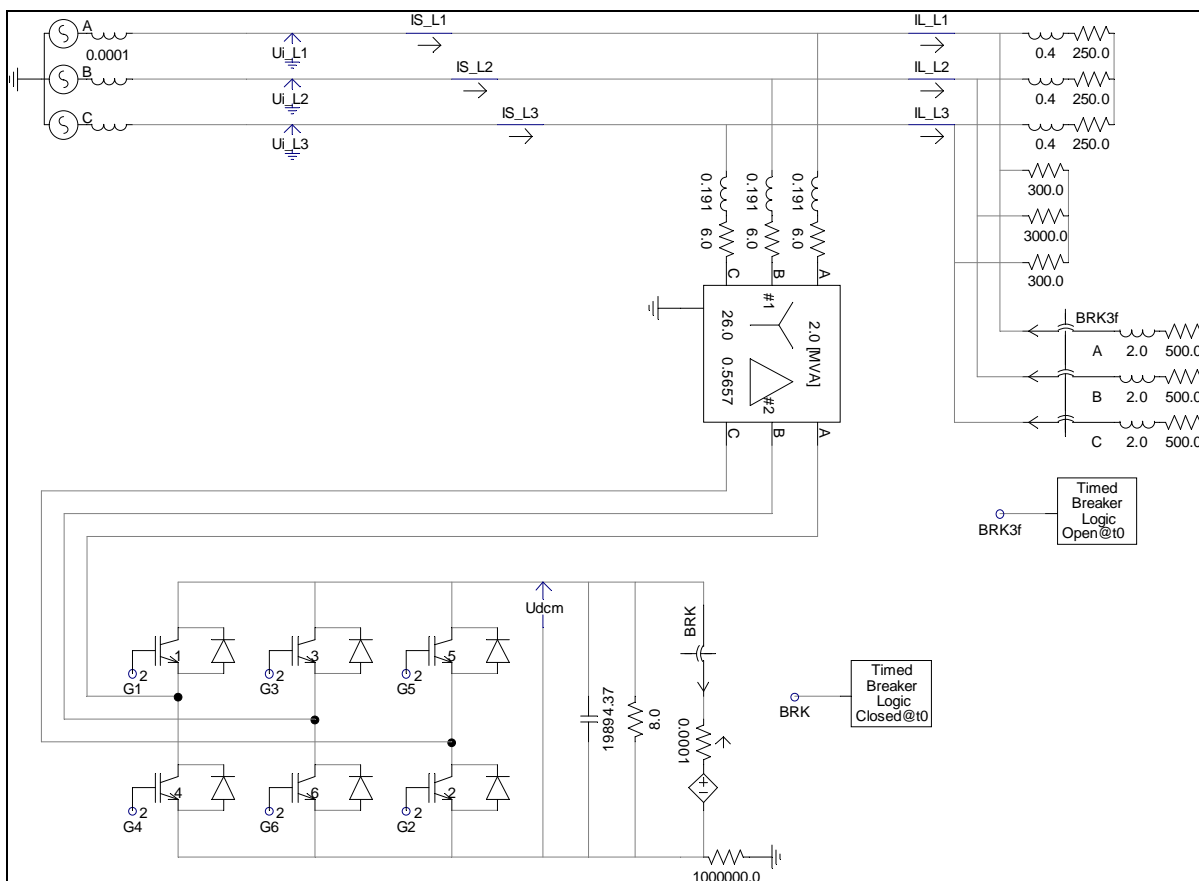
Slika P.3: Regulacijski sistem za pozitivni sistem veličin.



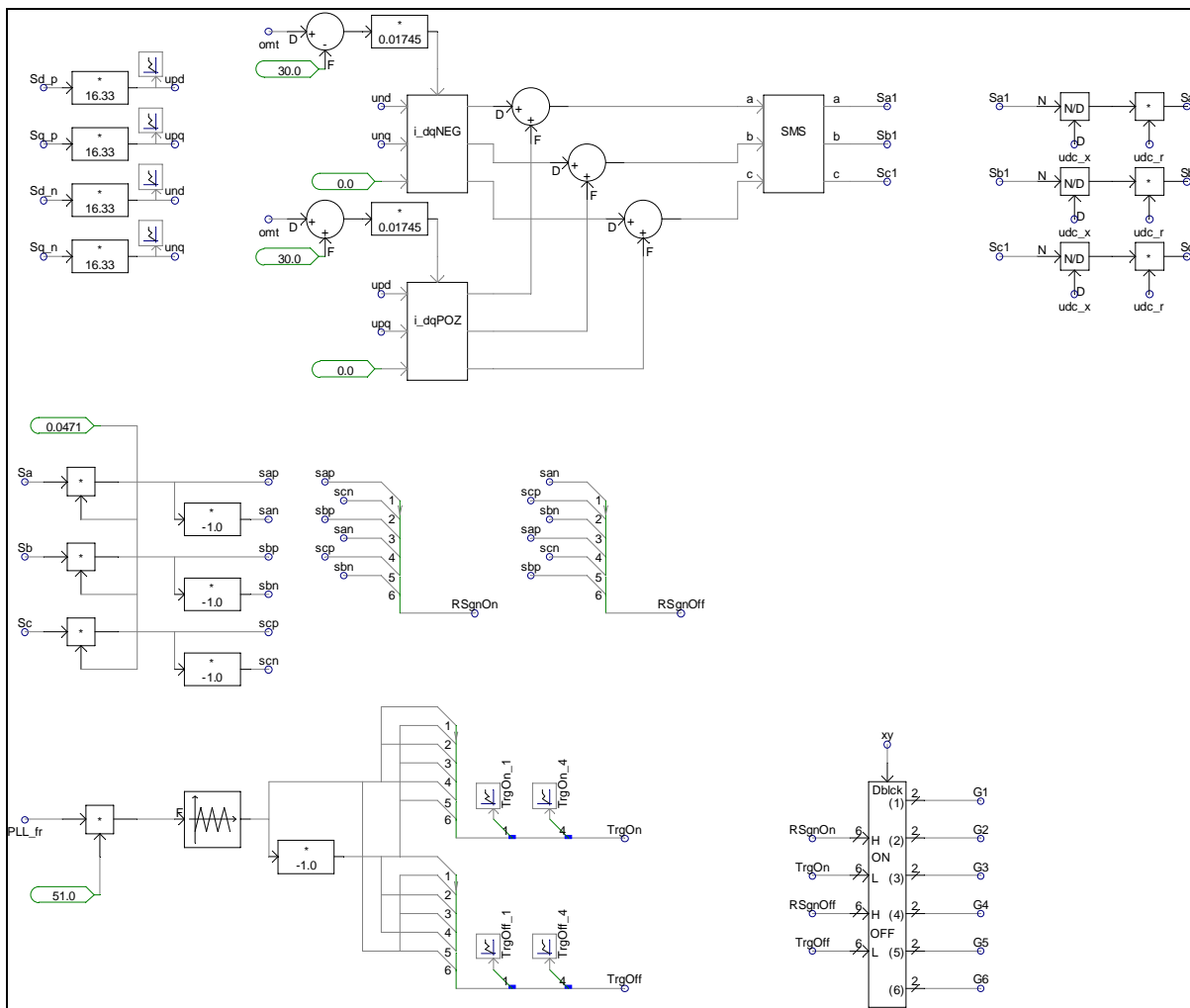
Slika P.4: Matematični model statičnega kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu za negativni sistem veličin.



Slika P.5: Regulacijski sistem za negativni sistem veličin.



Slika P.6: Simulirani sistem.



Slika P.7: Moduliranje stikalne funkcije, pulznoširinska modulacija in generiranje prožilnih pulzov.

# IZJAVA

Podpisani Boštjan Blažič, rojen 28.5.1975 v Šempetru pri Novi Gorici izjavljam, da sem magistrsko nalogo z naslovom 'Obratovanje statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah' izdelal sam pod mentorstvom doc. dr. Igorja Papiča in somentorstvom prof. dr. Petra Žunka. Pomoč drugih sodelavcev sem v celoti navedel v zahvali.

Boštjan Blažič