

**UNIVERZA V LJUBLJANI  
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO**

**Boštjan Blažič**

**OBRATOVANJE STATIČNEGA KOMPENZATORJA  
PRI NAPETOSTNI IN TOKOVNI NESIMETRIJI V  
OMREŽJU**

**DOKTORSKA DISERTACIJA**

**LJUBLJANA, 2005**



**UNIVERZA V LJUBLJANI  
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO**

**Boštjan Blažič**

**OBRATOVANJE STATIČNEGA KOMPENZATORJA  
PRI NAPETOSTNI IN TOKOVNI NESIMETRIJI V  
OMREŽJU**

**DOKTORSKA DISERTACIJA**

**Mentor: Prof. dr. Igor Papič, univ. dipl. inž. el.**

**LJUBLJANA, 2005**



*moji Špeli*



## ZAHVALA

Doktorska disertacija, ki se tebi, bralcu, pohlevno ponuja v branje, je nastala v okviru mojega podiplomskega študija na Katedri za elektroenergetske sisteme in naprave Fakultete za elektrotehniko v Ljubljani.

Mentorsko taktirko že od diplome naprej suvereno vihti prof. dr. Igor Papič, ki sem mu hvaležen predvsem za sveže ideje, za koristne napotke in tudi za vseskozi korekten odnos. Težko bi se odločil, kaj izmed tega je bilo pomembnejše!

Iskrena hvala tudi prof. dr. Petru Žunku, ki je zaslužen za to, da sem sploh nastopil kot mladi raziskovalec v Laboratoriju za električna omrežja. Hvala za podporo in zaupanje v celotnem času študija!

Za prijetno in človeku prijazno delovno vzdušje se moram zahvaliti tudi svojim sodelavcem, sedanjim in bivšim. Zlasti mag. Mateju Kobavu, s katerim deliva isti prostor že od mojih fakultetnih začetkov in ki včasih kaj dobrega speče.

V približno takem času kot mentorja, mi je srečno naključje naklonilo tudi pozornost in simpatijo Špele Barlič, ki je kot lektorica poskrbela za korekturo vseh mojih elektrotehniških pisarij, vključno z doktorskim tekstom. Še bolj kot za lektoriranje pa sem ji hvaležen za vztrajno in konstantno usmerjanje moje radovednosti na dotlej meni nepoznana področja, ki je skromen elektrotehnikov zorni kot precej razširilo z ne-tehničnimi vsebinami. Daleč najlepše pa je to, da si ob meni!

Končno, hvala tudi staršem, tatu Viliju in mami Nuški, za ljubeč odnos in skrb v tistih časih, ko je bilo to potrebno. Prepričan sem, da bo tudi njima tale tekst v veselje!

Nenazadnje bi se rad zahvalil še Ministrstvu za visoko šolstvo, znanost in tehnologijo za financiranje, ki sem ga bil deležen kot mladi raziskovalec v celotnem času podiplomskega študija.

Boštjan Blažič

Ljubljana, oktober 2005





# KAZALO

ZAHVALA .....	I
KAZALO .....	III
SEZNAM UPORABLJENIH OKRAJŠAV IN SIMBOLOV .....	1
POVZETEK DOKTORSKE DISERTACIJE.....	7
ABSTRACT OF DOCTORAL THESIS .....	13
UVOD.....	17
<b>1. SPLOŠNI OPIS STATIČNEGA KOMPENZATORJA .....</b>	<b>21</b>
<b>1.1. Statični kompenzator v prenosnem omrežju.....</b>	<b>22</b>
<b>1.2. Statični kompenzator v distribucijskem omrežju.....</b>	<b>23</b>
<b>1.3. Močnostni polprevodniški elementi .....</b>	<b>23</b>
1.3.1. Dioda .....	24
1.3.2. Tranzistor.....	24
1.3.2.1 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).....	24
1.3.3. Tiristor.....	25
1.3.3.1 GTO.....	25
1.3.3.2 IGCT (Integrated Gate-Commutated Thyristor) .....	25
1.3.3.3 MCT (MOS-Controlled Thyristor) .....	25
1.3.4. Trenutno stanje in nadaljnji razvoj .....	25
<b>1.4. Močnostni pretvorniki.....</b>	<b>26</b>
1.4.1. Tokovni pretvornik .....	26
1.4.2. Napetostni pretvornik.....	27
<b>1.5. Trifazni napetostni pretvornik.....</b>	<b>28</b>
1.5.1. Obratovanje .....	28
1.5.2. Osnovna komponenta in harmoniki .....	30
1.5.3. Večpulzne vezave .....	31
1.5.3.1 12-pulzni pretvornik .....	32
1.5.3.2 24 in 48-pulzni pretvornik .....	33
1.5.4. Tritočkovni napetostni pretvornik .....	33
1.5.5. Pulzno-širinska modulacija .....	34
1.5.5.1 Harmoniki v generirani izmenični napetosti.....	36
1.5.5.2 Odpravljanje harmonikov s PWM.....	36
1.5.6. Stikalna funkcija.....	37
<b>1.6. Vektorska ponazoritev trenutnih trifaznih veličin .....</b>	<b>40</b>
1.6.1. Pretvorba v $\alpha$ - $\beta$ in d-q koordinatni sistem.....	40
1.6.2. Transformacija splošnega popačenega signala .....	42
1.6.3. Trenutna delovna in jalova moč.....	42
<b>2. MATEMATIČNI MODEL STATIČNEGA KOMPENZATORJA .....</b>	<b>45</b>
<b>2.1. Nadomestna shema .....</b>	<b>46</b>
<b>2.2. Matematični model v trifaznem sistemu .....</b>	<b>47</b>

<b>2.3. Simulacija delovanja v stacionarnih razmerah</b> .....	<b>49</b>
2.3.1. Obratovanje v simetričnih razmerah .....	50
2.3.2. Obratovanje pri napetostni in tokovni nesimetriji v omrežju.....	52
2.3.2.1 Nesimetrična omrežna napetost.....	52
2.3.2.2 Nesimetrična stikalna funkcija .....	53
<b>2.4. Frekvenčna analiza v stacionarnih razmerah</b> .....	<b>56</b>
2.4.1. Simetrična stikalna funkcija .....	56
2.4.2. Nesimetrična stikalna funkcija .....	59
<b>2.5. Izmenjava moči med kompenzatorjem in omrežjem</b> .....	<b>62</b>
<b>2.6. Problematika obratovanj pri napetostni in tokovni nesimetriji v omrežju</b> .....	<b>64</b>
<b>3. MODULACIJA STIKALNE FUNKCIJE</b> .....	<b>69</b>
<b>4. MATEMATIČNI MODEL V D-Q KOORDINATNEM SISTEMU</b> .....	<b>73</b>
<b>4.1. Matematični model v simetričnih razmerah</b> .....	<b>75</b>
<b>4.2. Matematični model pri napetostni in tokovni nesimetriji v omrežju</b> .....	<b>77</b>
4.2.1. Transformacija nesimetričnega sistema v d-q koordinatni sistem .....	77
4.2.2. Matematični model.....	79
<b>4.3. Simetrične komponente</b> .....	<b>84</b>
4.3.1. Določanje simetričnih komponent preko d-q transformacije .....	86
4.3.2. Določanje simetričnih komponent preko $\alpha$ - $\beta$ transformacije.....	89
4.3.3. Numerični zgledi .....	94
4.3.3.1 Nesimetričen sistem brez harmonikov .....	94
4.3.3.2 Nesimetričen sistem s harmoniki.....	97
<b>5. REGULACIJSKI ALGORITEM</b> .....	<b>101</b>
<b>5.1. Regulacijski algoritem za simetrične razmere</b> .....	<b>103</b>
5.1.1. Regulacijski sistem z upoštevanjem merilne proge .....	108
<b>5.2. Regulacijski algoritem pri napetostni in tokovni nesimetriji</b> .....	<b>111</b>
<b>5.3. Simulacija delovanja regulacijskega algoritma</b> .....	<b>119</b>
5.3.1. Simulacija regulacijskega algoritma za simetrične razmere .....	119
5.3.2. Simulacija regulacijskega algoritma pri napetostni in tokovni nesimetriji.....	123
5.3.2.1 Generiranje nesimetričnega toka .....	125
5.3.2.2 Delovanje ob nesimetričnem napetostnem upadu .....	129
<b>6. SIMULACIJA DELOVANJA NATANČNEGA MODELA</b> .....	<b>135</b>
<b>6.1. Modeliranje omrežij in naprav v programih za digitalno simulacijo</b> .....	<b>136</b>
6.1.1. Modeliranje polprevodniških elementov.....	138
6.1.1.1 Dioda .....	138
6.1.1.2 Tiristor.....	139
6.1.1.3 GTO in IGBT.....	139
6.1.2. Ponazoritev sistemov močnostne elektronike in elektroenergetskega sistema ...	140
6.1.3. Ponazoritev regulacijskega sistema .....	140
<b>6.2. Simulirani sistem</b> .....	<b>141</b>
<b>6.3. Rezultati simulacij delovanja natančnega modela</b> .....	<b>144</b>
6.3.1. Kompenzacija nesimetričnega bremen.....	145
6.3.1.1 Kompenzacija nesimetričnega bremena z modulacijo stikalne funkcije .....	148
6.3.1.2 Kompenzacija nesimetričnega bremena brez modulacije stikalne funkcije .....	150
6.3.2. Delovanje ob nesimetričnem kratkem stiku .....	152
6.3.2.1 Kratek stik I.....	155

6.3.2.2 Kratek stik II.....	158
6.3.2.3 Kratek stik III.....	161
6.3.2.4 Primerjava z regulacijskim algoritmom iz [44].....	164
<b>7. SKLEP .....</b>	<b>167</b>
<b>Prispevki doktorske disertacije k znanosti .....</b>	<b>171</b>
<b>Izjava o avtorstvu doktorske disertacije .....</b>	<b>173</b>
<b>LITERATURA .....</b>	<b>175</b>
<b>PRILOGE .....</b>	<b>179</b>



## SEZNAM UPORABLJENIH OKRAJŠAV IN SIMBOLOV

### Seznam uporabljenih okrajšav

GTO	Gate Turn-Off
EMTDC	Electro-Magnetic Transients in DC systems
FACTS	Flexible Ac Transmission Systems
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate-Commutated Thyristor
MCT	MOS Controlled Thyristor
PSCAD	Power Systems CAD
PWM	Pulse-width Modulation (pulzno-širinska modulacija)
StatCom	Static Compensator (statični kompenzator)

### Simboli, uporabljeni v 1. poglavju

$x=L1,L2,L3$

$a_n$	koeficient Fourierove vrste
$b_n$	koeficient Fourierove vrste
$C$	kapacitivnost kondenzatorja
$C'$	kapacitivnost kondenzatorja (pu vrednost)
$f(\omega)$	funkcija zapisana v frekvenčnem prostoru
$i_B$	bazni tok
$i_{px}'$	trenutni fazni tokovi pretvornika (pu vrednost)
$i_d$	d-komponenta toka
$i_{dq0}$	nična komponenta toka v d-q koordinatnem sistemu
$i_{dc}'$	enosmerni tok tokovnega pretvornika (pu vrednost)
$\underline{L}_p$	fazor toka kompenzatorja
$i_q$	q-komponenta toka
$i_\alpha$	$\alpha$ -komponenta toka
$i_{\alpha\beta 0}$	nična komponenta toka v $\alpha$ - $\beta$ koordinatnem sistemu
$i_\beta$	$\beta$ -komponenta toka
$k_p$	faktor, ki povezuje enosmerno in izmenično napetost pretvornika
$L$	induktivnost
$L_p$	sklopna induktivnost
$L_p'$	induktivnost sklopne dušilke (pu vrednost)
$m_x$	modulacijski faktor
$N$	navidezno ničlišče na enosmerni strani pretvornika
$p$	trenutna delovna moč
$q$	trenutna jalova moč
$t$	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
$u_{dc}'$	enosmerna napetost na kondenzatorju (pu vrednost)
$u_{dq0}$	nična komponenta napetosti v d-q koordinatnem sistemu
$u_n'$	napetost ničlišča transformatorja (pu vrednost)
$u_{px}'$	trenutne izhodne fazne napetosti pretvornika (pu vrednost)

$u_{pxn}'$	trenutne fazne napetosti pretvornika na navitju sklopnega transformatorja (pu vrednost)
$u_{pL12}'$	trenutna izhodna medfazna napetost pretvornika med fazama L1 in L2 (pu vrednost)
$u_q$	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
$\underline{U}_i$	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
$Z_{dc}$	impedanca enosmernega tokokroga
$Z_{dc}'$	impedanca enosmernega tokokroga (pu vrednost)
$S_n$	stikalni element (n=1..6)
$S_{LS}$	splošna stikalna funkcija
$S_x$	stikalna funkcija v fazi x
$z_B$	bazna impedanca
$\alpha_n$	preklopni kot polprevodniškega stikala
$\sigma$	trajanje napetostnega pulza v eni polperiodi pri tritočkovnem pretvorniku
$\phi_n$	fazni zamik n-te harmonske komponente
$\omega$	kotna hitrost
$\omega_0$	sinhronska kotna hitrost

## Simboli, dodatno uporabljeni v 2. poglavju

$i_{dc}$	trenutni tok v enosmernem tokokrogu
$i_{dc}'$	trenutni tok v enosmernem tokokrogu (pu vrednost)
$\mathbf{i}_{dq}$	vektor toka v d-q koordinatnem sistemu
$\mathbf{i}_L$	vektor faznih tokov
$I_p$	amplituda pozitivnega sistema tokov
$I_n$	amplituda negativnega sistema tokov
$i_{px}'$	trenutni fazni tokovi pretvornika (pu vrednosti)
$i_x$	splošen fazni tok
$i_t$	temenska vrednost toka
$m_n$	modulacijski faktor za negativni sistem proženja
$m_p$	modulacijski faktor za pozitivni sistem proženja
$\bar{P}_p$	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
$R_c$	paralelna ohmska upornost v enosmernem tokokrogu
$R_c'$	paralelna ohmska upornost v enosmernem tokokrogu (pu vrednost)
$R_p$	ohmska upornost sklopne dušilke
$R_p'$	ohmska upornost sklopne dušilke (pu vrednost)
$S_\alpha$	stikalna funkcija v $\alpha$ osi pretvornika
$S_\beta$	stikalna funkcija v $\beta$ osi pretvornika
$S_{\alpha n}$	nesimetrična stikalna funkcija v $\alpha$ osi pretvornika
$S_{\beta n}$	nesimetrična stikalna funkcija v $\beta$ osi pretvornika
$u_{dc}$	trenutna napetost na kondenzatorju v enosmernem tokokrogu

$\bar{u}_{dc}'$	trenutna napetost na kondenzatorju v enosmernem tokokrogu (pu vrednost)
$\mathbf{u}_{dq}$	vektor napetosti v d-q koordinatnem sistemu
$u_{ix}$	trenutne fazne napetosti v točki priključitve kompenzatorja
$\bar{u}_{ix}'$	trenutne fazne napetosti v točki priključitve kompenzatorja (pu vrednosti)
$\mathbf{u}_L$	vektor faznih napetosti
$u_{px}'$	trenutne izhodne fazne napetosti pretvornika (pu vrednosti)
$u_{p\alpha}'$	$\alpha$ -komponenta napetosti pretvornika (pu vrednosti)
$u_{p\beta}'$	$\beta$ -komponenta napetosti pretvornika (pu vrednosti)
$\bar{u}_{\alpha\beta}$	napetostni vektor v kompleksni obliki in v $\alpha$ - $\beta$ koordinatnem sistemu
$U_{dc0}$	enosmerna komponenta napetosti na kondenzatorju
$U_{dch}$	temenska vrednost harmonske komponente napetosti na kondenzatorju
$\delta$	fazni kot stikalne funkcije glede na omrežno napetost
$\omega_B$	bazna kotna hitrost
$\omega_h$	harmonska kotna hitrost
$\omega$	splošna kotna hitrost

### Simboli, dodatno uporabljeni v 3. poglavju

$k_m$	modulacijski faktor
$\mathbf{S}_L$	vektor stikalne funkcije
$\mathbf{S}_{Lmod}$	vektor modulirane stikalne funkcije
$U_{dcref}$	referenčno vrednost enosmerne napetosti (pu vrednost)
$\mathbf{u}'_{pL}$	vektor izhodnih napetosti pretvornika
$\mathbf{u}'_{pLc}$	vektor kompenziranih 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

### Simboli, dodatno uporabljeni v 4. poglavju

$i_{pd}'$	d-komponenta toka pretvornika (pu vrednost)
$i_{pd}'^*$	referenčna vrednost d komponente toka pretvornika (pu vrednost)
$i_{pd\_n}'$	d komponenta negativnega sistema toka pretvornika (pu vrednost)
$i_{pd\_n}'^*$	referenčna vrednost d komponente negativnega sistema toka (pu vrednost)
$i_{pd\_p}'$	d komponenta pozitivnega sistema toka pretvornika (pu vrednost)
$i_{pd\_p}'^*$	referenčna vrednost d komponente pozitivnega sistema toka (pu vrednost)
$i_{pq}'$	q-komponenta toka pretvornika (pu vrednost)
$i_{pq}'^*$	referenčna vrednost q komponente toka pretvornika (pu vrednost)
$i_{pq\_n}'$	q komponenta negativnega sistema toka pretvornika (pu vrednost)
$i_{pq\_n}'^*$	referenčna vrednost q komponente negativnega sistema toka (pu vrednost)
$i_{pq\_p}'$	q komponenta pozitivnega sistema toka pretvornika (pu vrednost)
$i_{pq\_p}'^*$	referenčna vrednost q komponente pozitivnega sistema toka (pu vrednost)
$S_d$	stikalna funkcija v d osi pretvornika
$S_{d\_p}$	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
$S_q$	stikalna funkcija v q osi pretvornika
$S_{q\_p}$	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
$\mathbf{T}_{dq_n}$	modificirana transformacijska matrika za negativni sistem
$\underline{U}_p$	fazor napetosti pozitivnega sistema
$\underline{U}_n$	fazor napetosti negativnega sistema
$\underline{U}_0$	fazor napetosti ničnega sistema
$\underline{U}_x$	fazor napetosti v fazah L1, L2 in L3
$u_{dc}^*$	referenčna vrednost enosmerne napetosti (pu vrednost)
$u_{d\_n}$	d komponenta negativnega sistema napetosti (transformacija preko $\mathbf{T}_{dq_n}$ )
$u_{d\_p}$	d komponenta pozitivnega sistema napetosti (transformacija preko $\mathbf{T}_{dq}$ )
$u_{d\_hl}$	d komponenta harmonske trifazne napetosti (transformacija preko $\mathbf{T}_{dq}$ )
$u_{d\_hlr}$	razlika izvirnega in časovno zakasnjenege signala v d osi
$u_{d\_hlz}$	časovno zakasnjena napetost $u_{d\_hl}$
$u_{d\_pl}$	d komponenta nesimetrične trifazne napetosti (transformacija preko $\mathbf{T}_{dq}$ )
$u_{d\_nl}$	d komponenta nesimetrične trifazne napetosti (transformacija preko $\mathbf{T}_{dq_n}$ )
$u_{d\_plr}$	razlika izvirnega in časovno zakasnjenege signala v d osi
$u_{d\_nlr}$	razlika izvirnega in časovno zakasnjenege signala v d osi
$u_{d\_plz}$	časovno zakasnjena napetost $u_{d\_pl}$
$u_{d\_nlz}$	časovno zakasnjena napetost $u_{d\_nl}$
$u_{id}'$	d-komponenta trenutne fazne napetosti v točki priključitve kompenzatorja (pu vrednost)
$u_{id\_n}'$	d komponenta negativnega sistema napetosti (pu vrednost)
$u_{id\_p}'$	d komponenta pozitivnega sistema napetosti (pu vrednost)
$u_{iq}'$	q-komponenta trenutne fazne napetosti v točki priključitve kompenzatorja (pu vrednost)
$u_{iq\_n}'$	q komponenta negativnega sistema napetosti (pu vrednost)
$u_{iq\_p}'$	q komponenta pozitivnega sistema napetosti (pu vrednost)
$u_{Lx\_h}$	fazna harmonska napetost
$u_{q\_hl}$	q komponenta harmonske trifazne napetosti (transformacija preko $\mathbf{T}_{dq}$ )
$u_{q\_hlr}$	razlika izvirnega in časovno zakasnjenege signala v q osi
$u_{q\_hlz}$	časovno zakasnjena napetost $u_{q\_hl}$
$u_{q\_n}$	q komponenta negativnega sistema napetosti (transformacija preko $\mathbf{T}_{dq_n}$ )
$u_{q\_p}$	q komponenta pozitivnega sistema napetosti (transformacija preko $\mathbf{T}_{dq}$ )
$u_{q\_pl}$	q komponenta nesimetrične trifazne napetosti (transformacija preko $\mathbf{T}_{dq}$ )
$u_{q\_nl}$	q komponenta nesimetrične trifazne napetosti (transformacija preko $\mathbf{T}_{dq_n}$ )
$u_{q\_plr}$	razlika izvirnega in časovno zakasnjenege signala v q osi
$u_{q\_nlr}$	razlika izvirnega in časovno zakasnjenege signala v q osi
$u_{q\_plz}$	časovno zakasnjena napetost $u_{q\_pl}$
$u_{q\_nlz}$	časovno zakasnjena napetost $u_{q\_nl}$
$u_{\alpha h1}$	$\alpha$ komponenta harmonske napetosti
$u_{\alpha h\_p}$	pozitivni sistem $\alpha$ komponente harmonske napetosti
$u_{\alpha h1r}$	razlika izvirnega in časovno zakasnjenege signala v $\alpha$ osi
$u_{\alpha h1z}$	zakasnjena $\alpha$ komponenta harmonske napetosti
$u_{\alpha\_n}$	$\alpha$ komponenta negativnega sistema napetosti
$u_{\alpha\_p}$	$\alpha$ komponenta pozitivnega sistema napetosti
$u_{\alpha r}$	razlika izvirnega in časovno zakasnjenege signala v $\alpha$ osi
$u_{\alpha z}$	zakasnjena $\alpha$ komponenta napetosti
$u_{\beta h\_p}$	pozitivni sistem $\beta$ komponente harmonske napetosti
$u_{\beta h1}$	$\beta$ komponenta harmonske napetosti
$u_{\beta h1r}$	razlika izvirnega in časovno zakasnjenege signala v $\beta$ osi
$u_{\beta h1z}$	zakasnjena $\beta$ komponenta harmonske napetosti



$u_{\beta_n}$	$\beta$ komponenta negativnega sistema napetosti
$u_{\beta_p}$	$\beta$ komponenta pozitivnega sistema napetosti
$u_{\beta r}$	razlika izvornega in časovno zakasnjene signala v $\beta$ osi
$u_{\beta z}$	zakasnjena $\beta$ komponenta napetosti

## Simboli, dodatno uporabljeni v 5. poglavju

$K_{id}$	ojačanje integralnega dela regulatorja v d osi
$K_{idn}$	ojačanje integralnega dela regulatorja v d osi negativnega sistema
$K_{idp}$	ojačanje integralnega dela regulatorja v d osi pozitivnega sistema
$K_{idc}$	ojačanje integralnega dela regulatorja enosmernega tokokroga
$K_{iq}$	ojačanje integralnega dela regulatorja v q osi
$K_{iqn}$	ojačanje integralnega dela regulatorja v q osi negativnega sistema
$K_{iqp}$	ojačanje integralnega dela regulatorja v q osi pozitivnega sistema
$K_{pd}$	ojačanje proporcionalnega dela regulatorja v d osi
$K_{pdn}$	ojačanje proporcionalnega dela regulatorja v d osi negativnega sistema
$K_{pdp}$	ojačanje proporcionalnega dela regulatorja v d osi pozitivnega sistema
$K_{pdc}$	ojačanje proporcionalnega dela regulatorja enosmernega tokokroga
$K_{pq}$	ojačanje proporcionalnega dela regulatorja v q osi
$K_{pqn}$	ojačanje proporcionalnega dela regulatorja v q osi negativnega sistema
$K_{pqp}$	ojačanje proporcionalnega dela regulatorja v q osi pozitivnega sistema
$i_{md}'$	d-komponenta toka internega matematičnega modela (pu vrednost)
$i_{mq}'$	q-komponenta toka internega matematičnega modela (pu vrednost)
$i_{md_n}'$	d-komponenta toka negativnega sistema internega matematičnega modela (pu vrednost)
$i_{mq_n}'$	q-komponenta toka negativnega sistema internega matematičnega modela (pu vrednost)
$i_{md_p}'$	d-komponenta toka pozitivnega sistema internega matematičnega modela (pu vrednost)
$i_{mq_p}'$	q-komponenta toka pozitivnega sistema internega matematičnega modela (pu vrednost)
$u_{mdc}'$	trenutna napetost v enosmernem tokokrogu internega matematičnega modela (pu vrednost)
$v_{dc}'$	izhod iz regulacijskega sistema v enosmernem tokokrogu (pu vrednost)
$v_{L1}'$	padec napetosti na sklopni impedanci v fazi L1 (pu vrednost)
$v_{L2}'$	padec napetosti na sklopni impedanci v fazi L2 (pu vrednost)
$v_{L3}'$	padec napetosti na sklopni impedanci v fazi L3 (pu vrednost)
$v_{L1_p}'$	padec napetosti na sklopni impedanci v fazi L1 – pozitivni sistem (pu vrednost)
$v_{L2_p}'$	padec napetosti na sklopni impedanci v fazi L2 – pozitivni sistem (pu vrednost)
$v_{L3_p}'$	padec napetosti na sklopni impedanci v fazi L3 – pozitivni sistem (pu vrednost)
$v_{L1_n}'$	padec napetosti na sklopni impedanci v fazi L1 – negativni sistem (pu vrednost)
$v_{L2_n}'$	padec napetosti na sklopni impedanci v fazi L2 – negativni sistem (pu vrednost)
$v_{L3_n}'$	padec napetosti na sklopni impedanci v fazi L3 – negativni sistem (pu vrednost)
$v_{pd}'$	izhod iz regulacijskega sistema v smeri d osi (pu vrednost)
$v_{pq}'$	izhod iz regulacijskega sistema v smeri q osi (pu vrednost)
$v_{pd_p}'$	izhod iz regulacijskega sistema v smeri d osi za pozitivni sistem (pu vrednost)
$v_{pd_pr}'$	razklopljeni izhod iz regulacijskega sistema v smeri d osi za pozitivni sistem (pu vrednost)
$v_{pd_n}'$	izhod iz regulacijskega sistema v smeri d osi za negativni sistem (pu vrednost)
$v_{pd_nr}'$	razklopljeni izhod iz regulacijskega sistema v smeri d osi za negativni sistem (pu vrednost)
$v_{pq_n}'$	izhod iz regulacijskega sistema v smeri d osi za negativni sistem (pu vrednost)
$v_{pq_nr}'$	razklopljeni izhod iz regulacijskega sistema v smeri d osi za negativni sistem (pu vrednost)

$v_{pq\_p}'$	izhod iz regulacijskega sistema v smeri q osi za pozitivni sistem (pu vrednost)
$v_{pq\_pr}'$	razklopljeni izhod iz regulacijskega sistema v smeri q osi za pozitivni sistem (pu vrednost)

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

$I_b'$	fazor toka bremena (pu vrednost)
$i_{bx}'$	fazni tokovi bremena
$I_p'$	fazor toka pretvornika (pu vrednost)
$I_v'$	fazor toka vira (pu vrednost)
$i_{vx}$	fazni tokovi vira
$L_b$	induktivnost bremena
$L_v$	induktivnost vira
$R_b$	ohmska upornost bremena
$R_{pre}$	upornost polprevodniškega elementa v prevodnem stanju
$R_{zap}$	upornost polprevodniškega elementa v zapornem stanju
$\underline{U}_v'$	fazor napetosti vira (pu vrednost)
$U_{prb}$	prebojna napetost polprevodniškega stikala
$U_{pre}$	prevodna napetost polprevodniškega stikala
$u_{vx}$	fazne napetosti vira

## POVZETEK DOKTORSKE DISERTACIJE

Doktorska disertacija sega na področje aktivnih kompenzacijskih naprav in se osredotoča na delovanje paralelnega statičnega kompenzatorja (StatCom-a). Pri analizi delovanja statičnega kompenzatorja zahteva posebno obravnavo obratovanje naprave pri napetostni in tokovni nesimetriji. Osrednji prispevek doktorske disertacije je razklopljen regulacijski algoritem statičnega kompenzatorja, ki napravi omogoča učinkovito obratovanje v nesimetričnih razmerah.

Aktivne kompenzacijske naprave so nastale kot posledica izzivov razvoja elektroenergetskih sistemov. Ta razvoj že od vsega začetka diktira predvsem skokovita rast porabe električne energije, zadnjih deset let pa tudi odpiranje trga z električno energijo. Rast porabe prinaša zahteve po izgradnji novih proizvodnih virov in prenosnih zmogljivosti, čemur pa nasprotuje vse večja ekološka zavest družbe. V takih okoliščinah se je oblikovala težnja po večji izkoriščenosti že obstoječih prenosnih poti in proizvodnih kapacitet, kar je prineslo zahteve po:

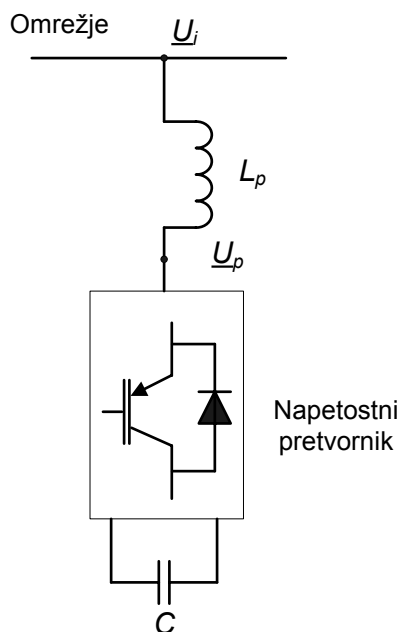
- povečanju prenosnih zmogljivosti vodov,
- zagotavljanju ustrezne stabilnosti elektroenergetskih sistemov ob povečanih pretokih moči in
- učinkovitem nadzoru nad pretoki moči v omrežju.

Tradicionalna rešitev zgoraj omenjenih težav bi bila ojačanje elektroenergetskega omrežja z dodatnimi vodi, kar je zaradi okoljevarstvenih razlogov, zakonskih omejitev in tudi cene praktično nesprejemljiva rešitev. Alternativen, tehnološki, pristop k opisani problematiki je bil zasnovan v začetku 90-ih let prejšnjega stoletja in temelji na uporabi aktivnih kompenzacijskih naprav, ki so zgrajene na osnovi elementov močnostne elektronike. Te naprave omogočajo dinamično kompenzacijo. Svoje regulacijske parametre spreminjajo glede na trenutne razmere v omrežju, v skladu z algoritmom vodenja naprave, in lahko zagotavljajo večjo stabilnost obratovanja elektroenergetskega sistema.

Doktorska disertacija se osredotoča na delovanje ene izmed sodobnih aktivnih kompenzacijskih naprav, paralelnega statičnega kompenzatorja (StatCom-a).

V prvem poglavju so podane splošne značilnosti paralelnega statičnega kompenzatorja. Naprava je opisana kot napetostni vir, pri katerem lahko spreminjamo frekvenco, amplitudo in fazni kot generirane napetosti. Uporablja se tako v prenosnem kot tudi v distribucijskem omrežju, pri čemer ostaja osnovni princip delovanja v obeh primerih enak. Jedro statičnega kompenzatorja tvori napetostni pretvornik, ki omogoča štirikvadrantno obratovanje. Pretvornik je sestavljen iz polprevodniških stikal (GTO-ji, IGBT-ji). Na enosmerni strani ima kondenzator, na omrežje pa je priključen paralelno preko sklopne induktivnosti. Izmenjavo moči med pretvornikom in omrežjem reguliramo preko generiranja ustrezne izmenične napetosti na izhodnih sponkah pretvornika. Naprava je shematsko prikazana na sliki I.

V drugem poglavju je izpeljan trifazni matematični model statičnega kompenzatorja. Na osnovi matematičnega opisa naprave so analizirane osnovne lastnosti obratovanja v različnih razmerah. Temeljne odlike statičnega kompenzatorja so predvsem dobra dinamika, možnost generiranja nazivnega toka pri praktično poljubni omrežni napetosti in nenazadnje uporaba majhnega



Slika I: Shematski prikaz statičnega kompenzatorja.

kondenzatorja na enosmerni strani. Pri uporabi statičnega kompenzatorja v realnih omrežjih pa se izkaže, da se lahko obratovalne lastnosti naprave precej poslabšajo. V doktorski disertaciji se osredotočamo na delovanje statičnega kompenzatorja pri napetostni in tokovni nesimetriji. Nesimetrične razmere nastopijo, kadar je napetost na priključnem mestu kompenzatorja nesimetrična in/ali kadar naprava izmenjuje z omrežjem nesimetrične tokove. Manjše napetostne nesimetrije v omrežju so stalno prisotne in so posledica različnih obremenitev po posameznih fazah, večje nesimetrije pa so posledica nesimetričnih kratkih stikov, ki so najpogostejša vrsta okvare v elektroenergetskih omrežjih. Izmenjava nesimetričnih tokov z omrežjem je lahko posledica nesimetrične napetosti ali pa je zaželen, npr. ob kompenzaciji nesimetričnega bremenskega toka.

Kot pokažeta analiza obratovalnih lastnosti in analiza frekvenčnih karakteristik statičnega kompenzatorja, ki sta narejeni na osnovi matematičnega modela naprave, nastopata pri obratovanju v nesimetričnih razmerah dva temeljna problema. Prvi je generiranje harmonikov nižjih frekvenc na izmenični strani naprave. Ker je statični kompenzator frekvenčno odvisna naprava, se kot posledica nesimetrije na izmenični strani pojavi druga harmonska komponenta v napetosti na kondenzatorju na enosmerni strani pretvornika. Ta druga harmonska komponenta ima za posledico generiranje tretje harmonske komponente na izmenični strani pretvornika, kar je nedopustno za obratovanje naprave. Klasično rešitev tega problema predstavlja povečanje kondenzatorja na enosmerni strani pretvornika, ki lahko postane že precej velik. Drugi problem je najbolj očiten ob nesimetričnih upadih napetosti na priključnem mestu kompenzatorja (ki so npr. posledica kratkega stika). Zaradi napetostne nesimetrije pride do izmenjave negativnega sistema tokov med pretvornikom in omrežjem. Ta tok je lahko zelo velik in v primeru preseganja največjih dopustnih tokovnih obremenitev povzroči izklop naprave. Tako se lahko zgodi, da je ob napetostnem upadu v omrežju, ko bi napetostno podporo statičnega kompenzatorja najbolj potrebovali, potreben njegov izklop. Glavni cilj doktorske disertacije je razvoj regulacijskega algoritma statičnega kompenzatorja, ki bi slednjemu omogočil delovanje tudi pri napetostni in tokovni nesimetriji.

Na koncu drugega poglavja so predstavljene in kritično ovrednotene rešitve problema obratovanja v nesimetričnih razmerah, ki so najpogosteje obravnavane v literaturi. V literaturi je opisana problematika obratovanja statičnega kompenzatorja sicer obravnavana, vendar celovite rešitve problema regulacije veličin pozitivnega in negativnega sistema nismo zasledili. Večina avtorjev se osredotoča bodisi na omejevanje negativnega sistema tokov ob napetostnem upadu v omrežju bodisi na kompenzacijo nesimetričnih bremenskih tokov. Nerešeno ostaja predvsem vprašanje generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov. Rešitve, ki se uporabljajo za omejevanje negativnega sistema tokov ob napetostnem upadu, le delno zmanjšajo amplitude generiranih harmonikov. Te rešitve ne omogočajo uporabe kompenzatorja za kompenzacijo nesimetričnih tokov oz. napetosti. Na drugi strani pa algoritmi, ki so načrtovani za kompenzacijo nesimetričnih bremenskih tokov, navadno niso primerni (zgradba pretvornika, način proženja) za naprave večjih moči. Večini rešitev je skupno, da se problem harmonikov rešuje s povečanjem kondenzatorja na enosmerni strani, kar poveča in podraži kompenzator.

Predlog rešitve prvega problema, to je generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov na izmenični strani, je podan v tretjem poglavju. Uporabljena je metoda modulacije stikalne funkcije, kjer z ustreznimi preklopi polprevodniških stikal dosežemo, da naprava kljub popačeni enosmerni napetosti na izmenični strani ne generira nizkofrekvenčnih harmonskih komponent. S takim pristopom tudi ni potrebno predimenzioniranje kondenzatorja na enosmerni strani.

Rešitev drugega problema, to je nekontrolirano generiranje tokov negativnega sistema, pa dosežemo z ustreznim regulacijskim algoritmom za pozitivni in negativni sistem veličin. Regulacijski algoritem temelji na matematičnem modelu kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu, ki opisuje delovanje naprave v nesimetričnih razmerah. Matematični model je izpeljan v četrtem poglavju. Zapis v d-q koordinatah je zaželen, ker se veličine omrežne frekvence pretvorijo v enosmerne signale, ki jih lahko direktno uporabimo kot vhodne spremenljivke splošnega regulacijskega algoritma. Druga pomembna lastnost veličin v d-q koordinatnem sistemu je, da so ob ustrezni sinhronizaciji transformacije na omrežno napetost komponente v d osi neposredno v povezavi z delovno močjo, komponente v q osi pa z jalovo močjo. Ob uporabi modulacije stikalne funkcije je kompenzator v nesimetričnih razmerah opisan s tremi sklopi enačb: opisom pozitivnega sistema, opisom negativnega sistema in opisom skupnega enosmerne vezja. Pri tem je še pomembno, da smo iz modela lahko izpustili harmonske komponente, ki nastopijo na enosmerni strani, saj zaradi modulacije stikalne funkcije ne vplivajo na generiranje napetosti na izmenični strani. Modulacija stikalne funkcije je torej ključna za izpeljavo matematičnega modela.

Že iz matematičnega modela sledi, da sprememba omrežne napetosti za kompenzator predstavlja motnjo, ki jo bo moral regulacijski algoritem odpraviti z ustrezno spremembo stikalne funkcije. Pri načrtovanju regulacije je bila posebna pozornost posvečena ravno odzivu algoritma v primeru napetostnih sprememb, ki je ključen za obratovalne lastnosti statičnega kompenzatorja ob napetostnih upadih.

V četrtem poglavju je opisanih tudi nekaj možnih metod za določanje simetričnih komponent v pravokotnem koordinatnem sistemu. Izkazuje se, da vsaka od obravnavanih metod doprinese določeno časovno zakasnitev transformiranega signala. Poleg same zakasnitve so metode primerjane tudi glede na odziv v nestacionarnih razmerah in glede na to, kako se obnesejo pri harmonsko popačenih signalih. Posamezne transformacije so najprej obravnavane analitično, nato pa so pridobljene

ugotovitve preizkušene še na numeričnem zgledu. Na osnovi analitičnih izpeljav in rezultatov numeričnih izračunov smo zaključili, da je za določanje simetričnih komponent signala najprimernejša metoda, ki temelji na transformaciji trifaznega signala v d-q koordinatni sistem in filtriranju druge harmonske komponente (ta se pojavi kot posledica nesimetričnega signala). Metoda sicer doprinese 10 ms zakasnitev v nestacionarnih razmerah, a ob tem daje korekten in harmonsko nepopačen rezultat tudi kadar so v izvornem signalu prisotni harmoniki tretjega reda ali višji. Je tudi edina izmed obravnavanih metod, pri kateri je odvod rezultata v nestacionarnih razmerah zvezen.

V petem poglavju je izpeljan regulacijski algoritem za obratovanje statičnega kompenzatorja pri tokovni in napetostni nesimetriji v omrežju. Algoritem temelji na matematičnem modelu naprave v d-q koordinatnem sistemu, ki opisuje njeno delovanje v nesimetričnih razmerah. Izpeljani algoritem omogoča neodvisno regulacijo pozitivnega in negativnega sistema tokov in hkrati razklopitev tokov v d in q osi tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema toka. Zaradi uporabe modulacije stikalne funkcije je možna uporaba relativno majhnega kondenzatorja na enosmerni strani pretvornika brez generiranja harmonikov nizke frekvence na izmenični strani. Tak regulacijski algoritem ob nastopu nesimetričnega napetostnega upada v omrežju omogoča delovanje statičnega kompenzatorja brez prevelikega porasta toka (negativni sistem tokov je reguliran na nič) in brez generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov na izmenični strani kompenzatorja. Regulacijski algoritem je primeren za vodenje naprav tako v prenosnem omrežju (naprave večje moči) kot tudi v distribucijskem omrežju. Z ustreznim določanjem stikalne funkcije je dosežen relativno dober dinamičen odziv na spremembo napetosti na priključnem mestu kompenzatorja.

V poglavju je obravnavana tudi problematika zakasnitve merjenih veličin (tokov, napetosti) zaradi filtriranja v merilni progi, kar znatno vpliva na dinamiko samega regulatorja. Kot rešitev je predlagana uporaba internega matematičnega modela, ki predstavlja aproksimacijo dejanskega sistema. Veličine internega matematičnega modela so uporabljene za razklopitev tokov in za sklenitve regulacijske zanke toka v d osi pozitivnega sistema. Uporabljeni pristop poveča dinamiko in stabilnost regulacijskega algoritma.

Na koncu petega poglavja je v PSCAD-u simulirano delovanje izpeljanega regulacijskega algoritma. Statični kompenzator je pri tem ponazorjen s trifaznim matematičnim modelom. Preizkušeno je delovanje opisanih regulatorjev v simetričnih in nesimetričnih razmerah.

V šestem poglavju je delovanje regulacijskega sistema preverjeno na natančnem modelu naprave, ki temelji na modeliranju napetostnega pretvornika z modeli polprevodniških stikal. Stikala prožimo z ustreznim algoritmom generiranja prožilnih pulzov. V začetku 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. Nato sta simulirani naslednji obratovalni situaciji kompenzatorja:

- kompenzacija nesimetričnega bremenskega toka in
- delovanje ob nesimetričnem napetostnem upadu v omrežju.

Rezultati simulacij kažejo, da je v vseh simuliranih primerih obratovanje kompenzatorja stabilno, da je dinamika naprave dobra in da kljub relativno majhnemu kondenzatorju na enosmerni strani ne pride do generacije nizkofrekvenčnih harmonskih komponent na izmenični strani. Tudi odziv naprave na relativno globok upad napetosti je dober, z majhnimi pretokovi in z majhnim upadom enosmerne

napetosti. Pri tem je kompenzator sposoben vzdrževati referenčni tok na izhodnih sponkah in lahko izvaja npr. napetostno podporo tudi v takih obratovalnih razmerah. Dobra dinamika regulacijskega algoritma na upad napetosti temelji predvsem na hitrem odzivu stikalne funkcije na spremembo napetosti na priključnem mestu kompenzatorja. Sam regulacijski algoritem je namreč optimiran za regulacijo tokov, ki predstavljajo regulirane veličine. Sprememba napetosti pa vstopa v algoritem kot motnja, kar je bilo upoštevano ob načrtovanju regulacijskega algoritma. Omrežna napetost neposredno v regulacijski krog ne vstopa. V regulacijskih zankah posameznih tokov vseskozi operiramo s padcem napetosti na sklopni impedanci, kjer omrežna napetost ni upoštevana. Vrednost omrežne napetosti se uporabi šele za končni izračun trifazne stikalne funkcije. Na ta način je odziv stikalne funkcije na spremembo napetosti hiter.

**Ključne besede:** aktivne kompenzacijske naprave, statični kompenzator, regulacijski algoritem, nesimetrične razmere.





## ABSTRACT OF DOCTORAL THESIS

The presented doctoral thesis concentrates on power converter based compensators with an emphasis on the static compensator (StatCom). In view of StatCom operation analysis, special attention must be paid to the operation with unbalanced voltages and currents. The main goal of the thesis is the derivation of a control algorithm that would allow compensator operation under unbalanced conditions.

Active compensation devices have evolved as a result of the development of power systems, dictated by a fast increase of electrical energy consumption and in the last decade also by the electricity market deregulation. The increasing consumption demands new generation and transmission facilities while the growing public ecological awareness stands against these requests. Such conditions resulted in higher utilization of existing facilities, demanding the following:

- an increase of the power transfer capability of transmission systems,
- sufficient stability of power systems at increased power flows and
- the ability to keep the power flow over the designated routes.

A traditional solution to the above problems would be a reinforcement of the transmission system with new lines. Apart from the cost, such solution under the present environmental and regulatory constraints would not be possible. An alternative, technological approach was initiated in the 1990s and is based on the use of active compensation devices. Active compensators enable fast dynamic compensation providing additional rotational and voltage stability.

The doctoral thesis concentrates on the operation of one of the modern active compensation devices i.e. the shunt connected static compensator or StatCom.

Chapter one introduces a basic description of StatCom. The device is based on the voltage-sourced converter (VSC) 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 converter consists of connected semiconductor valves, it has a capacitor on the dc side and is shunt connected to the network through a coupling inductance. The described basic circuit is shown in Figure II. Two different principles of operation are described: operation of StatCom in a transmission system (as a typical FACTS device) and operation in a distribution system (as a custom power device). The generation of ac-voltage via converter valve switching is explained in detail. Various converter topologies that allow harmonic elimination and the construction of high power devices are also presented. In addition, general information about power semiconductor devices is given.

The second chapter introduces the three-phase mathematical description of the static compensator, which forms the base for the development of a classic compensator d-q mathematical model. Based on the three-phase mathematical model the StatCom operation under different conditions is studied. The major advantages of StatCom in comparison with a conventional Static Var Compensator (SVC) include the ability to generate the rated current at almost any network voltage, a better dynamic response and the use of a relatively small capacitor on the dc side. The size of the capacitor does not play an important role in steady-state reactive power generation, which results in a significant

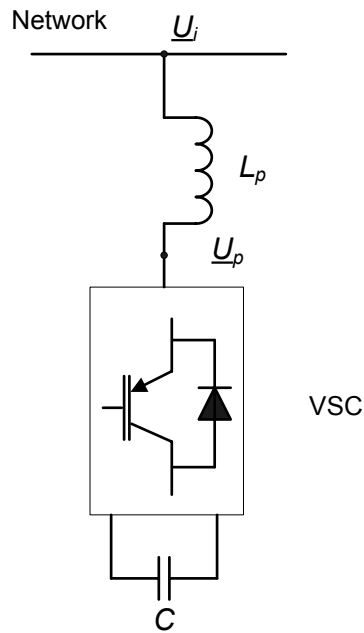


Figure II: StatCom basic circuit.

reduction of the overall compensator size and cost. However, the performance of the StatCom in real networks may seriously deteriorate. In the thesis we concentrate on the compensator operation under unbalanced conditions. The StatCom operation under unbalanced conditions occurs in the case of unbalanced voltages or/and when the compensator exchanges negative-sequence current components with the network. Mild voltage unbalances are caused by unbalanced loads, while severe unbalances are the consequence of power system faults. As a consequence large negative-sequence currents may flow between the compensator and the network. Unbalance in network voltage also causes voltage distortion on the dc side of the converter and consecutively the generation of low order harmonics on the ac side. Another case concerns a compensator that is used for compensation of unbalanced loads. The dc-side voltage distortion and low order harmonics generation are a major problem also in this case. The overcurrent problem and load balancing were already addressed in some papers. However, the problem of dc-side voltage distortion is not thoroughly analyzed and is usually solved with the use of a sufficiently large capacitor allowing the reduction of the voltage ripple and increasing the size and cost of the device. Moreover, the StatCom operation under unbalanced conditions is not analytically formulated thus making the development of an effective control algorithm difficult. The main goal of the doctoral thesis is the development of a StatCom control algorithm that would enable efficient compensator operation under unbalanced conditions.

The solution of the first problem, that is the generation of low order harmonics under unbalanced conditions, is proposed in chapter three. A conventional approach would aim to ensure that only a dc component is present in the dc-bus voltage. This is usually achieved by overrating the dc-side capacitor, thus increasing the cost and the size of the device. In contrast, the approach proposed in this paper enables VSC operation with distorted dc-bus voltage which effect is compensated with a proper modulation of the switching function. This enables the use of a relatively small capacitor.

The second aforementioned problem is the uncontrolled generation of negative sequence currents. This problem can be solved with the use of a control algorithm capable of efficient control of positive- and negative-sequence currents. The control algorithm is based on the StatCom mathematical model in

the d-q coordinate system describing the device operation under unbalanced conditions. The mathematical model is developed in chapter four. An important issue of the d-q transformation is its frequency dependence. With proper synchronization to the network, the fundamental frequency signals are transformed into dc quantities (in steady state) enabling the development of a control circuit. Moreover, the transformation leads to a useful separation of the current-vector components. With the use of the switching function modulation the StatCom can be described with three equation sets: the first describing positive-sequence fundamental-frequency quantities, the second describing negative-sequence fundamental-frequency quantities and the third describing the common dc bus. With the use of the switching function modulation no additional harmonics are generated on the ac side and are not included in the mathematical model. Switching function modulation is therefore crucial for the mathematical model development.

At the end of chapter four a few methods for the calculation of positive- and negative-sequence components of a three phase unbalanced signal are discussed. All the transformation methods introduce some delay. Beside the delay time the different methods were also compared according to their dynamic response and according to the influence of harmonics on the transformation result. Different methods are first analysed analytically. After that a numerical example is presented. On the basis of the analytical and numerical results it was concluded that among the studied methods the d-q transformation method is the most suitable for the positive and negative sequence computation. The method requires the use of a harmonic filter (second harmonic) which causes a substantial delay in dynamic conditions (10 ms). But the use of the filter also results in a harmonic free transformation for all the cases where the third harmonic or higher harmonic components are present in the unbalanced three-phase signal.

In chapter five a control algorithm for StatCom operation under unbalanced conditions is developed. The algorithm is based on the d-q mathematical model for unbalanced conditions operation. With the proposed algorithm a separate control of positive- and negative-sequence currents is possible. Furthermore, decoupled control of d- and q-axes current components of the positive and negative sequence is achieved. The outputs of the controller are the required converter voltages, which makes the algorithm suitable for high power applications. The problem of dc-voltage distortion is solved with appropriate modulation of the switching function so that, in comparison with traditional solutions, the dc-side capacitor does not have to be overrated. Because of the delay introduced by measured signals filtering the performance would seriously deteriorate in transient conditions. Therefore the signal values for decoupling are derived from an internal StatCom mathematical model approximating the operation of the actual converter. The algorithm is tested by means of simulation. In the case of a network voltage sag the algorithm enables stable StatCom operation without excessive overcurrents (negative-sequence current components are regulated to zero) and without low-frequency harmonics generation on the ac side.

In the sixth chapter principles of detailed modelling of power electronics in power engineering applications are presented. An accurate StatCom model is constructed based on the three-phase voltage sourced converter, with every individual power switch represented. The model was simulated in PSCAD. Two cases are presented:

- StatCom operation as an unbalanced load currents compensator and
- StatCom response to an unbalanced voltage sag.

The simulation results show that the presented control algorithm enables stable operation under unbalanced conditions. In the case of unbalanced currents control the compensator shows a good dynamic response and it does not generate low order harmonics on the ac side despite the relatively small capacitor. In the case of an unbalanced voltage sag the overcurrents are low and the dc voltage change is also not critical. Despite the sag the compensator is still able to generate the desired reference current.

**Keywords:** Active Compensation, StatCom, Control Algorithm, Unbalanced Conditions.

## UVOD

Razvoj elektroenergetskih sistemov že od vsega začetka narekuje predvsem skokovita rast porabe električne energije, zadnjih deset let pa tudi odpiranje trga z električno energijo. Rast porabe prinaša zahteve po izgradnji novih proizvodnih virov in prenosnih zmogljivosti, čemur pa nasprotuje vse večja ekološka zavest družbe. Javno nasprotovanje izgradnji novih proizvodnih in prenosnih kapacitet in s tem povezana vse bolj striktna zakonodaja na tem področju, sta močno podražila in upočasnila nove investicije. Take razmere so pripeljale do težnje po večji izkoriščenosti že obstoječih prenosnih poti in proizvodnih virov v elektroenergetskih omrežjih, kar je prineslo dodatne zahteve po:

- povečanju prenosnih zmogljivosti vodov,
- zagotavljanju ustrezne stabilnosti elektroenergetskih sistemov ob povečanih pretokih moči in
- učinkovitem nadzoru nad pretoki moči v omrežju.

Odpiranje trga z električno energijo, ki v svojem jedru nosi zahtevo po prostem trgovanju z električno energijo, je zgornje zahteve samo še podkrepilo. Deregulacija trga namreč prinaša vse večjo povezanost elektroenergetskih sistemov, večjo obremenjenost posameznih prenosnih poti in vse večji delež razpršene generacije, ki v splošnem slabša stabilnost elektroenergetskih omrežij. Deregulacija hkrati zahteva tudi učinkovito regulacijo pretokov moči, ki omogočijo izpolnjevanje pogodbenih obveznosti med proizvajalci in odjemalci električne energije. Poleg tega z vpeljavo električne energije kot dobrine, ki je predmet trgovanja, vse bolj stopa v ospredje tudi zahteva odjemalcev po ustrezni kakovosti električne energije.

Tradicionalna rešitev zgoraj omenjenih težav (premajhne prenosne zmogljivosti, stabilnost, problem pretokov moči in kakovost električne energije) bi bila ojačanje elektroenergetskega omrežja z dodatnimi vodi, kar je zaradi okoljevarstvenih razlogov, zakonskih omejitev in tudi cene praktično nesprejemljiva rešitev. Alternativen, tehnološki, pristop k opisani problematiki je bil zasnovan v začetku 90-ih let prejšnjega stoletja in temelji na uporabi aktivnih kompenzacijskih naprav, ki bazirajo na elementih močnostne elektronike. Te naprave omogočajo dinamično kompenzacijo, kar pomeni, da lahko svoje regulacijske parametre spreminjajo glede na trenutne razmere v omrežju v skladu z algoritmom vodenja naprave.

Aktivne kompenzacijske naprave lahko glede na zgradbo delimo v dve skupni. Prvo skupino tvorijo tiristorsko krmiljeni reaktivni elementi (kondenzatorji, dušilke) in transformator s tiristorsko vodenimi napetostnimi odcepi. Drugo skupino tvorijo naprave, osnovane na napetostnem (redkeje tokovnem) močnostnem pretvorniku, ki jih lahko opišemo kot krmiljene napetostne (tokovne) vire. V primerjavi z napravami iz prve skupine prinašajo kompenzatorji iz druge skupine bistveno boljše dinamične lastnosti, večjo prilagodljivost razmeram v omrežju ter v določenih izvedbah tudi možnost izmenjave delovne energije z omrežjem. Aktivne kompenzatorje lahko delimo tudi glede na področje uporabe, in sicer na tiste, ki se uporabljajo v prenosnih omrežjih, in na tiste, ki se uporabljajo v distribucijskih omrežjih. Obe kategoriji naprav sta si po osnovnem principu delovanja podobni, razlikujeta pa se predvsem v načinu vodenja in zgradbi. Kompenzatorji v prenosnem omrežju (v angleščini imenovani FACTS naprave – Flexible Ac Transmission Systems) služijo predvsem dvema

namenoma: povečanju maksimalnih pretokov moči po vodih in omogočanju kontrole pretokov moči. Izpolnjevanje obeh ciljev omogoča tudi povečanje stabilnosti elektroenergetskega sistema. Kompenzatorji v distribucijskem omrežju (v angleščini imenovani Custom Power Devices) pa predvsem zagotavljajo večjo kakovost električne energije porabnikom v omrežju.

Doktorska naloga se osredotoča na delovanje ene izmed aktivnih kompenzacijskih naprav, to je paralelnega statičnega kompenzatorja (StatCom-a). Statični kompenzator temelji na napetostnem močnostnem pretvorniku in ga najširše opišemo kot napetostni vir, pri katerem lahko spreminjamo frekvenco, amplitudo in fazni kot generirane napetosti. Uporablja se tako v prenosnem kot tudi v distribucijskem omrežju, pri čemer ostaja osnovni princip delovanja v obeh primerih enak. V prenosnem omrežju se naprava uporablja predvsem kot vir jalove energije (v induktivnem in tudi kapacitivnem področju) in omogoča regulacijo napetosti na priključnem mestu. Preko regulacije napetosti je lahko izvedeno tudi dušenje nihanj moči (povečevanje dinamične stabilnosti) in regulacija pretoka moči po vodu. V distribucijskem omrežju se uporabljajo naprave manjših moči, ki se lahko poleg regulacije napetosti uporabljajo tudi za kompenzacijo harmonikov v bremenskem toku, kompenzacijo nesimetričnih tokov in napetosti, kompenzacijo flikerja,.... Osnovna zgradba statičnega kompenzatorja je opisana v prvem poglavju.

Na osnovi izpeljanega trifaznega matematičnega modela naprave so v drugem poglavju opisane temeljne obratovalne lastnosti statičnega kompenzatorja. Napravo odlikujejo predvsem zelo dobra dinamika, možnost generiranja nazivnega toka pri skoraj poljubni omrežni napetosti in uporaba majhnega kondenzatorja na enosmerni strani. Pri uporabi statičnega kompenzatorja v realnih omrežjih pa se izkaže, da se lahko obratovalne lastnosti naprave precej poslabšajo, kar bodo pokazale tudi izvedene simulacije. Eno izmed obratovalnih stanj, ki zahteva posebno obravnavo, je obratovanje statičnega kompenzatorja pri tokovni in napetostni nesimetriji. Nesimetrične razmere nastopijo, kadar je napetost na priključnem mestu kompenzatorja nesimetrična in/ali kadar naprava izmenjuje z omrežjem nesimetrične tokove. Manjše napetostne nesimetrije v omrežju so stalno prisotne in so posledica različnih obremenitev po posameznih fazah, večje nesimetrije pa so posledica nesimetričnih kratkih stikov, ki so najpogostejša vrsta okvare v elektroenergetskih omrežjih. Izmenjava nesimetričnih tokov z omrežjem je lahko posledica nesimetrične napetosti ali pa je zaželen, npr. ob kompenzaciji nesimetričnega bremenskega toka. Obratovanje statičnega kompenzatorja pri napetostni in tokovni nesimetriji tvori osrednjo temo doktorske disertacije.

Prvi problem, ki nastopi pri obratovanju statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah, je generiranje harmonikov nižjih frekvenc na izmenični strani naprave. Ker je statični kompenzator frekvenčno odvisna naprava, se kot posledica nesimetrije na izmenični strani pojavi druga harmonska komponenta v napetosti na kondenzatorju na enosmerni strani pretvornika. Ta druga harmonska komponenta ima za posledico generiranje tretje harmonske komponente na izmenični strani pretvornika, kar je nedopustno za obratovanje naprave. Klasično rešitev tega problema predstavlja povečanje kondenzatorja na enosmerni strani pretvornika. Kondenzator lahko postane že precej velik. Poleg samega generiranja harmonikov nastopi ob nesimetričnih upadih napetosti (ki so npr. posledica kratkega stika) na priključnem mestu kompenzatorja še dodaten problem. Zaradi napetostne nesimetrije pride do izmenjave negativnega sistema tokov med pretvornikom in omrežjem. Ta tok je lahko zelo velik in lahko v primeru preseganja največjih dopustnih tokovnih obremenitev povzroči njegov izklop. Tako se lahko zgodi, da je ob napetostnem upadu v omrežju, ko bi napetostno podporo statičnega kompenzatorja najbolj potrebovali, potreben njegov izklop.

Glavni cilj doktorske disertacije je razvoj regulacijskega algoritma statičnega kompenzatorja, ki bi napravi omogočil delovanje tudi pri napetostni in tokovni nesimetriji. Prvi omenjeni problem, generiranje nizkofrekvenčnih harmonskih komponent, bo rešen z modulacijo stikalne funkcije, ki je opisana v poglavju 3. Za regulacijo nesimetričnega sistema tokov na želeno vrednost je seveda potreben ustrezen algoritem vodenja naprave. Regulacijski algoritem bo temeljil na matematičnem modelu kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu, ki opisuje njegovo delovanje v nesimetričnih razmerah. Matematični model je izpeljan v četrtem poglavju, regulacijski algoritem pa v petem. Algoritem bo omogočal neodvisno regulacijo pozitivnega in negativnega sistema tokov. Poleg tega bo zaradi uporabe modulacije stikalne funkcije možna uporaba relativno majhnega kondenzatorja na enosmerni strani pretvornika brez generiranja harmonikov nizke frekvence na izmenični strani. Ta algoritem bo ob nastopu nesimetričnega napetostnega upada v omrežju omogočil delovanje statičnega kompenzatorja brez prevelikega porasta toka in brez generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov na izmenični strani. Regulacijski algoritem bo primeren za vodenje naprav tako v prenosnem omrežju (naprave večje moči) kot tudi v distribucijskem omrežju. Za samo delovanje regulacije je treba določiti tudi simetrične komponente napetosti in tokov. V disertaciji bomo v četrtem poglavju določili najprimernejšo metodo transformacije, ki bo omogočala hitro in stabilno delovanje v dinamičnih razmerah. Delovanje regulacijskega algoritma bo ovrednoteno v šestem poglavju s simulacijo natančnega modela statičnega kompenzatorja v programu PSCAD.

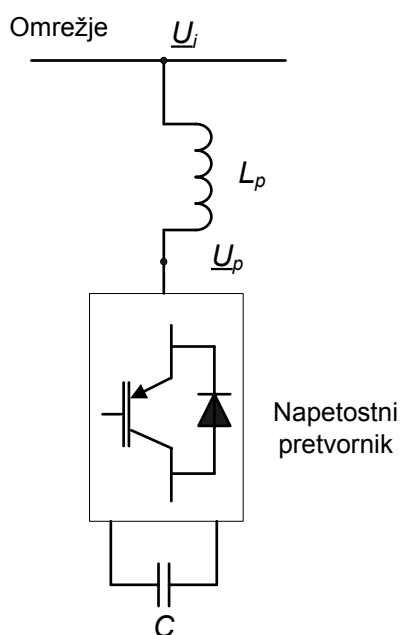




# 1. SPLOŠNI OPIS STATIČNEGA KOMPENZATORJA

V tem poglavju bodo opisane splošne značilnosti paralelnega statičnega kompenzatorja. Predstavljena bo osnovna zgradba naprave, principi delovanja in osnovne naloge, ki jih opravlja v elektroenergetskih omrežjih. Podrobneje bo opisana topologija in delovanje napetostnega pretvornika, ki tvori osnovno enoto tako statičnega kompenzatorja kot tudi nekaterih drugih sodobnih aktivnih kompenzacijskih naprav. Na koncu poglavja bo opisana še vektorska ponazoritev trenutnih trifaznih veličin v stacionarnem pravokotnem koordinatnem sistemu ( $\alpha$ - $\beta$  koordinate) in v rotirajočem pravokotnem koordinatnem sistemu (d-q koordinate), ki je nujna za izpeljave v nadaljevanju disertacije.

Statični kompenzator je aktivna kompenzacijska naprava, ki jo lahko najširše opišemo kot napetostni vir s spremenljivo frekvenco, amplitudo in faznim kotom generirane napetosti. Osnovni gradnik statičnega kompenzatorja je močnostni pretvornik, ki je sestavljen iz med seboj povezanih močnostnih polprevodniških stikalnih elementov. Na enosmerni strani pretvornika je kot enosmerni napetostni vir 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]-[8]. Statični kompenzator je shematsko prikazan na sliki 1.1.



Slika 1.1: Shematski prikaz statičnega kompenzatorja.

Glede področja obratovanja lahko statične kompenzatorje delimo na tiste, ki obratujejo v prenosnem omrežju in tiste, ki so namenjeni obratovanju v distribucijskem omrežju. Sam osnovni princip delovanja obeh tipov kompenzatorjev sicer ostaja enak, razlikujeta pa se predvsem po zgradbi pretvornika (ki je pogojena z močjo naprave) in načinu vodenja. Kompenzatorji v prenosnem omrežju

(v angleščini imenovani FACTS naprave – Flexible Ac Transmission Systems) služijo predvsem dvema namenoma: povečanju maksimalnih pretokov moči po vodih in omogočanju regulacije pretokov moči. Izpolnjevanje obeh ciljev omogoča tudi povečanje stabilnosti elektroenergetskega sistema. Kompenzatorji v distribucijskem omrežju (v angleščini imenovani Custom Power Devices) pa predvsem zagotavljajo večjo kakovost električne energije porabnikom v omrežju. 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,
- povečanje maksimalnih pretokov moči,
- izboljšanje tranzientne stabilnosti,
- regulacija pretokov moči,
- 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 naprave). 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 in da v sami napravi ni izgub, 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 takih, idealnih, razmerah bi lahko bila kapacitivnost kondenzatorja teoretično neskončno majhna. 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, ki so posledica ohmske upornosti sklopne impedance, preklopov polprevodniških stikal in izgub v enosmernem tokokrogu. Zaradi harmonikov in izgub tudi napetost na kondenzatorju niha in jo moramo z ustrezno izmenjavo delovne moči med pretvornikom in omrežjem ohranjati na želeni vrednosti. Kapacitivnost kondenzatorja mora biti določena tako, da zagotavlja ustrezno enosmerno napetost v vseh obratovalnih pogojih, za katere je kompenzator načrtovan.

Kompenzatorji v prenosnem omrežju so praviloma naprave večjih moči, zato se kot močnostna stikala pretvornika največkrat uporabljajo GTO tiristorji, ki so grajeni za velike nazivne tokove in napetosti.

Za odpravljanje harmonikov v generirani izmenični napetosti se uporabljajo različne vezave stikalnih elementov in različne tehnike proženja, ki bodo opisane v naslednjih poglavjih.

## 1.2. Statični kompenzator v distribucijskem omrežju

Statični kompenzator, uporabljen v distribucijskem omrežju (distribucijski statični kompenzator), zagotavlja predvsem večjo kakovost električne energije priključenim porabnikom. V ta namen lahko naprava na primer omogoča:

- kompenzacijo jalove energije,
- kompenzacijo harmonikov,
- kompenzacijo nesimetričnega bremena,
- kompenzacijo flikerja,
- napetostno regulacijo na priključnem mestu,...

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 v splošnem 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 reda 10 MVA se uporabljajo IGBT-ji, za večje moči pa GTO-ji [1].

## 1.3. Močnostni polprevodniški elementi

Močnostni pretvorniki, ki predstavljajo jedro različnih sodobnih kompenzacijskih naprav, pokrivajo širok razpon moči: od nekaj deset 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 zelenih moči naprav uporabiti serijske in paralelne vezave posameznih elementov. Z večanjem nazivnih vrednosti polprevodniških elementov se manjša njihovo število, potrebno za doseganje zelenih 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, ter 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. Istočasna prisotnost napetosti in toka 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. Ponavadi se uporabljajo v povezavi z antiparalelno 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 pozitivni 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. Vklonozklopna 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 cm<sup>2</sup>, 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 deset MVA.

### 1.3.3. Tiristor

Tiristor je štirislojni polprevodniški element. V primerjavi s 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 vklopni tok približno 3-5% nazivnega toka v trajanju le 10 $\mu$ s, izklopni tok pa 30-50% nazivnega s trajanjem 20-50 $\mu$ s. Velik in dolg izklopni 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 izklopnim 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 prekinitvev 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 veliki meri temelji na razvoju novih in izboljšavi obstoječih polprevodniških elementov. V nadaljevanju bo prikazano trenutno stanje razvoja nekaterih polprevodniških elementov [8].

### **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 preklop.

## **1.4. Močnostni pretvorniki**

Močnostni pretvornik tvori jedro statičnega kompenzatorja (in še mnogih drugih sodobnih kompenzacijskih naprav) in bo v tem poglavju nekoliko поблиžje predstavljen. Poznamo dva tipa pretvornikov [1], [6]:

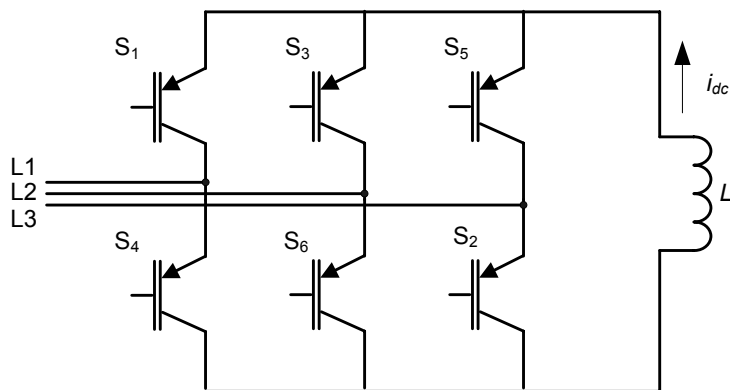
- tokovni pretvornik in
- napetostni pretvornik.

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 trifazni tokovni pretvornik je sestavljen iz šestih simetričnih polprevodniških stikal, ki lahko blokirajo tako pozitivno kot tudi negativno napetost med anodo in katodo (slika 1.2). 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.



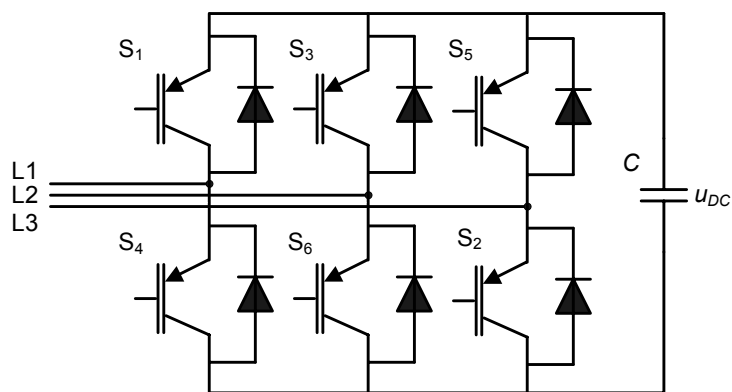
Slika 1.2: Osnovna struktura trifaznega tokovnega pretvornika.

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 trifaznega 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.

Tok pri napetostnem pretvorniku teče v obe smeri, zaradi česar morajo imeti stikalni elementi (vezava polprevodniškega stikala in diode) 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 trifaznega 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 in dinamičnih obratovalnih stanj. 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 pretvornikov v enotno strukturo. Nekatere izmed vezav, ki se najpogosteje uporabljajo, bodo predstavljene v nadaljevanju. Drugačen pristop za spreminjanje amplitude izhodne napetosti in zmanjševanja vsebnosti harmonikov predstavlja pulzno-širinska modulacija, ki sicer ne pride v poštev pri napravah največjih 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 je vsako polprevodniško stikalo vključeno enkrat v periodi. Privzeli bomo tudi, da je napetost na kondenzatorju konstantna.

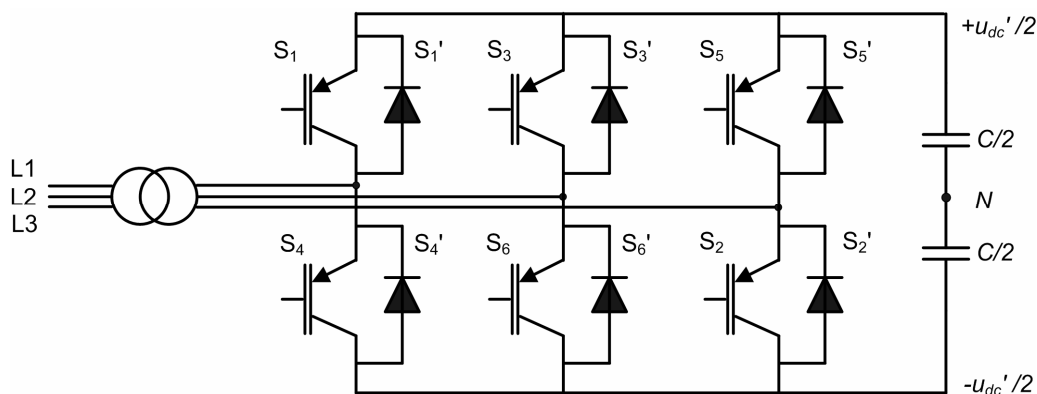
### 1.5.1. Obratovanje

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. Pri opisu obratovanja pretvornika bo uporabljen relativni (per unit) sistem veličin, kjer sta  $i_B$  in  $u_B$  bazni vrednosti toka in napetosti:

$$u'_{px} = \frac{u_{px}}{u_B} \quad i'_{px} = \frac{i_{px}}{i_B} \quad u'_{dc} = \frac{u_{dc}}{u_B} \quad z_B = \frac{u_B}{i_B} \quad Z'_{dc} = \frac{Z_{dc}}{z_B} \quad (1.1)$$

$$x = L1, L2, L3$$





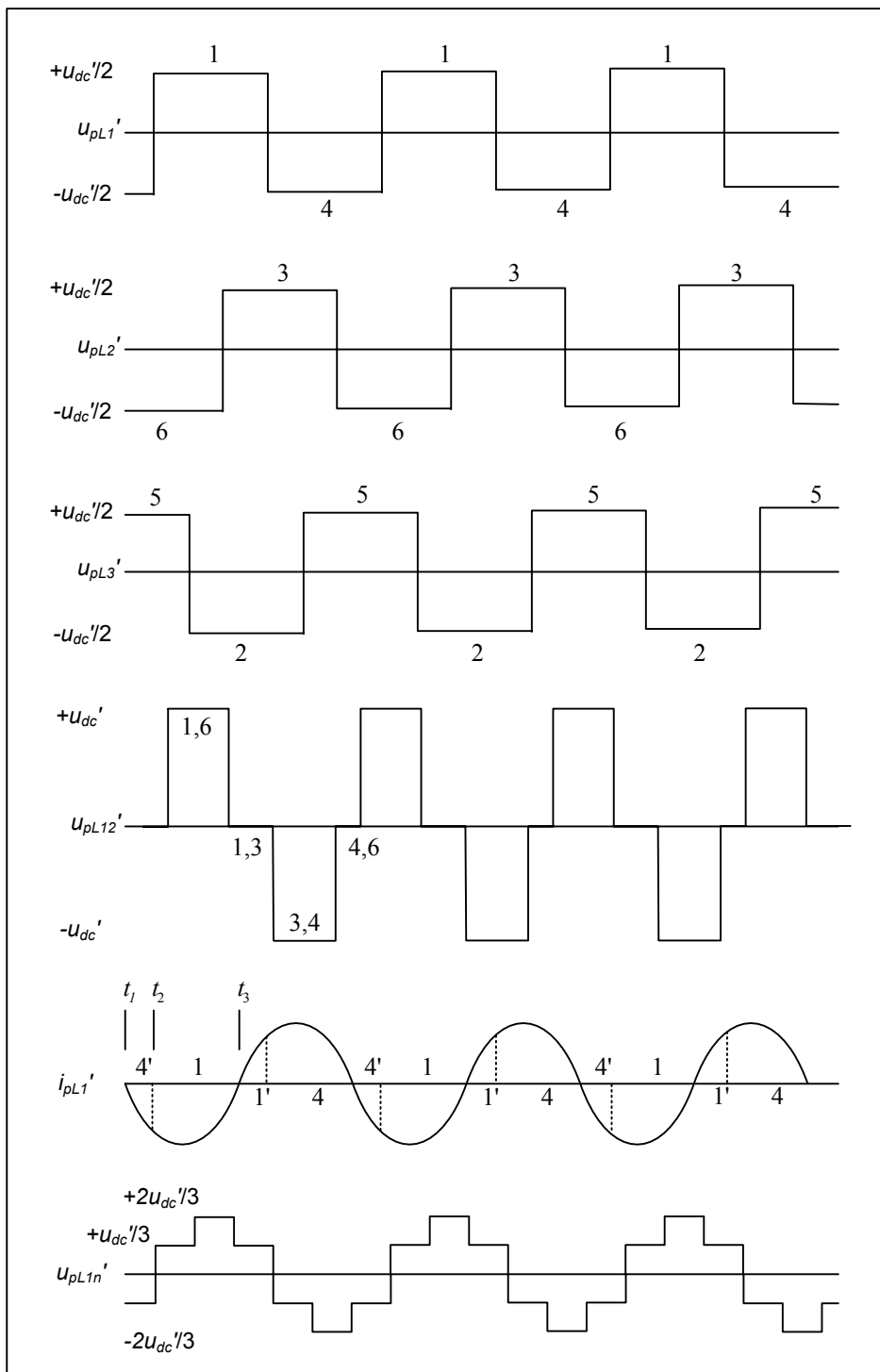
Slika 1.4: Delovanje trifaznega 6-pulznega napetostnega pretvornika.

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  $t_1$  do  $t_2$ , 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  $t_2$  in  $t_3$ , 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.

Napetost  $u_{pL1n}'$  je fazna napetost, merjena proti ničlišču  $y$  navitja transformatorja na izmenični strani. Oblika te napetosti bo podrobneje razložena v poglavju, ki sledi.



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:

$$u'_{pL1} = \frac{4 u'_{dc}}{\pi} \left( \cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t + \dots \right) \quad (1.2)$$

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:

$$u'_{pL1n} = \frac{4 u'_{dc}}{\pi} \left( \cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t + \dots \right) \quad (1.3)$$

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:

$$u'_{pL12} = \frac{4\sqrt{3} u'_{dc}}{\pi} \left( \cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t + \dots \right) \quad (1.4)$$

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

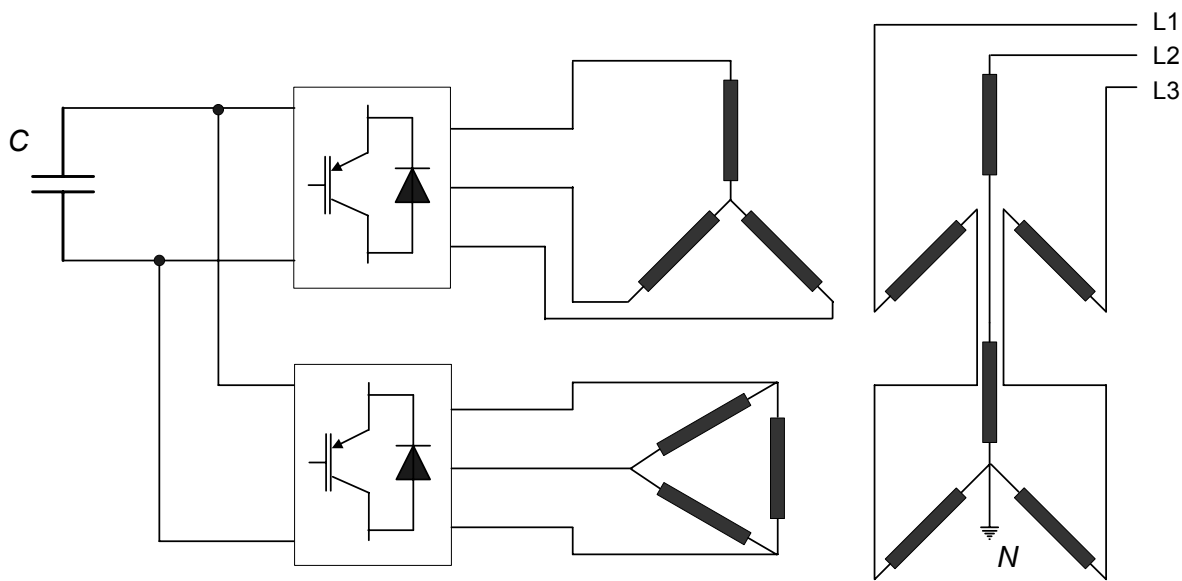
### 1.5.3. Večpulzne vezave

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.

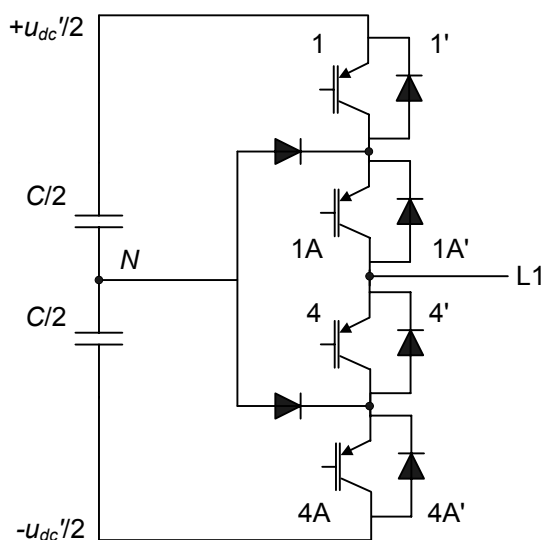
Za povezovanje pretvornikov sta potrebna dva ločena transformatorja, saj v nasprotnem primeru fazni zamik med harmoniki, ki niso reda  $12n\pm 1$ , povzroči velik krožni tok kot posledico skupnega magnetnega fluksa. Za harmonike, ki niso reda  $12n\pm 1$ , skupni fluks predstavlja skoraj kratek stik. 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-pulzних 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-pulzних modulov, v katerih nastopajo klasične transformatorske vezave Yy in Yd v 'kvazi' večpulzno strukturo. Če med sabo povežemo  $m$  12-pulzних modulov dobimo  $12m$ -pulzno strukturo. Pri tem primarna navitja vežemo serijsko, s faznim zamikom ( $\pi/6$ ) med njimi. Pretvornik v pravi 24-pulzni vezavi vsebuje v izhodni izmenični napetosti le harmonike reda  $24n \pm 1$ . 48-pulzni pretvornik dobimo s povezovanjem osmih 6-pulzних modulov. Vsebnost harmonikov v takem pretvorniku je že tako nizka, da lahko obratuje brez izhodnega filtra.

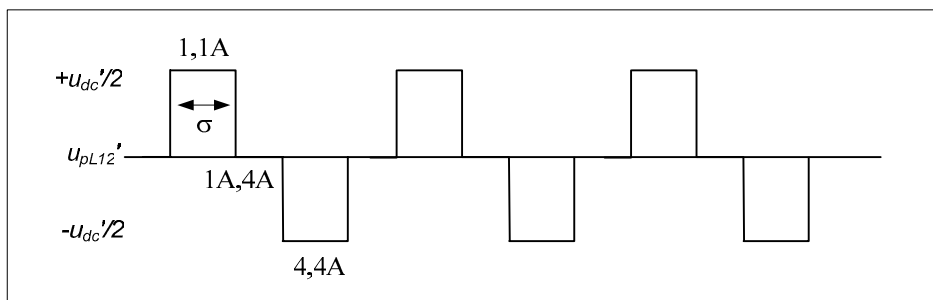
### 1.5.4. Tritočkovni napetostni pretvornik

Pristop z večtočkovnim napetostnim pretvornikom 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 so uporabljene še dodatne diode. Ob sami podvojitvi stikalnih elementov z enako nazivno napetostjo se podvoji tudi enosmerna napetost na kondenzatorju in s tem 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 ustrezno 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:

$$u'_{pL1} = \frac{4}{\pi} \frac{u'_{dc}}{2} \left( \sin \frac{\sigma}{2} \sin \left( \omega t + \frac{\sigma}{2} \right) - \frac{1}{3} \sin \frac{3\sigma}{2} \sin \left( \omega t + \frac{\sigma}{2} \right) + \frac{1}{5} \dots \right) \quad (1.5)$$

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  $\sigma=0$ .

$$u'_{pL1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{u'_{dc}}{2} \sin \frac{\sigma}{2} \quad (1.6)$$

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:

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

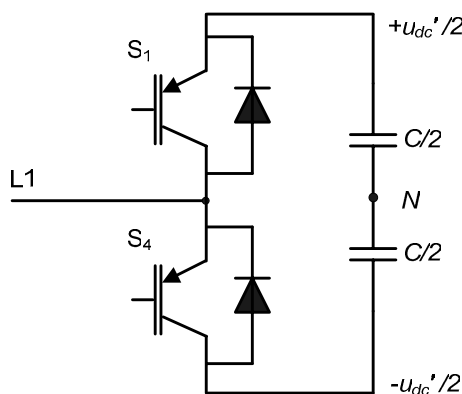
S spreminjanjem širine napetostnega pulza lahko torej popolnoma odpravimo določen harmonik – npr. pri  $\sigma=144^\circ$  popolnoma odpravimo peto harmonsko komponento, pri  $\sigma=154,3^\circ$  pa sedmo harmonsko komponento. Če izberemo za  $\sigma$  vrednost med  $144^\circ$  in  $154^\circ$ , bosta 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

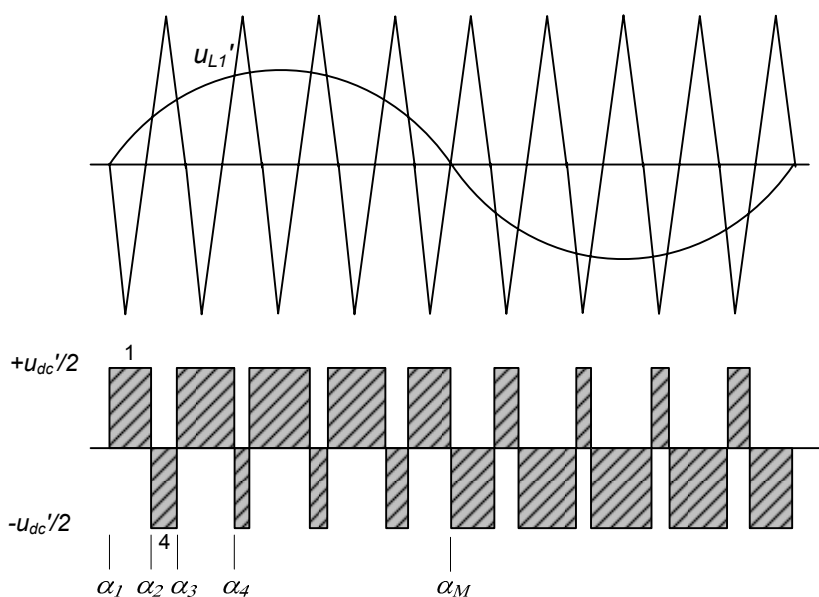
Pri večtočkovnih in večpulznih pretvorniških vezavah je frekvenca proženja stikalnih elementov navadno enaki sinhronski omrežni frekvenci, torej se posamezni stikalni element vklopi in izklopi le enkrat v periodi. Pri takih pretvornikih navadno spreminjamo napetost na izhodnih izmeničnih sponkah s spreminjanjem 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 preklonih pulzov spreminjamo izmenično napetost na izhodu pretvornika [9].

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 več kHz, pri pretvornikih ranga nekaj 10 MVA pa so najvišje frekvence reda nekaj sto Hz oz. do nekje 2 kHz [1].

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 1.9: Ena fazna veja trifaznega pretvornika.



Slika 1.10: Tvorjenje vzorca proženja s PWM.

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

- 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 medharmonske 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 reda frekvence žagastega signala. 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 preklop. Izhodna izmenična napetost ima enako obliko kot stikalna funkcija, z amplitudo  $+u_{dc}'/2$  in  $-u_{dc}'/2$ . Če privzamemo, da je  $u_{dc}'/2 = 1$  pu, 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):

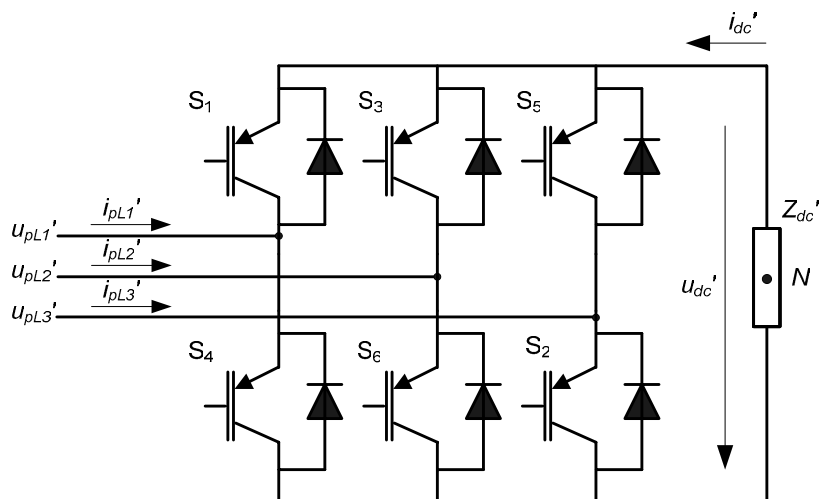
$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (1.9)$$

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 pu vrednost. Z rešitvijo sistema enačb dobimo kot rešitev prožilne kote  $\alpha$  za želeno amplitudo napetosti in odpravljene harmonike. Ker je reševanje sistema nelinearnih enačb lahko zamudno, se za določanje preklopnih kotov  $\alpha$  uporabljajo tabele, ki vsebujejo izračunane vrednosti za amplitudi zelene napetosti v korakih npr. po 0,5 %.

### 1.5.6. Stikalna funkcija

Ob koncu obravnave trifaznega napetostnega pretvornika bomo proces generiranja napetost preko preklopov stikalnih elementov zapisali splošneje. Generiranje izmenične napetosti iz enosmerne bomo opisali s stikalno funkcijo, ki ponazarja preklope stikalnih elementov pretvornika in podaja povezavo med enosmernim in izmeničnim delom naprave [10]-[12]. Z upoštevanjem določenih poenostavitve bo izpeljana stikalna funkcija uporabna za opis delovanja splošnega pretvornika, ne glede na topologijo stikalnih elementov in na način proženja.

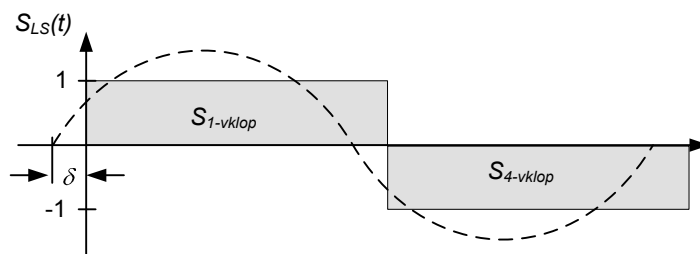
Kot osnova za izpeljavo stikalne funkcije je privzet statični kompenzator, ki je zasnovan na trifaznem 6-pulznem napetostnem pretvorniku. Napetostni pretvornik tvori 6 stikalnih elementov, kjer je vsak sestavljen iz polprevodniškega močnostnega stikala in antiparalelno priključene diode (slika 1.11). Na enosmerni strani pretvornika je priključen kondenzator z impedanco  $Z_{dc}'$ .



Slika 1.11: 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 enosmernega kondenzatorja, 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 priključitev na negativni pol enosmernega kondenzatorja. Na sliki 1.12 je prikazana splošna stikalna funkcija  $S_{LS}(t)$ , ki je za fazni kot  $\delta$  premaknjena glede na omrežno napetost.



Slika 1.12: Graf splošne stikalne funkcije  $S_{LS}$ .

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

$$u'_{px} = S_{LS}(t) \frac{u'_{dc}}{2} \quad (1.10)$$

Faktor  $\frac{1}{2}$  v enačbi (1.10) izvira iz dejstva, da izmenično napetost merimo proti navideznemu ničlišču  $N$  na enosmerni strani pretvornika. Enosmerna napetost proti ničlišču tako znaša  $+u_{dc}/2$  oz.  $-u_{dc}/2$ .

Stikalno funkcije  $S_{LS}$  lahko zapišemo v obliki Fourierove vrste:

$$S_{LS}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{(n+3)/2} \frac{\cos n(\omega_0 t + \delta)}{n} \quad (1.11)$$

Izraz (1.11) bomo še nekoliko posplošili z vpeljavo faktorja  $k_p$ , ki bo povezoval enosmerni in izmenični del pretvornika glede na vrsto naprave in bo zajel tudi prestavno razmerje transformatorja, v kolikor je le-ta uporabljen kot sklopno vezje za priključitev na omrežje. Z uporabo faktorja  $k_p$  ponovno zapišemo enačbo (1.10), ki sedaj podaja zvezo med enosmerno in izmenično fazno napetostjo splošnega pretvornika:

$$u'_{px} = k_p S_L(t) u'_{dc} \quad (1.12)$$

Fourierov zapis  $S_L$  pa je:

$$S_L(t) = m_p \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{(n+3)/2} \frac{\cos n(\omega_0 t + \delta)}{n} \quad (1.13)$$

V (1.13) je spremenljivka  $m_p$  faktor izkrmiljenja pretvornika, ki lahko zavzame v poljubno vrednost med 0 in 1.

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:

$$\begin{bmatrix} u'_{pL1} \\ u'_{pL2} \\ u'_{pL3} \end{bmatrix} = k_p \begin{bmatrix} S_{L1} \\ S_{L2} \\ S_{L3} \end{bmatrix} u'_{dc} \quad (1.14)$$

V splošnem imajo stikalne funkcije  $S_{L1}(t)$ ,  $S_{L2}(t)$  in  $S_{L3}(t)$  lahko poljubno obliko, ki je odvisna od funkcije, ki jo opravlja kompenzator v omrežju. Pri kompenzacijskih napravah v distribucijskih omrežjih lahko stikalna funkcija vsebuje npr. tudi harmonike nižjih frekvenc ali negativni sistem. V doktorski disertaciji nas bosta zanimali predvsem dve obliki trifazne stikalne funkcije:

- sinusna simetrična, ki vsebuje le pozitivni sistem omrežne frekvence in
- sinusna nesimetrična, ki poleg pozitivnega vsebuje še negativni sistem omrežne frekvence.

Zaradi poenostavitve matematičnih izpeljav v nadaljevanju bomo 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 (1.13), bomo zato upoštevali le osnovno harmonsko komponento.

Stikalno funkcijo za vsako fazo posebej v primeru simetričnega proženja zapišemo takole:

$$\begin{bmatrix} S_{L1}(t) \\ S_{L2}(t) \\ S_{L3}(t) \end{bmatrix} = m_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \delta) \\ \cos(\omega_0 t + \delta - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Nesimetrično proženje, ki poleg osnovne komponente pozitivnega sistema vsebuje še osnovno komponento negativnega sistema, pa podaja naslednja enačba:

$$\begin{bmatrix} S_{L1}(t) \\ S_{L2}(t) \\ S_{L3}(t) \end{bmatrix} = m_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \delta) \\ \cos(\omega_0 t + \delta - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} + m_n \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \varphi) \\ \cos(\omega_0 t + \varphi + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \varphi - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

V (1.16) sta  $m_p$  in  $m_n$  faktorja izkrmiljenja za pozitivni in za negativni sistem proženja,  $\omega_0$  je sinhrona kotna hitrost omrežja,  $\delta$  in  $\varphi$  pa fazni premaknitvi prožilnega signala za pozitivni in negativni sistem.

## 1.6. Vektorska ponazoritev trenutnih trifaznih veličin

Velik del izpeljav v nadaljevanju doktorske disertacije bo izveden v stacionarnem oz. v rotirajočem pravokotnem koordinatnem sistemu. Predvsem bo pomemben zapis trifaznih veličin v rotirajočem (d-q) pravokotnem koordinatnem sistemu, v katerem bo izpeljan regulacijski algoritem statičnega kompenzatorja. Pretvorba trifaznega sistema v pravokotni koordinatni sistem bo podrobneje obdelana v tem poglavju.

Trifazni sistem veličin lahko opišemo s tremi vektorji v kompleksni ravnini, ki se glede na koordinatni sistem vrtijo s sinhrono 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 enim vektorjem v kompleksni ravnini. Pri tem lahko ta vektor zapišemo v koordinatnem sistemu, ki glede na osnovni koordinatni sistem miruje ali pa se glede na njega sinhrono vrti. V prvem primeru govorimo o pretvorbi v stacionarni ( $\alpha$ - $\beta$ ) pravokotni koordinatni sistem, kjer vektor zapišemo z njegovo  $\alpha$  in  $\beta$  koordinato. V drugem primeru pa govorimo o pretvorbi v rotirajoči (d-q) pravokotni koordinatni sistem, kjer vektor opisujeta njegova d in q koordinata.

### 1.6.1. Pretvorba v $\alpha$ - $\beta$ in d-q koordinatni sistem

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

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

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

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} \quad \text{in} \quad \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L3} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

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

$$\mathbf{T}_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Komponente vektorja v d-q koordinatnem sistemu dobimo z:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{dq0} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} \quad \text{in} \quad \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_{dq0} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L3} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

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 ničnega 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 nična komponenta toka enaka nič. V napetostnem sistemu je nični sistem sicer možen, a ker je nična komponenta toka kompenzatorja enaka nič, nični sistem k trenutni moči ne prispeva. Pri analizi delovanja pretvornika zato ne bomo upoštevali nične 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 enosmerne veličine rotirajočega d-q koordinatnega sistema (velja za stacionarne razmere). Ta lastnost je zelo prikladna za razvoj regulacijskega sistema naprave.

Lastnosti  $\alpha$ - $\beta$  in d-q transformacije bodo natančneje razvidne v nadaljevanju, kjer bodo izpeljani izrazi za  $\alpha$ - $\beta$  in d-q komponente splošnega nesimetričnega in harmonsko popačenega signala ter delovna in jalova moč v novih koordinatah.

### 1.6.2. Transformacija splošnega popačenega signala

Spodnji izraz podaja splošni trifazni signal, ki vsebujejo neskončno vrsto harmonikov tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema:

$$\begin{bmatrix} x_{L1}(t) \\ x_{L2}(t) \\ x_{L3}(t) \end{bmatrix} = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} X_n \begin{bmatrix} \cos\left(n\omega t + \frac{n}{|n|}\phi_n\right) \\ \cos\left(n\omega t + \frac{n}{|n|}\phi_n - 2\pi/3\right) \\ \cos\left(n\omega t + \frac{n}{|n|}\phi_n + 2\pi/3\right) \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

V zgornji enačbi 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, t.j. pozitiven, predznak faznega zamika  $\phi_n$  tako za pozitivni kot negativni sistem veličin. S pomočjo izrazov (1.18) in (1.20) lahko trifazni signal, zapisan z enačbo (1.21), pretvorimo v zapis v  $\alpha$ - $\beta$  in d-q koordinatnem sistemu. Izračunane  $\alpha$ - $\beta$  komponente podaja enačba (1.22), d-q komponente pa enačba (1.23).

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha}(t) \\ x_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} X_n \begin{bmatrix} \cos\left(n\omega t + \frac{n}{|n|}\phi_n\right) \\ \sin\left(n\omega t + \frac{n}{|n|}\phi_n\right) \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} X_n \begin{bmatrix} \cos\left((n-1)\omega t + \frac{n}{|n|}\phi_n\right) \\ \sin\left((n-1)\omega t + \frac{n}{|n|}\phi_n\right) \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Transformacija v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatni sistem nam predvsem poenostavi zapis trifaznega sistema, saj sta za zapis potrebni le dve spremenljivki. Transformacija v d-q koordinatni sistem pa je frekvenčna transformacija. Uporabna postane šele, ko je frekvenca transformacije ( $\omega$  v matriki (1.19)) enaka frekvenci trifaznega sistema. V takem primeru se harmonsko število veličin pozitivnega sistema zmanjša za 1, harmonsko število veličin negativnega sistema pa poveča za ena. Tako osnovna harmonska komponenta pozitivnega sistema postane enosmerna veličina, npr. tretja harmonska komponenta postane druga, osnovna harmonska komponenta negativnega sistema pa se tudi pretvori v drugi harmonik.

### 1.6.3. Trenutna delovna in jalova moč

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

$$p(t) = u_{L1}(t)i_{L1}(t) + u_{L2}(t)i_{L2}(t) + u_{L3}(t)i_{L3}(t) \quad (1.24)$$

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 (1.18) lahko trenutno delovno in jalovo moč zapišemo v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu:

$$p = \frac{3}{2}(u_{\alpha}i_{\alpha} + u_{\beta}i_{\beta}) \quad (1.25)$$

$$q = \frac{3}{2}(u_{\alpha}i_{\beta} - u_{\beta}i_{\alpha}) \quad (1.26)$$

Na podoben način zapišemo trenutno delovno in jalovo moč v  $d$ - $q$  koordinatnem sistemu z uporabo transformacije (1.20):

$$p = \frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q) \quad (1.27)$$

$$q = \frac{3}{2}(u_d i_q - u_q i_d) \quad (1.28)$$

V kolikor z ustrešno sinhronizacijo postavimo  $d$ -os rotirajočega koordinatnega sistema v fazo z napetostnim vektorjem v fazi L1, se izraza za trenutno moč v  $d$ - $q$  koordinatnem sistemu poenostavita:

$$u_q = 0 \Rightarrow \begin{cases} p = \frac{3}{2}u_d i_d \\ q = \frac{3}{2}u_d i_q \end{cases} \quad (1.29)$$

Iz izraza (1.29) sledi, da je  $q$ -komponenta toka proporcionalna jalovi moči,  $d$ -komponenta toka pa delovni moči. Ta relacija bo uporabljena v regulacijskem algoritmu pri regulaciji delovne in jalove moči, ki jo statični kompenzator izmenjuje z omrežjem.





## 2. MATEMATIČNI MODEL STATIČNEGA KOMPENZATORJA

V tem poglavju bo predstavljen klasični matematični model statičnega kompenzatorja v trifaznem sistemu. Matematični model bo temeljil na nadomestni shemi, kjer je kompenzator modeliran kot krmiljen napetostni vir, ki je preko sklopne induktivnosti priključen na omrežje. Kompenzator ima na enosmerni strani priključen kondenzator in lahko iz enosmerne napetosti generira tri fazne izmenične napetosti spremenljive amplitude, frekvence in faznega kota. Delovanje polprevodniških stikalnih elementov, ki povezujejo enosmerno in izmenično stran pretvornika, bomo opisali s stikalno funkcijo, ki je bila podrobneje predstavljena že v prejšnjem poglavju. Matematični model naprave tvori osnovo za analizo obratovanja naprave in izhodišče za kasnejšo izpeljavo regulacijskega algoritma.

V nadaljevanju bomo s simulacijo delovanja matematičnega modela, to je z numeričnim reševanjem sistema diferencialnih enačb, ki opisujejo napravo, pridobili vpogled v osnovne obratovalne lastnosti statičnega kompenzatorja v stacionarnih razmerah. Najprej bo simuliran idealen primer, ko kompenzator obratuje ob simetrični in sinusni omrežni napetosti in ko tudi na svojih izmeničnih sponkah generira simetrično in sinusno napetost. Nato pa bo obravnavano še obratovanje kompenzatorja ob prisotnosti tokovnih ali napetostnih nesimetrij. O napetostni nesimetriji govorimo, ko sta bodisi omrežna napetost ali generirana napetost kompenzatorja nesimetrični, o tokovni nesimetriji pa ko kompenzator izmenjuje z omrežjem nesimetričen tok. Slednja simulacija bo vpeljala problematiko obratovanja statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah, ki redno nastopajo v realnih omrežjih in ki tvori osrednjo temo doktorske disertacije. Pri obratovanju statičnega kompenzatorja ob prisotnosti napetostnih ali tokovnih nesimetrij nastopata predvsem dva glavna problema. Prvi je generiranje nizkofrekvenčnih harmonskih komponent na enosmerni in na izmenični strani kompenzatorja. Drugi problem so tokovne obremenitve, ki lahko nastopijo ob nesimetričnem upadu napetosti v omrežju, ko med pretvornikom in omrežjem stečejo tudi tokovi negativnega sistema.

Za natančnejši vpogled v obratovanje kompenzatorja pri tokovni in napetostni nesimetriji bo podana še frekvenčna analiza statičnega kompenzatorja, kjer bodo izpeljane relacije med napetostnimi komponentami na enosmerni in izmenični strani naprave. Na osnovi frekvenčne analize bo pojasnjeno generiranje nizkofrekvenčnih harmonskih komponent v nesimetričnih obratovalnih razmerah. V tem kontekstu bo analitično opisana tudi izmenjava moči med kompenzatorjem in omrežjem, ki bo dodatno osvetlila fizikalno ozadje generiranja harmonskih komponent.

Na koncu poglavja bo povzeta problematika obratovanja statičnega kompenzatorja pri napetostni in tokovni nesimetriji. Predstavljene in kritično ovrednotene bodo rešitve, ki so najpogosteje obravnavane v literaturi. Na koncu bodo opisane rešitve, ki so predlagane v tej disertaciji in so izpeljane ter podrobneje razložene v poglavjih, ki sledijo.

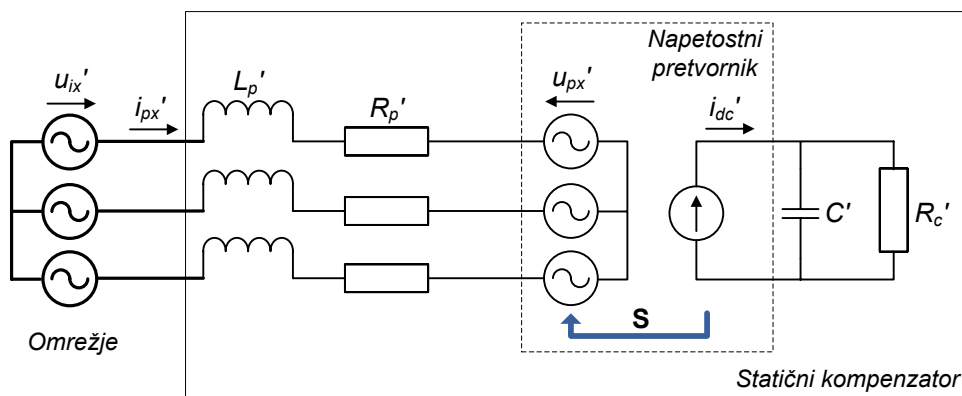
## 2.1. Nadomestna shema

Matematični model statičnega kompenzatorja bo osnovan na nadomestni shemi naprave. Pri izpeljavi matematičnega modela je uporabljen relativni (per unit) sistem veličin, kjer sta  $i_B$  in  $u_B$  bazni vrednosti toka in napetosti,  $\omega_B$  pa je sinhronska kotna hitrost osnovne komponente omrežne napetosti:

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

$$x = L1, L2, L3$$

Statični kompenzator lahko opišemo kot krmiljen napetostni vir ([13]-[16]), ki mu lahko spreminjamo frekvenco, amplitudo in fazni kot generirane napetosti  $u_{px}'$  (slika 2.1). Na omrežje (napetost  $u_{ix}'$ ) je priključen preko sklopne induktivnosti  $L_p'$ , ki omejuje strmino toka med napetostnim pretvornikom in omrežjem. Zaporedno z induktivnostjo je priključena upornost  $R_p'$ , ki predstavlja ohmski del sklopne impedance. Generirana izmenična napetost je funkcija napetosti na kondenzatorju  $C'$  v enosmernem tokokrogu in stikalne funkcije  $S$ . Stikalna funkcija  $S$  ponazarja delovanje stikalnih elementov napetostnega pretvornika in povezuje enosmerni ter izmenični tokokrog. Enosmerni tokokrog sestoji iz tokovnega vira  $i_{dc}'$ , ki je priključen na kondenzator  $C'$ , in upornosti  $R_c'$ , ki predstavlja izgube enosmerne tokokroga in preklopne izgube.



Slika 2.1: Nadomestna shema statičnega kompenzatorja.

Glede na samo nadomestno shemo statičnega kompenzatorja bo tudi matematični model sestavljen iz treh delov:

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

## 2.2. Matematični model v trifaznem sistemu

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 ( $i'_{pL1}$ ), brez upoštevanja enosmernega tokokroga:

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

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

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

Predpostavka o konstantni enosmerni napetosti bi veljala zgolj v primeru, da bi imeli na enosmerni strani priključen vir energije. Takemu pogoju lahko npr. zadostijo akumulatorske baterije, ki zagotavljajo konstantno enosmerno napetost dovolj dolgo, da vključitev enosmernega tokokroga v model ni potrebna [16]. 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:

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

Za popoln opis statičnega kompenzatorja moramo opisati še povezavo med izmeničnim in enosmernim delom pretvornika. Relacijo med obema deloma podaja stikalna funkcija, ki ponazarja preklope stikalnih elementov pretvornika in je bila predstavljena v poglavju 1.5.6. Ponovno zapišimo enačbo za vse tri fazne napetosti v matrični obliki:

$$\begin{bmatrix} u'_{pL1} \\ u'_{pL2} \\ u'_{pL3} \end{bmatrix} = k_p \begin{bmatrix} S_{L1} \\ S_{L2} \\ S_{L3} \end{bmatrix} u'_{dc} \quad (2.5)$$

V zgornji enačbi je  $k_p$  faktor, ki povezuje enosmerni in izmenični del pretvornika glede na vrsto pretvornika in glede na prestavno razmerje sklopnega transformatorja (v kolikor je transformator uporabljen kot sklopno vezje). Enačba (2.5) nam tudi pove, da so generirane izmenične napetosti proporcionalne napetosti na enosmerni strani pretvornika. To pomeni, da se vsako nihanje napetosti na enosmerni strani odraza 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:

$$u'_{dc}i'_{dc} = u'_{pL1}i'_{pL1} + u'_{pL2}i'_{pL2} + u'_{pL3}i'_{pL3} \quad (2.6)$$

Če v enačbo (2.6) vnesemo povezave, podane v (2.5), dobimo:

$$u'_{dc}i'_{dc} = k_p S_{L1} i'_{pL1} u'_{dc} + k_p S_{L2} i'_{pL2} u'_{dc} + k_p S_{L3} i'_{pL3} u'_{dc} \quad (2.7)$$

In naposled iz (2.7) sledi rezultat, ki podaja zvezo med izmeničnimi tokovi in tokom na enosmerni strani pretvornika:

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

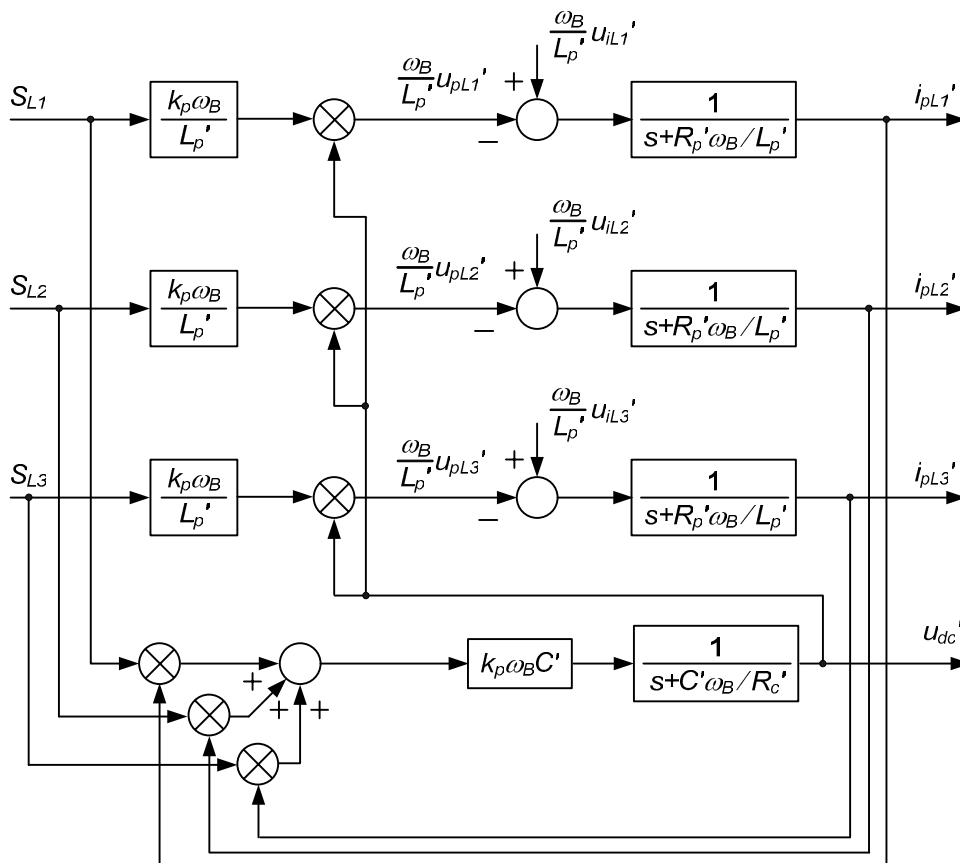
Na osnovi enačbe (2.3), ki opisuje izmenični del statičnega kompenzatorja, enačbe (2.4), ki opisuje enosmerni tokokrog, in enačb (2.5) in (2.8), ki tvorita povezavo med obema, lahko zapišemo celotno enačbo matematičnega modela statičnega kompenzatorja z upoštevanjem enosmernega tokokroga [14]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{pL1} \\ i'_{pL2} \\ i'_{pL3} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{L1} \\ 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{L2} \\ 0 & 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{L3} \\ k_p \omega_B C' S_{L1} & k_p \omega_B C' S_{L2} & k_p \omega_B C' S_{L3} & -\frac{\omega_B C'}{R'_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pL1} \\ i'_{pL2} \\ i'_{pL3} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} + \frac{\omega_B}{L'_p} \begin{bmatrix} u'_{iL1} \\ u'_{iL2} \\ u'_{iL3} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Matematični model, zapisan z zgornjo enačbo, lahko po pretvorbi z Laplaceovo transformacijo prikažemo z blokovno shemo na sliki 2.2, kjer je še bolj razvidna struktura matematičnega modela statičnega kompenzatorja. Vhodne spremenljivke matematičnega modela so posamezne fazne stikalne funkcije ( $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$  in  $S_{L3}$ ), kar nam po množenju s konstanto ( $k_p \omega_B / L'_p$ ) in napetostjo na enosmerni strani ( $u_{dc}$ ) da generirano napetost pretvornika pomnoženo s konstanto ( $u_{pLx} \cdot \omega_B / L'_p$ ). Razlika med omrežno napetostjo in generirano napetostjo pretvornika je padec napetosti na sklopni impedanci (pomnožen z  $\omega_B / L'_p$ ) in tvori vhod v člen prvega reda, izhod pa tvorijo fazni tokovi ( $i_{pL1}$ ,  $i_{pL2}$ ,  $i_{pL3}$ ). Vsota faznih tokov, pomnoženih s faznimi stikalnimi funkcijami, vstopa v enosmerni tokokrog. Ta po množenju s konstanto ( $k_p \omega_B C'$ ) predstavlja vhod člena prvega reda, izhod je napetost na enosmerni strani ( $u_{dc}$ ). Kot je bilo že uvodoma pojasnjeno, sta izmenična in enosmerna stran povezani preko stikalne funkcije in enačbe za bilanco moči. Tako ima vsaka sprememba stikalne funkcije ali omrežne napetosti vpliv na izmenični tok kompenzatorja in posledično tudi na tok v enosmernem vezju. Tok enosmernega vezja pa seveda določa napetost na kondenzatorju. Napetost na kondenzatorju se neposredno odraža v spremembi generirane napetosti pretvornika. Iz tega lahko sklepamo, da potrebuje statični

kompenzator za stabilno obratovanje relativno konstantno enosmerno napetost na kondenzatorju, ki jo mora zagotoviti dovolj učinkovit regulacijski algoritem.

V nadaljevanju bo s pomočjo simulacije delovanja matematičnega modela in preko frekvenčne analize pretvornika predstavljena problematika obratovanja kompenzatorja pri tokovni in napetostni nesimetriji.



Slika 2.2: Blokovna shema matematičnega modela statičnega kompenzatorja.

### 2.3. Simulacija delovanja v stacionarnih razmerah

V tem poglavju bo simulirano delovanje matematičnega modela statičnega kompenzatorja v stacionarnih razmerah. Model je bil zapisan z enačbo (2.9) in prikazan z blokovno shemo na sliki 2.2. Simulacija matematičnega modela pomeni numerično reševanje sistema diferencialnih enačb (2.9) in bo izvedena v programu PSCAD. Taka simulacija je primerna le za analizo značilnosti obratovanja v stacionarnih razmerah, saj je za učinkovito dinamično obratovanje naprave potreben regulacijski algoritem, ki v dinamičnih razmerah sproti prilagaja nastavljive parametre kompenzatorja.

Simulirani bodo trije obratovalni primeri. Prvi predstavlja obratovanje v idealnih razmerah, ko je omrežna napetost sinusna in simetrična ter ko kompenzator obratuje s simetrično stikalno funkcijo (enačba 1.15). V takem obratovalnem stanju kompenzator izmenjuje z omrežjem zeleno jalovo energijo, z izmenjavo delovne energije pa se pokrivajo izgube stikalnih elementov in enosmernega tokokroga. Naslednja dva obratovalna primera bosta prikazala delovanje statičnega kompenzatorja v

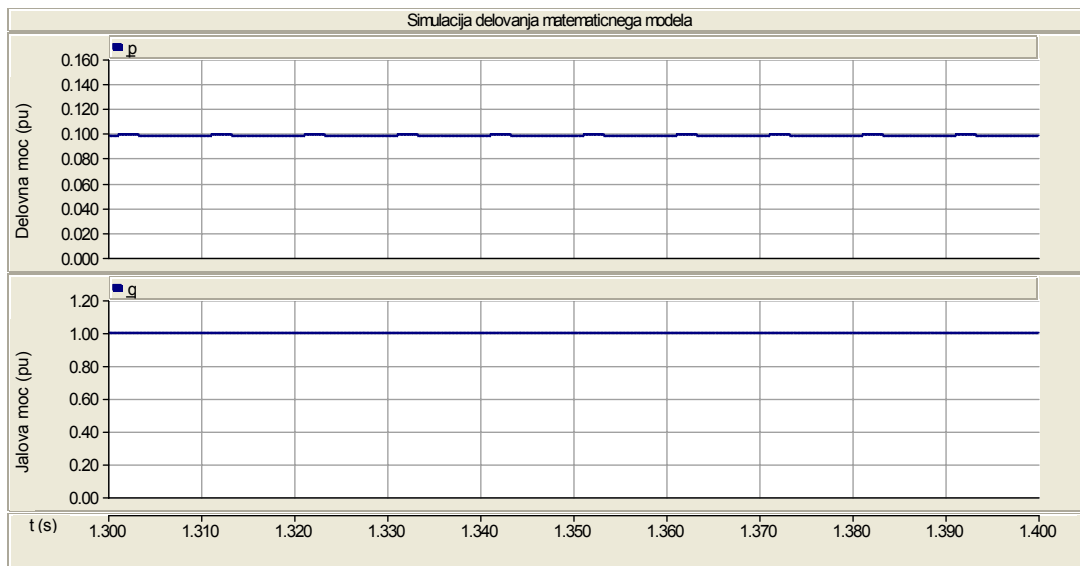
nesimetričnih razmerah. V enem primeru bo kompenzator obratoval ob nesimetrični omrežni napetosti, v drugem pa z nesimetrično stikalno funkcijo (enačba 1.16). S pomočjo simulacije obratovanja v nesimetričnih razmerah bo prikazana problematika obratovanja statičnega kompenzatorja v realnih omrežjih. V vseh simuliranih primerih bo uporabljen enak statični kompenzator. Parametri naprave so podani v tabeli 2.1. Dodatno bo simuliran še primer, ko kompenzator obratuje z manjšim kondenzatorjem na enosmerni strani ( $C=1,0$  pu).

Parameter	Vrednost (pu)
$S_N$	1
$u_{ix}$	1
$L_p'$	0,3
$R_p'$	0,03
$C'$	0,5
$R_c'$	50
$u_{dcref}'$	2,5
$k_p$	0,5

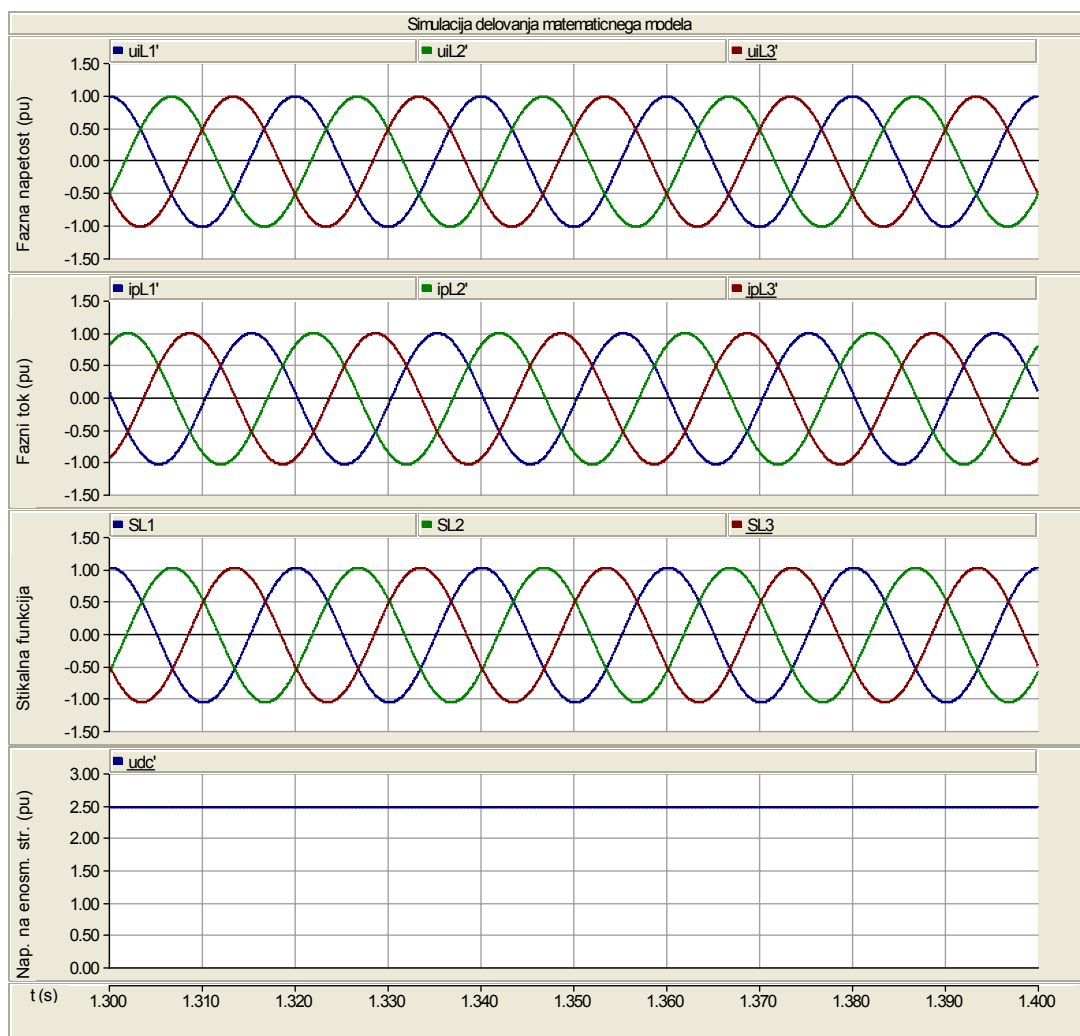
Tabela 2.1: Parametri simuliranega modela statičnega kompenzatorja.

### 2.3.1. Obratovanje v simetričnih razmerah

V simuliranem primeru statični kompenzator, predstavljen z matematičnim modelom, obratuje pri simetrični omrežni napetosti s konstantno amplitudo 1 pu. Stikalna funkcija je simetrična in konstantna, določena pa je tako, da kompenzator daje v omrežje jalovo moč  $q = 1$  pu. Simetrično stikalno funkcijo opisuje enačba 1.15. Sliki 2.3 in 2.4 prikazujeta rezultate simulacij v opisani delovni točki. Na sliki 2.3 sta prikazani trenutna delovna in jalova moč ( $d$  in  $q$ ), ki ju pretvornik izmenjuje z omrežjem. Na sliki 2.4 so prikazane fazne napetosti ( $u_{iL1}'$ ,  $u_{iL2}'$ ,  $u_{iL3}'$ ), fazni tokovi kompenzatorja ( $i_{pL1}'$ ,  $i_{pL2}'$ ,  $i_{pL3}'$ ), stikalne funkcije ( $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$  in  $S_{L3}$ ) in napetost na enosmerni strani ( $u_{dc}'$ ). Vidimo lahko, da kompenzator daje v omrežje jalovo moč  $q = 1$  pu, delovna moč pa znaša približno  $p = 0,1$  pu. Delovna moč, ki teče v kompenzator, služi za pokrivanje izgub na elementih kompenzatorja (sklopna dušilka, stikalni elementi, enosmerni tokokrog). Tok kompenzatorja je simetričen, sinusen in prehiteva omrežno napetost za skoraj  $90^\circ$ . Napetost na enosmerni strani je konstantna (enaka referenčni vrednosti  $u_{dcref}' = 2,5$  pu) in vsebuje le enosmerno komponento.



Slika 2.3: Simulacija delovanja matematičnega modela statičnega kompenzatorja – simetrične razmere; delovna in jalova moč.



Slika 2.4: Simulacija delovanja matematičnega modela statičnega kompenzatorja – simetrične razmere; napetosti, tokovi in stikalne funkcije.

### 2.3.2. Obratovanje pri napetostni in tokovni nesimetriji v omrežju

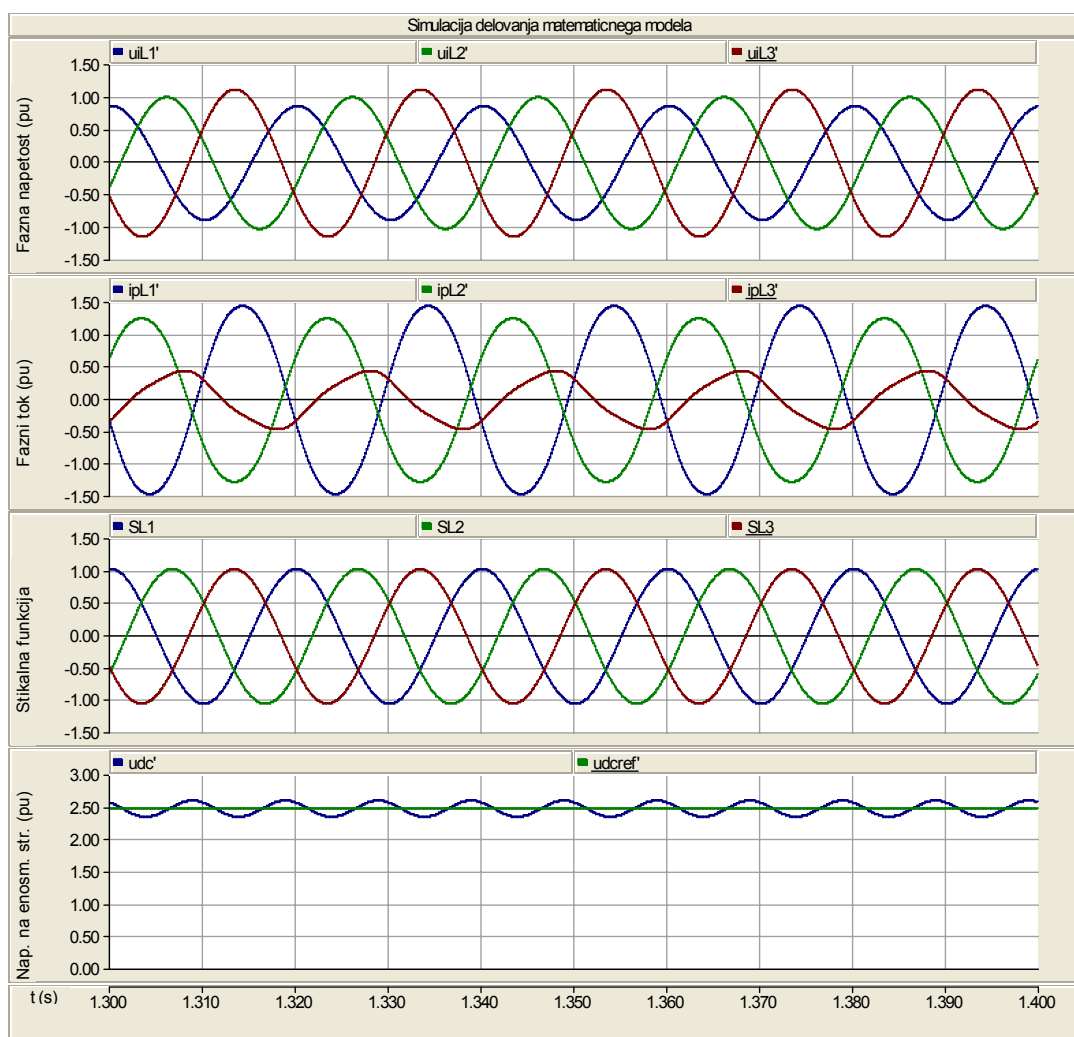
Pri uporabi statičnega kompenzatorja v realnih omrežjih se pojavijo dodatne težave, ki jih pri idealnem obratovanju ni. Eno izmed obratovalnih stanj, ki zahteva posebno obravnavo, je obratovanje statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah, t.j. pri tokovni oziroma napetostni nesimetriji v omrežju. Nesimetrične razmere nastopijo, kadar je napetost na priključnem mestu kompenzatorja nesimetrična ali kadar naprava izmenjuje z omrežjem nesimetrične tokove. Manjše napetostne nesimetrije so stalno prisotne in so posledica različnih obremenitev po posameznih fazah, večje nesimetrije pa so posledica nesimetričnih kratkih stikov, ki so najpogostejša vrsta okvare v elektroenergetskih omrežjih. Izmenjava nesimetričnih tokov z omrežjem je lahko posledica nesimetrične napetosti ali pa je zaželen, npr. ob kompenzaciji nesimetričnega bremenskega toka. Slednji primer zahteva kompenzator z nesimetrično stikalno funkcijo.

V nadaljevanju bosta simulirani dve obratovalni stanji, to je obratovanje ob nesimetrični omrežni napetosti in obratovanje z nesimetrično stikalno funkcijo.

#### 2.3.2.1 Nesimetrična omrežna napetost

V simulirane primeru statični kompenzator obratuje ob nesimetrični omrežni napetosti. Pozitivni sistem napetosti ima še vedno amplitudo 1 pu, temu pa je superponirana še napetost negativnega sistema z amplitudo 0,15 pu. Stikalna funkcija je tudi v tem primeru konstantna in simetrična ter enaka kot v prejšnjem simuliranem primeru. Določena je tako, da kompenzator daje v omrežje jalovo moč  $q = 1$  pu. Slika 2.5 prikazuje rezultate simulacij ob nesimetrični omrežni napetosti. Prikazane so fazne napetosti ( $u_{iL1}'$ ,  $u_{iL2}'$ ,  $u_{iL3}'$ ), fazni tokovi kompenzatorja ( $i_{pL1}'$ ,  $i_{pL2}'$ ,  $i_{pL3}'$ ), stikalne funkcije ( $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$  in  $S_{L3}$ ) in napetost na enosmerni strani ( $u_{dc}'$ ). Iz grafov veličin lahko razberemo, da je kot posledica nesimetrične omrežne napetosti tudi tok kompenzatorja nesimetričen, poleg tega pa še harmonsko popačen. Amplituda toka pozitivnega sistema ostaja enaka kot v prejšnjem primeru, približno 1 pu. Amplituda dodatnega toka negativnega sistema pa znaša približno 0,6 pu. Harmonsko popačenje je najbolj razvidno pri toku v fazi L3. Harmonska analiza pokaže, da je v toku prisotna tretja harmonska komponenta. V napetosti na enosmerni strani pretvornika pa se poleg enosmerne pojavi še druga harmonska komponenta napetosti. Rezultati harmonske analize (Fourierova transformacija) so podani v tabeli 2.2, kjer so podane absolutne vrednosti osnovnih in relativne vrednosti harmonskih komponent. Relativne vrednosti harmonskih komponent so podane glede na osnovno komponento (tok), oz. glede na enosmerno komponento (napetost na enosmerni strani).





Slika 2.5: Simulacija delovanja matematičnega modela statičnega kompenzatorja – nesimetrična omrežna napetost; napetosti, tokovi in stikalne funkcije.

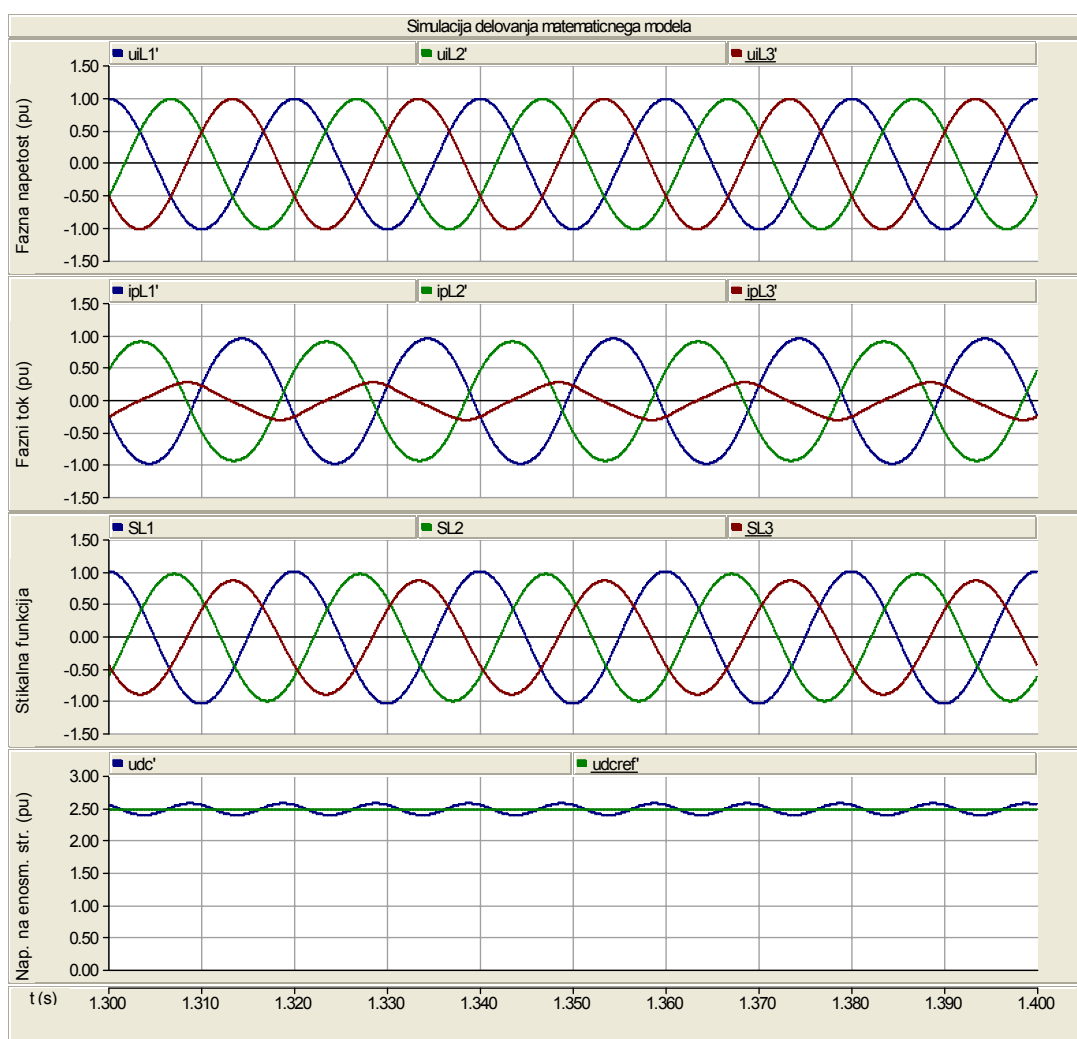
Veličina	Osnovna in harmonske komponente			
	$dc$ (pu)	$\omega_0$ (pu)	$2\omega_0$ (%)	$3\omega_0$ (%)
$i_{pL1}'$	0	1,50	0	2,4
$i_{pL2}'$	0	1,30	0	2,8
$i_{pL3}'$	0	0,44	0	8,0
$u_{dc}'$	2,50	0	5,0	0

Tabela 2.2: Osnovna in harmonske komponente toka kompenzatorja in napetosti na kondenzatorju pri nesimetrični omrežni napetosti.

### 2.3.2.2 Nesimetrična stikalna funkcija

V simuliranem primeru statični kompenzator obratuje z nesimetrično stikalno funkcijo, ki je bila že zapisana z enačbo 1.16. Tako obratovanje je potrebno npr. pri kompenzaciji nesimetričnega bremenskega toka, kjer je za generiranje negativnega sistema tokov potreben tudi negativen sistem generirane napetosti. Izvedeni sta bili dve simulaciji – v prvi je bil kondenzator na enosmerni strani tak kot v vseh prejšnjih primerih ( $C'=0,5$  pu), v drugi pa smo uporabili pol manjšega ( $C'=1,0$  pu). V

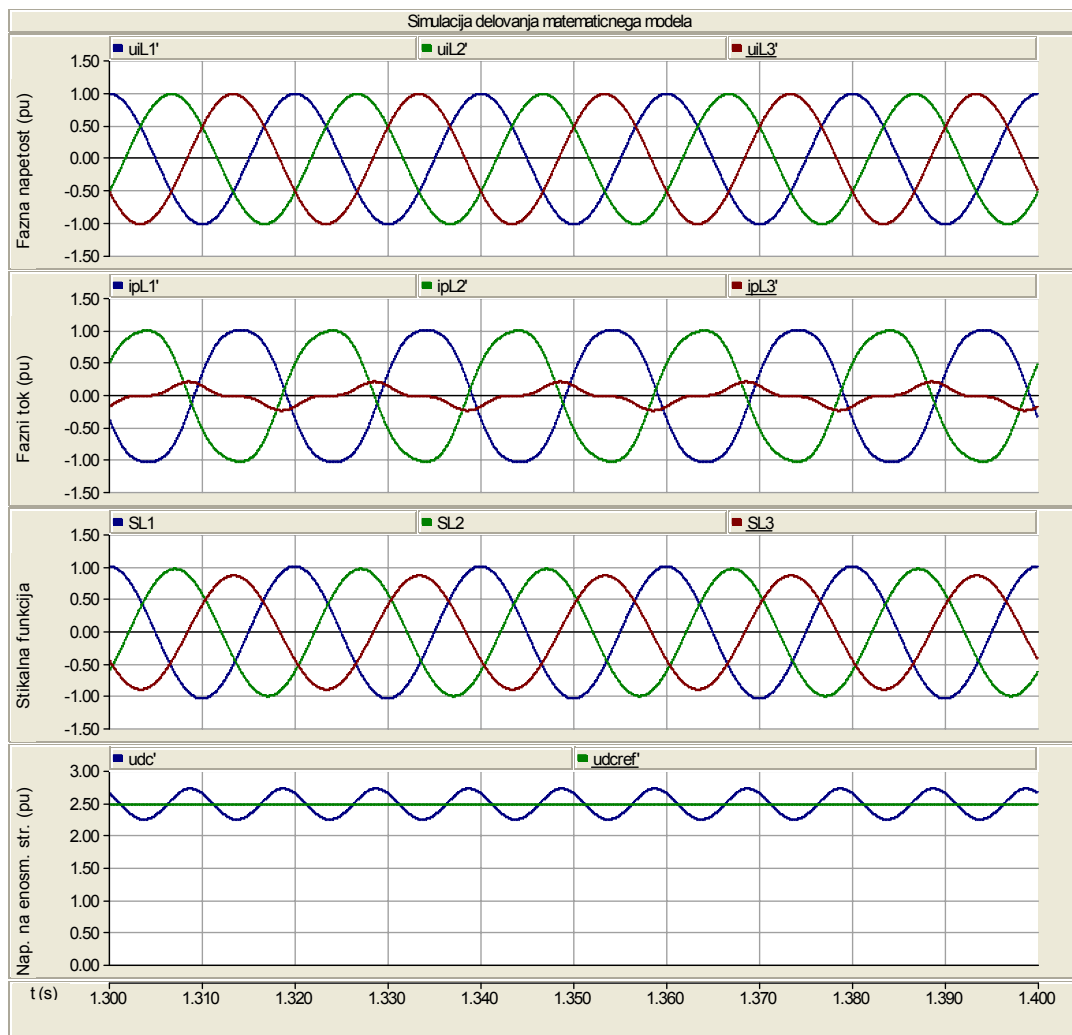
obeh simuliranih primerih je znašala pozitivna komponenta stikalne funkcije 0,96 pu, negativna komponenta pa 0,08 pu. Omrežna napetost je simetrična z amplitudo 1 pu. Sliki 2.6 in 2.7 prikazujeta rezultate simulacij. Prikazane so fazne napetosti ( $u_{iL1}'$ ,  $u_{iL2}'$ ,  $u_{iL3}'$ ), fazni tokovi kompenzatorja ( $i_{pL1}'$ ,  $i_{pL2}'$ ,  $i_{pL3}'$ ), stikalna funkcija ( $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$  in  $S_{L3}$ ) in napetost na enosmerni strani ( $u_{dc}'$ ). Grafi veličin so podobni tistim v prejšnjem simuliranem primeru. Harmonsko popačenje (tretja harmonska komponenta) je najbolj razvidno pri toku v fazi L3. V napetosti na enosmerni strani pretvornika pa se poleg enosmerne pojavi še druga harmonska komponenta napetosti. Rezultati harmonske analize (Fourierova transformacija) so podani v tabelah 2.3 ( $C'=0,5$  pu) in 2.4 ( $C'=1,0$  pu), kjer so podane absolutne vrednosti osnovnih in relativne vrednosti harmonskih komponent. Relativne vrednosti harmonskih komponent so podane glede na osnovno komponento (tok) oz. glede na enosmerno komponento (napetost na enosmerni strani). Vidimo, da se harmonsko popačenje pri manjšem kondenzatorju precej poveča.



Slika 2.6: Simulacija delovanja matematičnega modela statičnega kompenzatorja – nesimetrična stikalna funkcija,  $C'=0,5$  pu; napetosti, tokovi in stikalna funkcija.

Osnovna in harmonske komponente				
Veličina	$dc$ (pu)	$\omega_0$ (pu)	$2\omega_0$ (%)	$3\omega_0$ (%)
$i_{pL1}'$	0	1,00	0	2,6
$i_{pL2}'$	0	0,94	0	2,6
$i_{pL3}'$	0	0,27	0	8,2
$u_{dc}'$	2,50	0	3,6	0

Tabela 2.3: Osnovna in harmonske komponente toka kompenzatorja in napetosti na kondenzatorju pri nesimetrični stikalni funkciji.



Slika 2.7: Simulacija delovanja matematičnega modela statičnega kompenzatorja – nesimetrična stikalna funkcija,  $C=1,0$  pu; napetosti, tokovi in stikalna funkcija.

Veličina	Osnovna in harmonske komponente			
	$dc$ (pu)	$\omega_0$ (pu)	$2\omega_0$ (%)	$3\omega_0$ (%)
$i_{pL1}'$	0	1,09	0	6,3
$i_{pL2}'$	0	1,07	0	6,1
$i_{pL3}'$	0	0,16	0	35,3
$u_{dc}'$	2,50	0	9,56	0

Tabela 2.4: Osnovna in harmonske komponente toka kompenzatorja in napetosti na kondenzatorju pri nesimetrični omrežni napetosti in  $C=1,0$  pu.

Simulirani primeri kažejo na dva temeljna problema obratovanja statičnega kompenzatorja pri napetostni in tokovni nesimetriji. Prvi je generiranje toka negativnega sistema ob napetostni nesimetriji v omrežju (poglavje 2.3.2.1), drugi pa je generiranje nizkofrekvenčnih harmonikov na enosmerni in izmenični strani pretvornika, ki nastopi v vseh obravnavanih primerih obratovanja v nesimetričnih razmerah. V naslednjem poglavju se bomo osredotočili na analizo prenosa komponent negativnega sistema in harmonskih komponent z izmenične strani pretvornika na enosmerno stran in obratno.

## 2.4. Frekvenčna analiza v stacionarnih razmerah

Iz rezultatov simulacij sledi, da ima obratovanje statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah za posledico generiranje nizkofrekvenčnih harmonikov na izmenični in enosmerni strani pretvornika. Sam napetostni pretvornik je torej frekvenčno odvisna naprava. Za analizo obratovanja v realnih omrežjih moramo poznati lastnosti prenosa harmonikov z 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 ([10]-[12], [17]-[20]). Ob znanih harmonskih komponentah lahko sistem enačb za stacionarne razmere rešimo tudi analitično. Vse izpeljave bodo zaradi preglednejšega zapisa izvedene v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu. Analizirana bosta dva obratovalna primera in sicer obratovanje s simetrično in z nesimetrično stikalno funkcijo. Kot že omenjeno, stikalna funkcija podaja povezavo med enosmernim in izmeničnim delom kompenzatorja. Zveza med napetostjo na enosmerni strani in izmenično napetostjo je bila zapisana z (2.5), zveza med trifaznimi tokom in tokom na enosmerni strani pa z enačbo (2.8).

### 2.4.1. Simetrična stikalna funkcija

Simetrično stikalno funkcijo (1.15) zapišemo v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu:

$$\begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} = m_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \delta) \\ \sin(\omega_0 t + \delta) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Na izmenični strani pretvornika predpostavimo naslednje fazne tokove:

$$\begin{bmatrix} i'_{p\alpha}(t) \\ i'_{p\beta}(t) \end{bmatrix} = i_t \begin{bmatrix} \cos(\omega_t t) \\ \sin(\omega_t t) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

kjer je  $i_t$  temenska vrednost toka,  $\omega_t$  pa kotna hitrost.

V splošnem lahko za kotno hitrost  $\omega_t$  vzamemo poljubno vrednost, s tem da negativne vrednosti  $\omega_t$  pomenijo negativni sistem toka. Če izraze za fazne tokove (2.11) in stikalno funkcijo (2.10) vstavimo v enačbo za enosmerni tok  $i_{dc}$  (2.8), dobimo:

$$i'_{dc} = \frac{3}{2} i_t k_p m_p \cos((\omega_t - \omega_0)t - \delta) \quad (2.12)$$

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

$$u'_{dc} = \frac{3}{2} Z_{dc(\omega_t - \omega_0)} i_t k_p m_p \cos((\omega_t - \omega_0)t - \delta - \lambda) \quad (2.13)$$

kjer je  $Z_{dc}$  impedanca enosmernega tokokroga pri kotni hitrosti  $\omega = \omega_t - \omega_0$ ,  $\lambda$  pa argument impedance  $Z_{dc}$ .

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

Iz enosmerne napetosti na kondenzatorju napetostni pretvornik generira fazne napetosti, kot nakazuje enačba (2.5). Predpostavimo napetost na enosmernem kondenzatorju, ki vsebuje tako enosmerno komponento kot tudi poljubno izmenično komponento:

$$u'_{dc} = U_{dc0} + U_{dch} \cos(\omega_h t) \quad (2.14)$$

kjer je  $U_{dc0}$  enosmerna komponenta napetosti,  $U_{dch}$  amplituda izmenične komponente napetosti,  $\omega_h$  pa kotna hitrost izmenične komponente napetosti.

Z uporabo enačbe (2.5) lahko zapišemo fazne napetosti na izmenični strani pretvornika v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu:

$$\begin{aligned} u'_{p\alpha} &= U_{dc0} m_p \cos(\omega_0 t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \cos((\omega_0 + \omega_h)t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \cos((\omega_0 - \omega_h)t + \delta) \\ u'_{p\beta} &= U_{dc0} m_p \sin(\omega_0 t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \sin((\omega_0 + \omega_h)t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \sin((\omega_0 - \omega_h)t + \delta) \end{aligned} \quad (2.15)$$

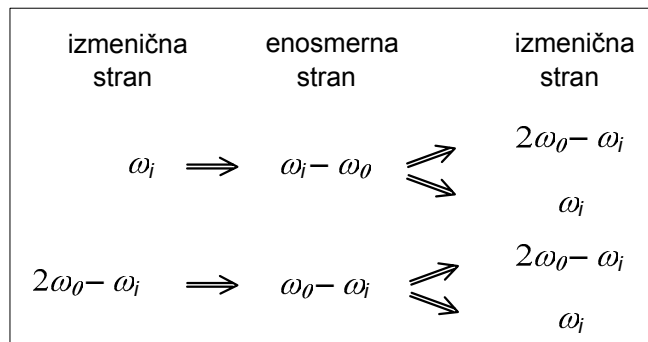
Rezultat (2.15) lahko zapišemo še v kompleksni obliki:

$$\vec{u}'_{\alpha\beta} = U_{dc0} m_p e^{j(\omega_0 t + \delta)} + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \left[ e^{j((\omega_0 + \omega_h) t + \delta)} + e^{j((\omega_0 - \omega_h) t + \delta)} \right] \quad (2.16)$$

Generiranje izmenične napetosti iz napetosti na kondenzatorju ima torej naslednje značilnosti:

- 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 z 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 drug 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 2.8.



Slika 2.8: Frekvenčne komponente na izmenični in enosmerni strani pretvornika s simetrično stikalno funkcijo.

Zaključimo 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 ( $2\omega_0 - \omega_t$ ). 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. Frekvenčni odziv statičnega kompenzatorja in ustrezeni matematični model sta podrobneje opisana v [19].

Pričujoča doktorska disertacija 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 ( $\omega_t = -50$  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 ob nastopu takih razmer (npr. ob okvari v omrežju) lahko potreben izklop naprave.

#### 2.4.2. Nesimetrična 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 smo že zapisali z enačbo 1.16. 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 nakazana v nadaljevanju.

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 [12].

Nesimetrično stikalno funkcijo (1.16) zapišemo v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu:

$$\begin{bmatrix} S_{\alpha n} \\ S_{\beta n} \end{bmatrix} = m_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \delta) \\ \sin(\omega_0 t + \delta) \end{bmatrix} + m_n \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \varphi) \\ -\sin(\omega_0 t + \varphi) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

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

$$\begin{bmatrix} i'_{p\alpha}(t) \\ i'_{p\beta}(t) \end{bmatrix} = i_t \begin{bmatrix} \cos(\omega_t t) \\ \sin(\omega_t t) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

kjer je  $i_t$  temenska vrednost toka,  $\omega_t$  pa kotna hitrost.

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

Če izraze za fazne tokove (2.18) in stikalno funkcijo (2.17) vstavimo v enačbo za enosmerni tok  $i_{dc}$  (2.8), dobimo:

$$i_{dc} = \frac{3}{2} i_t k_p m_p \cos((\omega_t - \omega_0)t - \delta) + \frac{3}{2} i_t m_n k_p \cos((\omega_t + \omega_0)t + \varphi) \quad (2.19)$$

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

$$u_{dc} = \frac{3}{2} Z_{dc(\omega_t - \omega_0)} i_t k_p m_p \cos((\omega_t - \omega_0)t - \delta - \lambda_{(\omega_t - \omega_0)}) + \frac{3}{2} Z_{dc(\omega_t + \omega_0)} i_t k_p m_n \cos((\omega_t + \omega_0)t + \varphi - \lambda_{(\omega_t + \omega_0)}) \quad (2.20)$$

kjer je  $Z_{dc}$  impedanca enosmernega tokokroga pri kotnih hitrostih  $\omega_t - \omega_0$  in  $\omega_t + \omega_0$ ,  $\lambda$  pa argument impedance  $Z_{dc}$  kotnih hitrostih  $\omega_t - \omega_0$  in  $\omega_t + \omega_0$ .

Ob prisotnosti negativnega sistema proženja se poleg napetostnih komponent, ki so posledica pozitivnega sistema proženja, pojavi še komponenta kotne hitrosti  $\omega = \omega_t + \omega_0$ . 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 z enosmerne strani na izmenično predpostavimo naslednjo obliko napetosti na enosmernem kondenzatorju:

$$u'_{dc} = U_{dc0} + U_{dch} \cos(\omega_h t) \quad (2.21)$$

kjer je  $U_{dc0}$  enosmerna komponenta napetosti,  $U_{dch}$  amplituda izmenične komponente napetosti,  $\omega_h$  pa poljubna harmonska kotna hitrost izmenične komponente napetosti.

Zopet uporabimo enačbo (2.5) in zapišemo fazne napetosti  $u_{p\alpha}'$  in  $u_{p\beta}'$  na izmenični strani pretvornika pri nesimetričnem proženju:

$$\begin{aligned} u'_{p\alpha} &= U_{dc0} m_p \cos(\omega_0 t + \delta) + U_{dc0} m_n \cos(\omega_0 t + \varphi) + \\ &+ \frac{1}{2} U_{dch} m_p \cos((\omega_0 + \omega_h)t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \cos((\omega_0 - \omega_h)t + \delta) + \\ &+ \frac{1}{2} U_{dch} m_n \cos((\omega_0 + \omega_h)t + \varphi) + \frac{1}{2} U_{dch} m_n \cos((\omega_0 - \omega_h)t + \varphi) \end{aligned} \quad (2.22)$$



$$\begin{aligned}
 u'_{p\beta} = & U_{dc0} m_p \sin(\omega_0 t + \delta) - U_{dc0} m_n \sin(\omega_0 t + \varphi) + \\
 & + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \sin((\omega_0 + \omega_h) t + \delta) + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \sin((\omega_0 - \omega_h) t + \delta) + \\
 & - \frac{1}{2} U_{dch} m_n \sin((\omega_0 + \omega_h) t + \varphi) - \frac{1}{2} U_{dch} m_n \sin((\omega_0 - \omega_h) t + \varphi)
 \end{aligned} \quad (2.23)$$

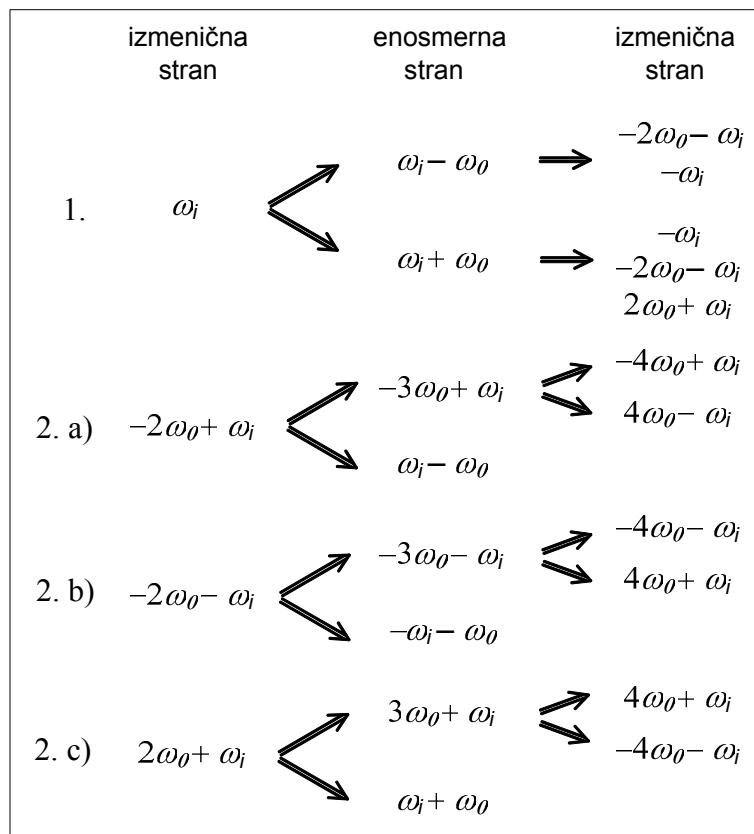
Zaradi boljše preglednosti dobljenih rezultatov lahko  $u_{p\alpha}'$  in  $u_{p\beta}'$  zapišemo v kompleksni obliki:

$$\begin{aligned}
 \bar{u}_{\alpha\beta} = & U_{dc0} m_p e^{j(\omega_0 t + \delta)} + U_{dc0} m_n e^{-j(\omega_0 t + \varphi)} + \\
 & + \frac{1}{2} U_{dch} m_n \left[ e^{-j((\omega_0 - \omega_h) t + \varphi)} + e^{-j((\omega_0 + \omega_h) t + \varphi)} \right] + \\
 & + \frac{1}{2} U_{dch} m_p \left[ e^{j((\omega_0 + \omega_h) t + \delta)} + e^{j((\omega_0 - \omega_h) t + \delta)} \right]
 \end{aligned} \quad (2.24)$$

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 pozitivni sistem napetosti sinhronske frekvence
  - 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 posledico negativnega sistema proženja dobimo tako na enosmerni kot na izmenični strani dodatne harmonike, ki jih pri simetrični stikalni funkciji ni bilo. Na sliki 2.9 je grafično prikazan proces generiranja frekvenčnih komponent. Na začetku predpostavimo, da imamo na izmenični strani komponento s kotno hitrostjo  $\omega_i$ . 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.



Slika 2.9: Frekvenčne komponente na izmenični in enosmerni strani pretvornika z nesimetrično stikalno funkcijo.

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.

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.

## 2.5. Izmenjava moči med kompenzatorjem in omrežjem

Za boljši vpogled v delovanje statičnega kompenzatorja si oglejmo še izmenjavo moči med kompenzatorjem in omrežjem [21], [22]. Na mestu priključitve kompenzatorja na omrežje predpostavimo fazne napetosti, ki jih sestavljata pozitivna in negativna napetostna komponenta:

$$\begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L3} \end{bmatrix} = U_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) \\ \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \delta) \\ \cos(\omega_0 t + \delta + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \delta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

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:

$$\begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} = I_p \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \rho) \\ \cos(\omega_0 t + \rho - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \rho + 2\pi/3) \end{bmatrix} + I_n \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \varphi) \\ \cos(\omega_0 t + \varphi + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \varphi - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$I_p$  in  $I_n$  sta temenski vrednosti pozitivnega in negativnega sistema toka, kota  $\rho$  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:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{dq} &= \mathbf{T}_{dq} \mathbf{i}_L \\ \mathbf{u}_{dq} &= \mathbf{T}_{dq} \mathbf{u}_L \end{aligned} \quad (2.27)$$

Trenutno delovno moč  $p$  in trenutno jalovo moč  $q$  izračunamo s pomočjo obrazcev, znanih že iz poglavja 1.6.3:

$$\begin{aligned} p &= \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q) = \\ &= \frac{3}{2} [I_p U_p \cos(\rho) + I_n U_n \cos(\delta - \varphi) + I_p U_n \cos(\delta + \rho + 2\omega_0 t) + I_n U_p \cos(\varphi + 2\omega_0 t)] \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$\begin{aligned} q &= \frac{3}{2} (u_d i_q - u_q i_d) = \\ &= \frac{3}{2} [I_p U_p \sin(\rho) + I_n U_n \sin(\delta - \varphi) + I_p U_n \sin(\delta + \rho + 2\omega_0 t) - I_n U_p \sin(\varphi + 2\omega_0 t)] \end{aligned} \quad (2.29)$$

Iz izrazov (2.28) in (2.29) 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 (2.28) zapišemo kot vsoto štirih členov. Pri tem sta dva člena enosmerni veličini, dva pa izmenični z dvojno frekvenco:

$$p = \bar{p}_p + \bar{p}_n + \tilde{p}_{pn} + \tilde{p}_{np} \quad (2.30)$$

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 členu v enačbi (2.28) oz. v enačbi (2.29) povzročita nastanek druge harmonske komponente na kondenzatorju. Ker pa imata ta dva členu 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. Ob tem velja pripomniti, da izmenična komponenta delovne moči ne povzroča spremembe enosmerne napetosti, povzroča pa spreminjanje izmenične komponente napetosti na kondenzatorju. Ob tem se nam vsiljuje naslednja zamisel: če bi kompenzator lahko normalno obratoval kljub izmenični komponenti na kondenzatorju, bi povečanje kondenzatorja zavoljo kompenzacije izmenične napetosti ne bilo potrebno.

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  $\bar{p}_p$ .

V naslednjem poglavju bo povzeta problematika obratovanja statičnega kompenzatorja pri napetostni in tokovni nesimetriji v omrežju.

## 2.6. Problematika obratovanj pri napetostni in tokovni nesimetriji v omrežju

Že na osnovi predstavljenega matematičnega modela in izvedenih simulacij lahko izpeljemo nekatere temeljne obratovalne lastnosti statičnega kompenzatorja. Statični kompenzator je naprava, ki temelji na napetostnem pretvorniku in jo lahko opišemo kot krmiljen napetostni vir. Napetostni vir je sestavljen iz polprevodniških stikalnih elementov, ki z ustreznim proženjem omogočajo generiranje teoretično poljubne izmenične napetosti iz enosmerne napetosti. V primerjavi z aktivnimi kompenzacijskimi napravami, ki temeljijo na tiristorsko krmiljenih reaktivnih elementih (statični var kompenzator, tiristorsko krmiljene dušilke in kondenzatorji), prinaša statični kompenzator predvsem precej večjo dinamiko obratovanja in veliko večjo prilagodljivost trenutnim obratovalnim razmeram v omrežju. Tretja velika prednost je uporaba relativno majhnega reaktivnega elementa (kondenzatorja) na enosmerni strani, kar zmanjša in poceni napravo. Pri statičnem kompenzatorju, ki obratuje pri simetrični omrežni napetosti, je lahko kapacitivnost enosmerne kondenzatorja zelo majhna, saj v stacionarnem stanju, ko naprava izmenjuje z omrežjem le jalovo energijo, sama velikost kondenzatorja ne igra bistvene vloge. Trenutna vsota posameznih faznih jalovih moči (osnovne harmonske frekvence) je namreč enaka nič, tako da na enosmerni strani pretvornika teče le tok, ki je posledica harmonikov (zaradi preklopov stikal) in delovni tok, kot posledica ohmskih izgub kompenzatorja. Teoretično bi pri kompenzatorju brez delovnih izgub in brez generiranja harmonikov lahko bila kapacitivnost neskončno majhna. V realnih omrežjih pa je napetost vedno nekoliko harmonsko popačena in tudi rahlo nesimetrična. Večje nesimetrije se redno pojavljajo ob nesimetričnih okvarah v omrežju, npr. ob nesimetričnih kratkih stikih, ki so najpogostejša vrsta okvare v elektroenergetskih omrežjih. Obratovanje statičnega kompenzatorja v realnih omrežjih moramo torej dodatno raziskati, saj je napetostni pretvornik, kot smo ugotovili v poglavju 2.4, frekvenčno odvisna naprava.

V doktorski disertaciji se osredotočamo na obratovanje statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah. Nesimetrične razmere nastopijo, kadar je napetost na priključnem mestu kompenzatorja nesimetrična ali kadar naprava izmenjuje z omrežjem nesimetrične tokove. Manjše napetostne nesimetrije v omrežju so stalno prisotne in so posledica različnih obremenitev po posameznih fazah, večje nesimetrije pa so posledica nesimetričnih okvar v elektroenergetskih omrežjih. Izmenjava nesimetričnih tokov z omrežjem je lahko posledica nesimetrične napetosti ali pa je zaželena, npr. ob kompenzaciji nesimetričnega bremenskega toka. Pri obratovanju v nesimetričnih razmerah nastopata predvsem dva problema, ki sta bila že izpostavljena pri simulaciji delovanja naprave v stacionarnih razmerah (poglavje 2.3).

Prvi problem je generiranje harmonikov nižjih frekvenc na izmenični strani naprave. Kot posledica nesimetrije na izmenični strani se namreč pojavi druga harmonska komponenta v napetosti na kondenzatorju na enosmerni strani pretvornika. Ta druga harmonska komponenta ima za posledico generiranje tretje harmonske komponente na izmenični strani pretvornika, kar je nedopustno za obratovanje naprave. Klasično rešitev tega problema predstavlja povečanje kondenzatorja na enosmerni strani pretvornika, ki lahko postane že precej velik. Učinek večjega kondenzatorja lahko osvetlimo v luči izmenjave moči med pretvornikom in omrežjem, ki je bila opisana v poglavju 2.5. Dovolj velik kondenzator lahko namreč kompenzira izmenično komponento moči med pretvornikom in omrežjem, in sicer tako, da shrani pozitivno polperiodo trenutne izmenične moči, negativno polperiodo pa generira s praznjenjem. Potrebna velikost kondenzatorja je torej odvisna predvsem od amplitude in frekvence nihajočega dela moči. Podobne ugotovitve podajata tudi avtorja v [23]. Navajata namreč naslednje vrednosti za kondenzator, ki je potreben za obratovanje statičnega kompenzatorja v večpulzni izvedbi: za obratovanje v simetričnih razmerah 1,35 pu (preračunano glede na enačbo 2.1), za obratovanje v nesimetričnih razmerah pa kar 0,18, torej 7,5-krat večji kondenzator. Z velikim kondenzatorjem izgubimo eno izmed pomembnih prednosti statičnega kompenzatorja pred krmiljenimi reaktivnimi elementi, t.j. prav majhnost kondenzatorja na enosmerni strani.

Drugi problem nastopi ob nesimetričnih upadih napetosti (npr. kot posledica kratkega stika), ko pride do izmenjave negativnega sistema tokov med pretvornikom in omrežjem. Ta tok je lahko zelo velik in lahko v primeru preseganja največjih dopustnih tokovnih obremenitev povzroči izklop naprave. Tako se lahko zgodi, da je ob napetostnem upadu v omrežju, ko bi napetostno podporo statičnega kompenzatorja najbolj potrebovali, potreben njegov izklop.

V literaturi je opisana problematika regulacije statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah sicer obravnavana, vendar celovite rešitve problema regulacije veličin pozitivnega in negativnega sistema nismo zasledili. Večina avtorjev se osredotoča bodisi na omejevanje negativnega sistema tokov kompenzatorja ob napetostnem upadu v omrežju ([24]-[27]) bodisi na kompenzacijo nesimetričnih bremenskih tokov ([28]-[34]).

V [24] je tako poleg osnovnega 48-pulznega kompenzatorja uporabljen še dodaten pretvornik, ki je namenjen le regulaciji veličin negativnega sistema. V [25] in [26] je regulator kompenzatorja zasnovan tako, da naprava ob nesimetriji v omrežju na izhodnih sponkah generira negativen sistem napetosti, ki je enak omrežnemu. Ta pristop učinkovito omeji tokove negativnega sistema in tudi zmanjša, a ne odpravi v celoti, nižje-harmonske komponente. Podoben pristop je uporabljen tudi v [27] in sicer za zmanjševanje harmonskega popačenja na enosmerni strani univerzalne naprave za spreminjanje pretokov moči. Skupna točka omenjenih rešitev je, da so učinkovite le, kadar se tok

negativnega sistema regulira na vrednost nič in niso uporabne npr. za simetriranje nesimetričnega bremenskega toka. V opisanih primerih je za zagotavljanje majhnega harmonskega popačenja na enosmerni strani potreben relativno velik kondenzator.

Pri kompenzaciji nesimetričnih tokov je glavni problem generiranje druge harmonske komponente na enosmerni strani in posledično generiranje tretjega harmonika na izmenični strani. V [28]-[32] je predstavljenih več pristopov in topologij pretvornikov za kompenzacijo nesimetričnih bremen, ki so v glavnem načrtovane za naprave manjših moči. V [28] in [29] so uporabljeni trije enofazni pretvorniki, referenčni tok pa je generiran s pomočjo histereznega proženja, v [30] pa je predstavljen regulator s tokovno pulzno-širinsko modulacijo. V [31] je predstavljen trifazni pretvornik s histereznim proženjem. Čeprav sta histerežno proženje in tokovna pulzno-širinska modulacija učinkovita, zahtevata visoko frekvenco proženja, ki ni primerna za naprave večjih moči. Tudi uporaba enofaznih pretvornikov lahko podraži napravo. V [32] je predstavljen razklopljeni regulator z napetostno pulzno-širinsko modulacijo, toda naprava uporablja precej velik kondenzator na enosmerni strani. V [33] je predstavljen algoritem za kompenzacijo bremenskega toka, a generiranje harmonikov ni obravnavano. V [34] je predstavljen tokovni pretvornik z algoritmom, ki omogoča kompenzacijo nesimetričnih bremen. Avtorji ugotavljajo, da je za zmanjšanje druge harmonske komponente na enosmerni strani potrebna relativno velika dušilka.

Drug pristop za reševanje problema harmonikov na enosmerni strani je opisan v literaturi [35]-[39], kjer so sicer obravnavani usmerniki in pretvorniki za napajanje enosmernih bremen. Pri teh napravah je prav tako uporabljen napetostni pretvornik, zato predstavlja generiranje nizkofrekvenčnih harmonikov problem tudi pri takih aplikacijah. Problem druge harmonske komponente je v omenjeni literaturi rešen tako, da pretvornik izniči tiste komponente moči na izmenični strani, ki imajo za posledico harmonike na enosmerni strani. Pri nesimetrični obratovalni napetosti to pomeni, da mora pretvornik izmenjevati z omrežjem tudi negativni sistem toka, kar dodatno obremeni napravo. Zaradi tega omenjeni algoritmi tudi ne omogočajo regulacije negativnega sistema toka na poljubno vrednost.

Glede na obravnavano literaturo lahko sklenemo, da ostaja nerešeno predvsem vprašanje generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov pri napravah večjih moči. Rešitve, ki se uporabljajo za omejevanje negativnega sistema tokov ob napetostnem upadu, le delno zmanjšajo amplitude generiranih harmonikov. Te rešitve zato vsekakor ne omogočajo uporabe kompenzatorja za kompenzacijo nesimetričnih tokov oz. napetosti. Na drugi strani pa algoritmi, ki so načrtovani za kompenzacijo nesimetričnih bremenskih tokov, navadno niso primerni (zaradi zgradbe pretvornika in načina proženja) za naprave večjih moči. Večini rešitev je skupno, da se problem harmonikov rešuje s povečanjem kondenzatorja na enosmerni strani, kar poveča in podraži kompenzator.

Kot glavni cilj doktorske disertacije smo si zastavili razvoj regulacijskega algoritma statičnega kompenzatorja, ki bi kompenzatorju omogočil delovanje tudi v nesimetričnih razmerah. Algoritem mora omogočati neodvisno regulacijo pozitivnega in negativnega sistema tokov ter razklopitev tokov v  $d$  in  $q$  osi tako pozitivnega, kot tudi negativnega sistema toka. Poleg tega mora biti zasnovan tako, da bo možna uporaba relativno majhnega kondenzatorja na enosmerni strani pretvornika brez generiranja harmonikov nizke frekvence na izmenični strani. Tak regulacijski algoritem bi ob nastopu nesimetričnega napetostnega upada v omrežju omogočil delovanje statičnega kompenzatorja brez prevelikega porasta toka (negativni sistem tokov je reguliran na nič) in brez generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov na izmenični strani kompenzatorja. Omogočati mora tudi generiranje

negativnega sistema tokov, zopet brez generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov. Regulacijski algoritem bo moral biti primeren za vodenje naprav tako v prenosnem omrežju (naprave večjih moči) kot tudi v distribucijskem omrežju.

Kot rečeno, predstavljata temeljni problem obratovanja v nesimetričnih razmerah generiranje nizkofrekvenčnih harmonskih komponent in pretokovne obremenitve (ob prisotnosti negativnega sistema omrežne napetosti oz. ob nesimetričnih napetostnih upadih).

V disertaciji bo prvi problem, problem generiranja harmonikov, rešen z modulacijo stikalne funkcije, ki določa proženje polprevodniških stikal. Z ustrezno modulacijo stikalne funkcije dosežemo, da napetostni pretvornik kljub popačeni napetosti na enosmerni strani ne generira nizkofrekvenčnih harmonikov na izmenični strani. Tak pristop omogoči uporabo majhnega kondenzatorja, kar je ena izmed pomembnih prednosti statičnega kompenzatorja. Ob uporabi kompenzirane stikalne funkcije lahko statični kompenzator v nesimetričnih razmerah opišemo z matematičnim modelom v rotirajočem (d-q) koordinatnem sistemu. Zapis v d-q koordinatnem sistemu je zaželen predvsem iz dveh razlogov. Prvi je, da se veličine osnovne frekvence pretvorijo v enosmerne in jih lahko uporabimo kot vhodne spremenljivke regulacijskega algoritma. Drugi pa je, da tak zapis pripelje do praktično uporabne razdelitve električnih veličin na delovno in jalovo komponento.

Na osnovi matematičnega modela v d-q koordinatnem sistemu bo lahko izpeljan regulacijski algoritem, ki dovoljuje generiranje poljubnega nesimetričnega toka (v okviru nazivne moči naprave) in omogoča dober dinamični odziv kompenzatorja. S tem bo rešen drugi problem obratovanja statičnega kompenzatorja pri napetostni in tokovni nesimetriji, torej regulacija negativnega sistema toka na željeno vrednost.

Modulacija stikalne funkcije bo izpeljana v poglavju 3, matematični model za nesimetrične razmere in regulacijski algoritem pa v poglavjih 4 in 5.





### 3. MODULACIJA STIKALNE FUNKCIJE

Kompensacijo harmonikov v izmeničnem toku pretvornika lahko dosežemo tako, da zagotovimo, da je na kondenzatorju prisotna zgolj enosmerna komponenta napetosti. 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. Ta princip je bil že uporabljen pri napetostnih pretvornikih, ki služijo napajanju motorskih pogonov [40]. V nadaljevanju bo opisan koncept modulacije stikalne funkcije za statični kompenzator. Učinkovitost modulacije bo preizkušena s simulacijo delovanja trifaznega matematičnega modela statičnega kompenzatorja pri nesimetrični omrežni napetosti.

Na začetku torej predpostavimo, da statični kompenzator obratuje s harmonsko popačeno napetostjo na enosmerni strani, ki jo zapišemo z že uporabljeno enačbo:

$$u'_{dc} = U_{dc0} + U_{dch} \cos(\omega_h t) \quad (3.1)$$

Pretvornik generira niz izmeničnih napetosti preko stikalne funkcije, kar smo že zapisali v enačbi (1.14). Zaradi preglednosti enačbo ponovno zapišimo:

$$\begin{bmatrix} u'_{pL1} \\ u'_{pL2} \\ u'_{pL3} \end{bmatrix} = k_p \begin{bmatrix} S_{L1} \\ S_{L2} \\ S_{L3} \end{bmatrix} u'_{dc} \quad (3.2)$$

Enačbo lahko zapišemo v matrični obliki takole:

$$\mathbf{u}'_{pL} = k_p \mathbf{S}_L u'_{dc} \quad (3.3)$$

Iz enačbe (3.3) sklepamo, da lahko harmonsko popačitev napetosti na izmeničnih sponkah pretvornika kompenziramo z ustrezno modulacijo stikalne funkcije  $\mathbf{S}_L$ . Kot novo spremenljivko uvedemo faktor modulacije  $k_m$ , ki ga izračunamo po sledečem obrazcu:

$$k_m = \frac{U_{dcref}}{u'_{dc}} \quad (3.4)$$

Pri tem predstavlja  $U_{dcref}$  referenčno vrednost enosmerne napetosti na kondenzatorju in je konstantna,  $u'_{dc}$  pa trenutno vrednost napetosti na kondenzatorju. S faktorjem modulacije  $k_m$  moduliramo stikalno funkcijo  $\mathbf{S}_L$  in dobimo modulirano stikalno funkcijo  $\mathbf{S}_{Lmod}$ :

$$\mathbf{S}_{L\text{mod}} = \mathbf{S}_L k_m \quad (3.5)$$

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

$$\mathbf{u}'_{pLc} = k_p \mathbf{S}_{L\text{mod}} \mathbf{u}'_{dc} \quad (3.6)$$

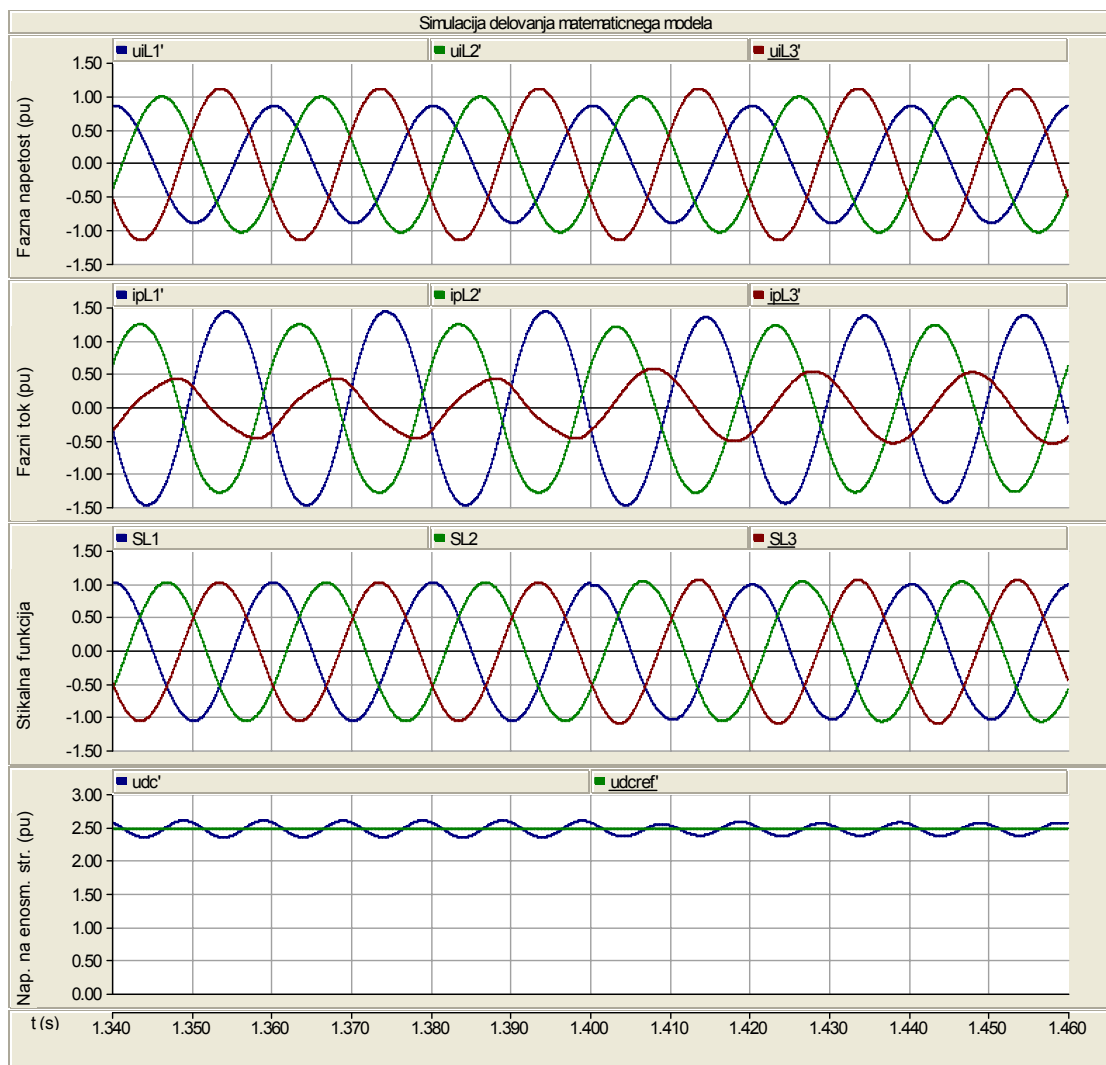
Če v (3.6) vstavimo enačbo (3.5) in upoštevamo še enačbo (3.4) dobimo:

$$\mathbf{u}'_{pLc} = k_p \mathbf{S}_L U_{dcref} \quad (3.7)$$

Vidimo lahko, da se ob modulirani stikalni funkciji pretvornik obnaša tako, kot da bi imel na enosmernem kondenzatorju enosmerno napetost, ne glede na prisotnost harmonskega popačenja v kondenzatorski napetosti. Če je stikalna funkcija  $\mathbf{S}_L$  nesimetrična, je generirani niz treh faznih napetosti  $\mathbf{u}'_{pLc}$  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 trifaznem koordinatnem sistemu, ki je bil predstavljen v poglavju 2. Simuliran je identičen primer kot v poglavju 2.3.2.1, kjer je bilo prikazano delovanje statičnega kompenzatorja pri nesimetrični omrežni napetosti. Tudi parametri kompenzatorja ostajajo enaki kot v omenjenem primeru in so bili podani v tabeli 2.1. Rezultati simulacije so prikazani na sliki 3.1. Modulacija stikalne funkcije je bila vklopljena v času  $t=1,4$  s. Prikazane so fazne napetosti ( $u_{iL1}'$ ,  $u_{iL2}'$ ,  $u_{iL3}'$ ), fazni tokovi kompenzatorja ( $i_{pL1}'$ ,  $i_{pL2}'$ ,  $i_{pL3}'$ ), stikalna funkcija ( $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$  in  $S_{L3}$ ) in napetost na enosmerni strani ( $u_{dc}'$ ). Relativne vrednosti tretje harmonske komponente toka v posameznih fazah so za čas pred vklopom modulacije in za čas po vklopu podane v tabeli 3.1. Relativne vrednosti harmonskih komponent so podane glede na osnovno komponento toka. Iz potekov veličin vidimo, da postane tok kompenzatorja po začetku modulacije stikalne funkcije sinusen. Tudi rezultati Fourierove analize kažejo, da tretja harmonska komponenta pade praktično na nič. Tok seveda ostaja nesimetričen, kar je posledica nesimetrične omrežne napetosti. Za regulacijo negativnega sistema toka bo potreben regulacijski algoritem, ki bo omogočal regulacijo tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema veličin. Z vklopom kompenzacije napetosti se nekoliko 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.

Z modulacijo stikalne funkcije rešimo prvi problem obratovanja pri napetostni in tokovni nesimetriji, t.j. generiranje nizkofrekvenčnih harmonskih komponent, in sicer brez predimenzioniranja kondenzatorja na enosmerni strani.



Slika 3.1: Simulacija delovanja statičnega kompenzatorja z modulacijo stikalne funkcije – napetosti, tokovi, stikalna funkcija in napetost na enosmerni strani.

Veličina	Tretja harmonska komponenta	
	$3\omega_0$ (%) brez modulacije	$3\omega_0$ (%) z modulacijo
$i_{pL1}'$	2,4	0,0
$i_{pL2}'$	2,8	0,0
$i_{pL3}'$	8,0	0,1

Tabela 3.1: Tretja harmonska komponenta toka kompenzatorja brez modulacije in z modulacijo stikalne funkcije.



## 4. MATEMATIČNI MODEL V D-Q KOORDINATNEM SISTEMU

V tem poglavju bo predstavljen matematični model statičnega kompenzatorja v rotirajočem d-q koordinatnem sistemu, ki predstavlja osnovo za izpeljavo regulacijskega algoritma v naslednjem poglavju. V d-q koordinatah se namreč regulirane veličine, to so veličine omrežne frekvence, pretvorijo v enosmerne signale, ki jih lahko direktno uporabimo kot vhodne spremenljivke splošnega regulacijskega algoritma. Druga pomembna lastnost veličin v d-q koordinatnem sistemu je, da so ob ustrezni sinhronizaciji transformacije na omrežno napetost komponente v d osi pozitivnega sistema neposredno v povezavi z delovno močjo, komponente v q osi pozitivnega sistema pa z jalovo močjo. To smo ugotovili že v poglavju 1.6.3. V začetku poglavja bo najprej izpeljan matematični model za simetrične razmere, sledila pa bo še izpeljava modela, ki bo opisoval obratovanje naprave pri napetostni in tokovni nesimetriji.

Matematični model za simetrične razmere bo izpeljan na podoben način kot trifazni model, z razliko, da bodo vse relacije, ki opisujejo delovanje kompenzatorja, pretvorjene v d-q koordinate. Ker je d-q transformacija frekvenčna transformacija, bo izpeljani model opisoval le delovanje kompenzatorja za veličine pozitivnega sistema osnovne frekvence. Že sedaj lahko predvidimo, da bo matematični model v d-q koordinatah sestavljal sistem treh enačb: ena za d os, druga za q os in tretja za enosmerno stran.

Če bomo želeli opisati delovanje statičnega kompenzatorja še za kako drugo frekvenčno komponento – v našem primeru bodo to veličine negativnega sistema osnovne frekvence – bomo morali d-q modelu dodati še ločen set enačb za negativni sistem. Kot pa smo ugotovili s frekvenčno analizo pretvornika v nesimetričnih razmerah (poglavje 2.4), napetostni pretvornik ob prisotnosti veličin negativnega sistema generira celo vrsto harmonikov (sode na enosmerni strani in lihe na izmenični strani). Rešitev tega problema je bila opisana že v prejšnjem poglavju: z ustrezno modulacijo stikalne funkcije dosežemo, da pretvornik kljub popačeni enosmerni napetosti na izmenični strani ne generira nizkofrekvenčnih harmonikov. Ob uporabi modulacije bodo za opis kompenzatorja v nesimetričnih razmerah zadostovali trije sklopi enačb: opis pozitivnega sistema, opis negativnega sistema in opis skupnega enosmerne vezja. Pri tem je še pomembno, da bomo iz modela lahko izpustili harmonske komponente, ki nastopijo na enosmerni strani, saj zaradi modulacije ne vplivajo na generiranje napetosti na izmenični strani. Kot lahko vidimo, bo modulacije stikalne funkcije ključna za izpeljavo matematičnega modela.

Za ločeno obravnavo pozitivnega in negativnega sistema veličin bomo morali iz splošnega trifaznega nesimetričnega sistema določiti komponente pozitivnega in negativnega sistema. V tem poglavju bo opisanih nekaj možnih metod za določanje simetričnih komponent v pravokotnem koordinatnem sistemu. Kot bomo videli, vsaka od obravnavanih metod doprinese določeno časovno zakasnitev transformiranega signala. Poleg same zakasnitve bomo metode primerjali tudi glede na odziv v nestacionarnih razmerah in glede na to, kako se pretvorba obnese pri harmonsko popačenih signalih. Posamezne transformacije bodo najprej obravnavane analitično, nato pa bomo pridobljene

ugotovitve preizkusili še na numeričnem zgledu. Na koncu bomo izbrali metodo transformacije, ki bo omogočala korektno in stabilno delovanje regulacijskega algoritma.

## 4.1. Matematični model v simetričnih razmerah

V tem razdelku bomo izpeljali matematični model statičnega kompenzatorja, ki obratuje v simetričnih razmerah in s simetrično stikalno funkcijo. Izpeljava je praktično enaka izpeljavi matematičnega modela v trifaznem sistemu, kjer za transformacijo v d-q rotirajoči koordinatni sistem uporabimo transformacijo (1.20).

Najprej pretvorimo v d-q koordinate diferencialne enačbe za fazne tokove, ki jih podaja izraz (2.3). Po pretvorbi dobimo:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{pd} \\ i'_{pq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & \omega \\ -\omega & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd} \\ i'_{pq} \end{bmatrix} + \frac{\omega_B}{L'_p} \begin{bmatrix} u'_{id} - u'_{pd} \\ u'_{iq} - u'_{pq} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Enačba za enosmerni tok ostaja enaka enačbi (2.4). Opis generiranja napetosti iz napetosti na kondenzatorju dobimo s pretvorbo enačbe (2.5):

$$\begin{bmatrix} u'_{pd} \\ u'_{pq} \end{bmatrix} = k_p \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} u'_{dc} \quad (4.2)$$

Stikalno funkcijo v d-q koordinatnem sistemu dobimo iz enačbe za simetrično stikalno funkcijo (1.15) z uporabo transformacije (1.20). Zapišemo jo z enačbo (4.3). Po zgledu iz poglavja 2.2 zapišemo še enačbo za bilanco moči v d-q koordinatah (4.4).

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = m_p \begin{bmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$u'_{dc} i'_{dc} = \frac{3}{2} (u'_{pd} i'_{pd} + u'_{pq} i'_{pq}) \quad (4.4)$$

Enačbo (4.2) vstavimo v (4.4) in izpeljemo izraz, ki povezuje tok na izmenični strani pretvornika s tokom na enosmerni strani:

$$i'_{dc} = \frac{3}{2} (k_p S_d i'_{pd} + k_p S_q i'_{pq}) \quad (4.5)$$

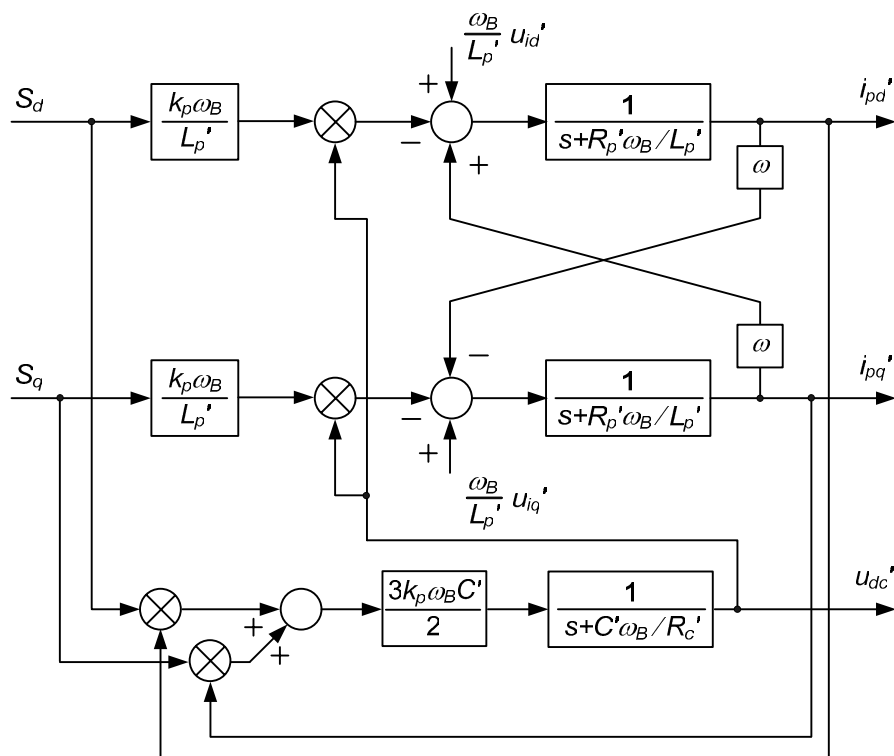
S pomočjo zgoraj navedenih enačb zapišemo matematični model statičnega kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu [14]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{pd} \\ i'_{pq} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & \omega & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_d \\ -\omega & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_q \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_d & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_q & -\frac{\omega_B C'}{R'_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd} \\ i'_{pq} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Za razliko od matematičnega modela, zapisanega v trifaznem 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 (4.6), 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 vključiti v sistem enačb (4.6). Na drugi strani pa je model v trifaznem 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 4.1. Iz matematičnega modela in stikalne funkcije lahko razberemo, da ima statični kompenzator dva spremenljiva parametra. To sta  $S_d$  in  $S_q$  oz.  $m_p$  in  $\delta$ . Z enim parametrom 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 4.1: Matematični model statičnega kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu z upoštevanjem enosmerne tokokroga.

## 4.2. Matematični model pri napetostni in tokovni nesimetriji v omrežju

Pred izpeljavo matematičnega modela v d-q koordinatni sistem si bomo najprej ogledali pretvorbo, ki jo bomo uporabili za transformacijo negativnega trifaznega sistema v rotirajoči d-q koordinatni sistem. Na bazi predstavljene transformacije bo zapisan tisti del matematičnega modela, ki bo opisoval negativni sistem veličin.

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

Pred izpeljavo matematičnega modela pri napetostni in tokovni nesimetriji si moramo najprej ogledati, kako se nesimetričen signal transformira z d-q transformacijo. Transformacija v d-q koordinatni sistem je frekvenčna transformacija, ki spremeni frekvenco transformiranih signalov. Obrazec (1.23) opisuje transformacijo za splošen, nesimetričen in harmonsko popačen signal, nas pa zanima predvsem pretvorba osnovne komponente pozitivnega in negativnega sistema trifaznih veličin. Iz enačbe (1.23) 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 zgledom. Izmenični tok sestavlja pozitivni in negativni sistem toka osnovne frekvence:

$$\begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \end{bmatrix} = I_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_p) \\ \cos(\omega t + \phi_p - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \phi_p + 2\pi/3) \end{bmatrix} + I_n \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_n) \\ \cos(\omega t + \phi_n + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \phi_n - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

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

$$\begin{bmatrix} i_{d_{-p1}}(t) \\ i_{q_{-p1}}(t) \end{bmatrix} = I_p \begin{bmatrix} \cos(\phi_p) \\ \sin(\phi_p) \end{bmatrix} + I_n \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \phi_n) \\ -\sin(2\omega t + \phi_n) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

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

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  $\mathbf{T}_{dq_n}$ :

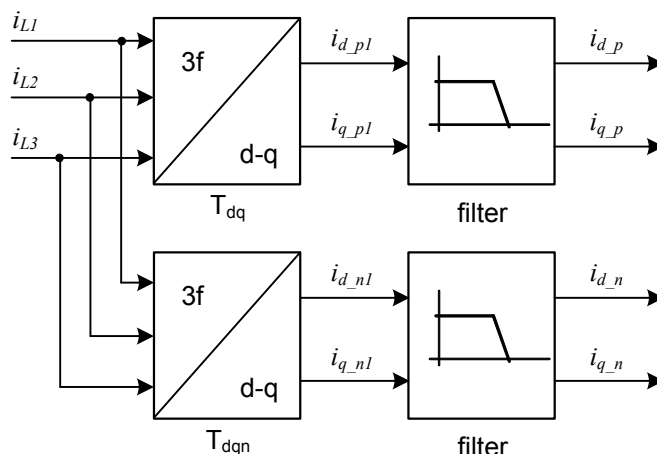
$$\mathbf{T}_{dq_n} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Spremenjeno matriko uporabimo za transformacijo trifaznih tokov, podanih z enačbo (4.7). Dobimo naslednji rezultat:

$$\begin{bmatrix} i_{d_{-n1}}(t) \\ i_{q_{-n1}}(t) \end{bmatrix} = I_n \begin{bmatrix} \cos(\phi_n) \\ \sin(\phi_n) \end{bmatrix} + I_p \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \phi_p) \\ -\sin(2\omega t + \phi_p) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Vidimo, da je s spremenjeno transformacijsko matriko  $\mathbf{T}_{dq_n}$  negativni sistem toka transformiran v enosmerno 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  $\mathbf{T}_{dq_n}$  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 regulacijskem sistemu. Pri tem moramo pri vseh nadaljnjih izpeljavah upoštevati, da sta za transformacijo pozitivnega in negativnega sistema uporabljeni različni transformacijski matriki. Celotna shema določanja tokovnih komponent je prikazana na sliki 4.2.



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 za obratovanje pri napetostni in tokovni nesimetriji.

#### 4.2.2. Matematični model

V tem poglavju bo izpeljan matematični model statičnega kompenzatorja, ki bo opisoval delovanje naprave v simetričnih in tudi nesimetričnih razmerah. Izpeljan bo na osnovi matematičnega modela za simetrične razmere (enačba (4.6)). Kot je bilo pojasnjeno že v poglavju 4.1, model, zapisan z (4.6), velja le za osnovno komponento tokov in napetosti. Če želimo v model vključiti še kako drugo frekvenčno komponento, moramo za vsako obravnavano frekvenco posebej dodati svoj niz enačb in jih vključiti v sistem enačb (4.6). Kot je bilo ugotovljeno s frekvenčno analizo pretvornika v nesimetričnih razmerah (poglavje 2.4.2), 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. Šele z uporabo modulacije stikalne funkcije (poglavje 3) dosežemo, da sta v generirani napetosti na izmenični strani prisotna le pozitivni in negativni sistem osnovne frekvence, na enosmerni strani pa se pojavi dodatna druga harmonska komponenta.

Ob uporabi modulacije stikalne funkcije lahko matematični model 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 (4.9).

Kot smo že ugotovili, zahteva po ločeni regulaciji pozitivnega in negativnega sistema pogojuje nesimetrično stikalno funkcijo, ki smo jo zapisali z izrazom (1.16). Zapisana stikalna funkcija je sestavljena iz vsote pozitivnega in negativnega sistema proženja:

$$\begin{bmatrix} S_{L1}(t) \\ S_{L2}(t) \\ S_{L3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{L1\_p}(t) \\ S_{L2\_p}(t) \\ S_{L3\_p}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{L1\_n}(t) \\ S_{L2\_n}(t) \\ S_{L3\_n}(t) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

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:

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{d\_p} \\ S_{q\_p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{d\_n} \\ S_{q\_n} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Posamezne sumande podajata izraza (4.13) in (4.14).

$$\begin{bmatrix} S_{d\_p} \\ S_{q\_p} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} S_{L1\_p} \\ S_{L2\_p} \\ S_{L3\_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_p \cos \delta \\ m_p \sin \delta \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$\begin{bmatrix} S_{d\_n} \\ S_{q\_n} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq_n} \begin{bmatrix} S_{L1\_n} \\ S_{L2\_n} \\ S_{L3\_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_n \cos \varphi \\ m_n \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Že na osnovi zapisane stikalne funkcije lahko razberemo, da bo imel kompenzator štiri proste parametre za regulacijo veličin, to sta to  $S_{d\_p}$  in  $S_{q\_p}$  za pozitivni sistem ter  $S_{d\_n}$  in  $S_{q\_n}$  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 enosmernega 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 (2.8) zapišimo izraz za splošen tok na enosmerni strani kompenzatorja:

$$i'_{dc} = k_p S_{L1} i'_{pL1} + k_p S_{L2} i'_{pL2} + k_p S_{L3} i'_{pL3} \quad (4.15)$$

Enačbo (4.15) 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 (4.15) vstavimo izraz (4.11) in dobimo:

$$\begin{aligned} i'_{dc} &= k_p \begin{bmatrix} S_{L1} & S_{L2} & S_{L3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{L1} \\ i'_{L2} \\ i'_{L3} \end{bmatrix} = \\ &= k_p \begin{bmatrix} S_{L1\_p} + S_{L1\_n} & S_{L2\_p} + S_{L2\_n} & S_{L3\_p} + S_{L3\_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{L1\_p} + i'_{L1\_n} \\ i'_{L2\_p} + i'_{L2\_n} \\ i'_{L3\_p} + i'_{L3\_n} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Za izpeljavo matematičnega modela kompenzatorja moramo enačbo (4.16) pretvoriti v d-q koordinatni sistem. Pri tem upoštevamo, 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:

$$\begin{aligned} i'_{dc} &= k_p \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} S_{L1\_p} + S_{L1\_n} & S_{L2\_p} + S_{L2\_n} & S_{L3\_p} + S_{L3\_n} \end{bmatrix} \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} i'_{L1\_p} \\ i'_{L2\_p} \\ i'_{L3\_p} \end{bmatrix} + \\ &+ k_p \mathbf{T}_{dqn} \begin{bmatrix} S_{L1\_p} + S_{L1\_n} & S_{L2\_p} + S_{L2\_n} & S_{L3\_p} + S_{L3\_n} \end{bmatrix} \mathbf{T}_{dqn} \begin{bmatrix} i'_{L1\_n} \\ i'_{L2\_n} \\ i'_{L3\_n} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Po pretvorbi dobimo:

$$i'_{dc} = \frac{3}{2} k_p \begin{bmatrix} S_{d\_p} + S_{d\_n2} & S_{q\_p} + S_{q\_n2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{d\_p} \\ i'_{q\_p} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} k_p \begin{bmatrix} S_{d\_p2} + S_{d\_n} & S_{q\_p2} + S_{q\_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{d\_n} \\ i'_{q\_n} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Stikalne funkcije  $S_{d\_p}$ ,  $S_{q\_p}$ ,  $S_{d\_n}$  in  $S_{q\_n}$  podajata že enačbi (4.13) in (4.14). 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 naslednji enačbi:

$$\begin{bmatrix} S_{d\_p2} \\ S_{q\_p2} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dqn} \begin{bmatrix} S_{L1\_p} \\ S_{L2\_p} \\ S_{L3\_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_p \cos(2\omega t + \delta) \\ -m_p \sin(2\omega t + \delta) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\begin{bmatrix} S_{d\_n2} \\ S_{q\_n2} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq0} \begin{bmatrix} S_{L1\_n} \\ S_{L2\_n} \\ S_{L3\_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_n \cos(2\omega t + \varphi) \\ -m_n \sin(2\omega t + \varphi) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Enačba (4.18) 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:

$$i'_{dc} = \frac{3}{2} k_p \begin{bmatrix} S_{d\_p} & S_{q\_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{d\_p} \\ i'_{q\_p} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} k_p \begin{bmatrix} S_{d\_n} & S_{q\_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{d\_n} \\ i'_{q\_n} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

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 4.1 in ga podaja enačba (4.6). Povezavo med napetostjo na enosmerni strani kompenzatorja in napetostjo na izmenični strani kompenzatorja podaja stikalna funkcija (4.12). Povezavo med izmeničnimi tokovi in tokom na enosmerni strani pa zajema izraz (4.21). 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 z modulacijo stikalne funkcije na enosmernem kondenzatorju, ki smo jo opisali v poglavju 3. Izraz (4.22) podaja celoten matematični model pretvornika za obratovanje v nesimetričnih razmerah.

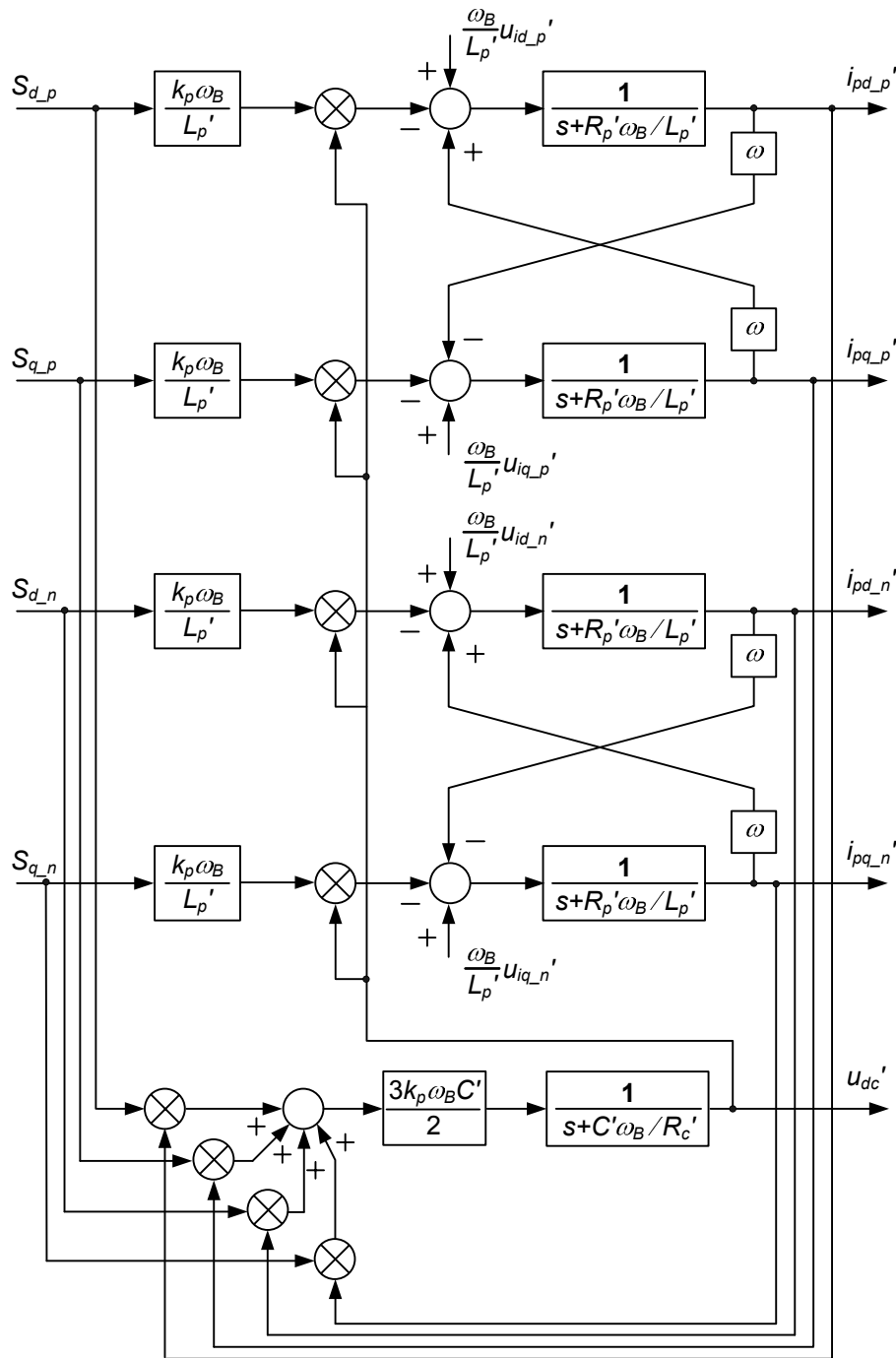
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{pd\_p} \\ i'_{pq\_p} \\ i'_{pd\_n} \\ i'_{pq\_n} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & \omega & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{d\_p} \\ -\omega & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{q\_p} \\ 0 & 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & \omega & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{d\_n} \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{q\_n} \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{d\_p} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{q\_p} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{d\_n} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{q\_n} & \frac{-C' \omega_B}{R'_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd\_p} \\ i'_{pq\_p} \\ i'_{pd\_n} \\ i'_{pq\_n} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id\_p} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq\_p} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id\_n} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq\_n} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

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. Tak način zapisa nas tudi asociira na matematični model univerzalne naprave za spreminjanje pretokov moči (UPFC-ja), ki je bil predstavljen v [14]. Matematični model UPFC-ja je prav tako sestavljen iz treh delov: iz opisa paralelnega pretvornika, opisa serijskega pretvornika in skupnega enosmernega vezja.

Na sliki 4.3 je shematsko prikazan matematični model statičnega kompenzatorja. Shemo lahko razdelimo na tri med seboj povezane dele, in sicer na del, ki opisuje pozitivni sistem tokov, na del, ki opisuje negativni sistem tokov, in na enosmerni del, ki opisuje tokokrog na enosmerni strani pretvornika. Povezavo med opisanimi deli tvori stikalna funkcija. Člen prvega reda, ki nastopa v vseh tokovnih vejah, ponazarja delovanje sklopne impedance. Vhod v posamične člene tako predstavlja razlika med generirano napetostjo pretvornika, ki je odvisna od stikalne funkcije in enosmerne napetosti na kondenzatorju, in omrežno napetostjo. Poleg tega so tokovi v  $d$  in  $q$  osi pozitivnega in negativnega sistema med sabo sklopljeni preko faktorja  $\omega$ . Impedanca enosmernega tokokroga je ravno tako ponazorjena s členom prvega reda. Vhode v ta člen tvorijo prispevki posameznih tokov kompenzatorja k enosmernemu toku. Določene splošne poteze vodenja naprave so vidne že iz opisanega matematičnega modela. Z določanjem ustrezne stikalne funkcije bomo lahko regulirali tokove kompenzatorja na želeno vrednost. Pri tem bo potrebno poskrbeti tudi, da bo enosmerna komponenta napetosti na enosmerni strani relativno konstantna, saj ima velik vpliv na generiranje tokov. Omrežna napetost je prav tako zelo pomembna, saj neposredno vpliva na tok med kompenzatorjem in omrežjem. Sprememba napetosti predstavlja motnjo, ki jo mora regulacijski algoritem odpraviti z ustrezno spremembo stikalne funkcije. Pri načrtovanju regulacije bomo morali biti posebno pozorni ravno na odziv algoritma v primeru napetostnih sprememb, ki je ključen za obratovalne lastnosti statičnega kompenzatorja ob napetostnih upadih.

Predstavljen matematični model tvori osnovo za razvoj regulacijskega algoritma naprave v poglavju 5.



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

### 4.3. Simetrične komponente

Pred izpeljavo regulacijskega algoritma za obratovanje statičnega kompenzatorja pri napetostni in tokovni nesimetriji si moramo ogledati še transformacijo nesimetričnega trifaznega sistema v simetrične komponente. Ločena regulacija pozitivnega in negativnega sistema, ki jo bo moral zagotavljati regulacijski algoritem, zahteva tudi določitev tokov in napetosti pozitivnega in negativnega sistema. Predstavljenih bo več možnosti za določitev simetričnih komponent, ki se



najpogosteje pojavljajo v literaturi [41]-[43], vse pa temeljijo na pretvorbi nesimetričnega trifaznega signala v stacionarni  $\alpha$ - $\beta$  koordinatni sistem oz. v rotirajoči d-q koordinatni sistem. Pri primerjavi različnih metod nas bodo zanimale predvsem časovna zakasnitev, ki jo posamezna transformacija doprinese, odziv na spremembo transformirane veličine in vpliv harmonikov na transformirani signal v stacionarnih razmerah. Najprej bodo podane splošne analitične izpeljave transformacij za simetrične razmere, na koncu poglavja pa bodo analizirani še numerični zgledi v stacionarnih in nestacionarnih razmerah.

Transformacija v simetrične komponente temelji na dejstvu, da lahko trifazni nesimetrični sistem zapišemo kot vsoto treh simetričnih sistemov: pozitivnega (z enakim zaporedjem faz kot naravni sistem), negativnega (z nasprotnim zaporedjem faz) in ničnega (kjer imajo kazalci isto smer). Transformacijo nesimetričnega trifaznega sistema zapisanega s fazorji  $\underline{U}_{L1}$ ,  $\underline{U}_{L2}$  in  $\underline{U}_{L3}$  podaja naslednja matrična enačba:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_p \\ \underline{U}_n \\ \underline{U}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_{L1} \\ \underline{U}_{L2} \\ \underline{U}_{L3} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

kjer je spremenljivka  $\underline{a} = -\frac{1}{2} + j\frac{1}{2}\sqrt{3}$  in  $\underline{a}^2 = -\frac{1}{2} - j\frac{1}{2}\sqrt{3}$ . Fazorji  $\underline{U}_p$ ,  $\underline{U}_n$  in  $\underline{U}_0$  so fazorji pozitivnega, negativnega in ničnega sistema. Transformacija (4.23) je sicer preprosta algebrajska enačba, vendar v realnem omrežju fazorji  $\underline{U}_{L1}$ ,  $\underline{U}_{L2}$  in  $\underline{U}_{L3}$  seveda niso na voljo in jih moramo šele določiti iz trenutnih vrednosti merjenih signalov. V nadaljevanju si bomo ogledali določanje simetričnih komponent preko  $\alpha$ - $\beta$  in d-q transformacije. Obe transformaciji konec koncev pomenita pretvorbo treh faznih veličin v vektor v stacionarnem oz. v rotirajočem koordinatnem sistemu. Pri transformaciji v simetrične komponente ne bomo upoštevali ničnega sistema, saj ga kompenzator v trožični izvedbi, ki je obravnavan v tej disertaciji, ne more generirati. Zaradi tega tudi morebitna prisotnost ničnega sistema v omrežni napetosti ne prispeva k trenutni moči kompenzatorja. Pri nadaljnjih izpeljavah bomo kot izhodišče vzeli splošen trifazni signal, sestavljen iz pozitivnega in negativnega trifaznega sistema, z amplitudama  $U_p$  in  $U_n$  in kotno hitrostjo  $\omega = 2\pi \cdot 50$ :

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

Za analizo vpliva harmonskih komponent, ki so praktično vedno prisotne v toku oz. napetosti, na rezultat posameznih metod transformacije, bomo analitično opisali še pretvorbo splošnega harmonika s kotno hitrostjo  $n\omega$ :

$$\begin{bmatrix} u_{L1h}(t) \\ u_{L2h}(t) \\ u_{L3h}(t) \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} \cos(n\omega t) \\ \cos(n\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(n\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

### 4.3.1. Določanje simetričnih komponent preko d-q transformacije

Transformacija v d-q koordinatni sistem je bila predstavljena že v poglavju 1.6, transformacija nesimetričnega signala v d-q koordinate pa nekoliko podrobneje v 4.2.1. Nesimetrični trifazni signal, zapisan z enačbo (4.24), pretvorjen v d-q koordinatni sistem preko matrike  $\mathbf{T}_{dq}$  (enačba 1.19), ima naslednjo obliko:

$$\begin{bmatrix} u_{d_{-p1}}(t) \\ u_{q_{-p1}}(t) \end{bmatrix} = U_p \begin{bmatrix} \cos(\phi_p) \\ \sin(\phi_p) \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \phi_n) \\ -\sin(2\omega t + \phi_n) \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Signal (4.24) pretvorimo v d-q koordinatni sistem še preko matrike  $\mathbf{T}_{dqn}$  (enačba 4.9) in dobimo:

$$\begin{bmatrix} u_{d_{-n1}}(t) \\ u_{q_{-n1}}(t) \end{bmatrix} = U_n \begin{bmatrix} \cos(\phi_n) \\ \sin(\phi_n) \end{bmatrix} + U_p \begin{bmatrix} \cos(2\omega t + \phi_p) \\ -\sin(2\omega t + \phi_p) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Kot posledica nesimetričnega signala se v obeh enačbah poleg enosmerne komponente pojavi še druga harmonska komponenta.

**Metoda 1.** Prvi način določitve simetričnih komponent je bil opisan že v poglavju 4.2.1, kjer iz dobljenih transformiranih signalov (4.26) in (4.27) z uporabo nizkopasovnega filtra (z mejno frekvenco enako 100 Hz) določimo enosmerno komponento, ki predstavlja osnovno harmonsko komponento signala pozitivnega oz. negativnega sistema. Proces je bil grafično prikazan na sliki 4.2. Slabost metode je časovni zamik 10 ms, ki ga doprinese filtriranje druge harmonske komponente transformiranega signala. Po drugi strani pa zaradi relativno nizke frekvence filtra (100 Hz) iz trifaznega signala izločimo tudi vse harmonike od tretje harmonske komponente naprej. Opisana metoda daje torej harmonsko nepopačen rezultat v večini realnih obratovalnih pogojev. Signali, v katerih nastopajo harmoniki s frekvenco, nižjo od 150 Hz, bi zahtevali dodatno filtriranje in s tem večjo zakasnitev transformiranega signala.

**Metoda 2.** Drugi način določitve simetričnih komponent ponuja dejstvo, da imata d in q komponenta drugega harmonika v enačbah (4.26) oz. (4.27) enako amplitudo ( $U_p$  oz.  $U_n$ ) in sta med seboj zamaknjeni za  $90^\circ$ . Če bi torej d ali q komponento transformiranega signala zakasnili za  $90^\circ$  (to je za 2,5 ms pri 100 Hz signalu) in komponenti sešteli (odšteli), bi se lahko znebili drugega harmonika s časovno zakasnitvijo le 2,5 ms. Zapisano bomo ilustrirali še z analitično izpeljavo pretvorbe v stacionarnih razmerah. Za 2,5 ms zakasnen signal (četrt periode 100 Hz signala), ki je bil zapisan z enačbo (4.26), ima naslednjo obliko:

$$\begin{bmatrix} u_{d_{-p1z}}(t) \\ u_{q_{-p1z}}(t) \end{bmatrix} = U_p \begin{bmatrix} \cos(\phi_p) \\ \sin(\phi_p) \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} \cos\left(2\omega t + \phi_n - \frac{\pi}{2}\right) \\ -\sin\left(2\omega t + \phi_n - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Ker gre za stacionarne razmere, zakasnitev na enosmerni signal nima vpliva. Ob upoštevanju osnovnih trigonometričnih pravil poenostavimo izraz (4.28):

$$\begin{bmatrix} u_{d\_p1z}(t) \\ u_{q\_p1z}(t) \end{bmatrix} = U_p \begin{bmatrix} \cos(\phi_p) \\ \sin(\phi_p) \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} \sin(2\omega t + \phi_n) \\ \cos(2\omega t + \phi_n) \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Nato zapišemo razliko med komponentami izvornega signala (4.26) in zakasnjenege signala (4.29) na naslednji način:

$$\begin{bmatrix} u_{d\_p1r}(t) \\ u_{q\_p1r}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{d\_p1}(t) \\ u_{q\_p1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -u_{q\_p1z}(t) \\ u_{d\_p1z}(t) \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

V izraz (4.30) vstavimo (4.26) in (4.29) in dobimo:

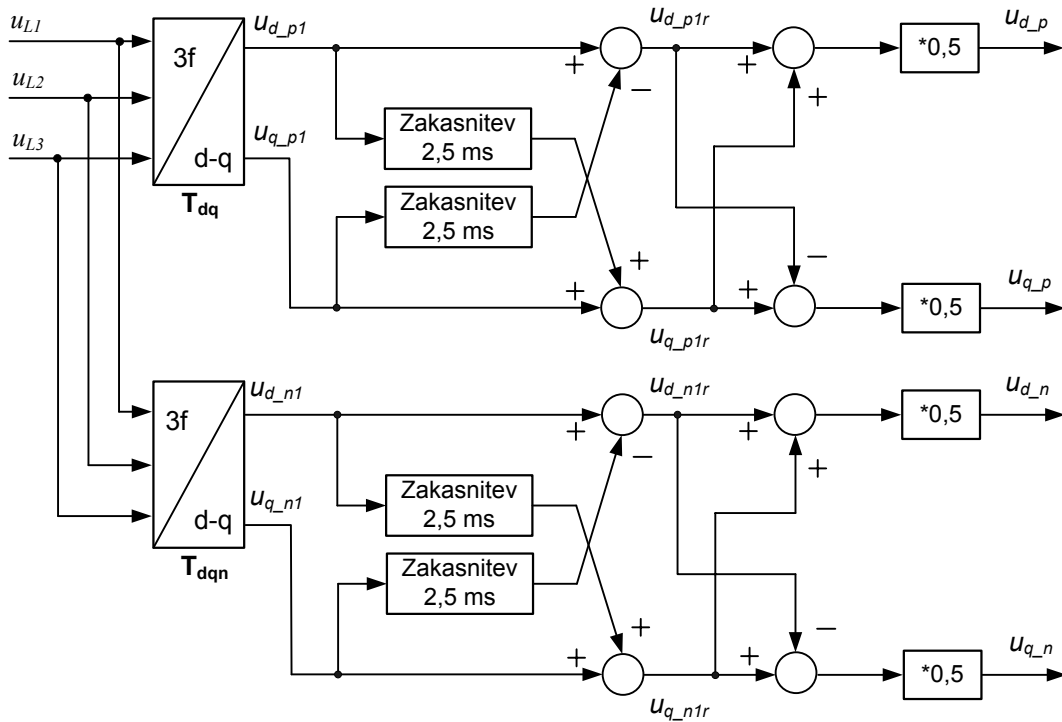
$$\begin{bmatrix} u_{d\_p1r}(t) \\ u_{q\_p1r}(t) \end{bmatrix} = U_p \begin{bmatrix} \cos(\phi_p) \\ \sin(\phi_p) \end{bmatrix} + U_p \begin{bmatrix} -\sin(\phi_p) \\ \cos(\phi_p) \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Izraz (4.31) predstavlja sistem dveh enačb z dvema neznankama, iz katerih lahko neposredno določimo d in q komponento pozitivnega sistema ( $U_p \cos(\phi_p)$  in  $U_p \sin(\phi_p)$ ). Podobno izpeljavo lahko naredimo za komponente negativnega sistema, kjer kot izhodišče vzamemo enačbo (4.27) in na koncu dobimo:

$$\begin{bmatrix} u_{d\_n1r}(t) \\ u_{q\_n1r}(t) \end{bmatrix} = U_n \begin{bmatrix} \cos(\phi_n) \\ \sin(\phi_n) \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} -\sin(\phi_n) \\ \cos(\phi_n) \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Iz zgornjega izraza lahko določimo d in q komponento negativnega sistema ( $U_n \cos(\phi_n)$  in  $U_n \sin(\phi_n)$ ).

Proces je grafično ilustriran na sliki 4.4, kjer so  $u_{d\_p}$ ,  $u_{q\_p}$ ,  $u_{d\_n}$  in  $u_{q\_n}$  enosmerne komponente signalov iz enačb (4.26) in (4.27). Ker je za določitev pozitivnega sistema uporabljena transformacijska matrika  $\mathbf{T}_{dq}$ , za določitev negativnega sistema pa  $\mathbf{T}_{dqn}$ , sta obe shemi identični.



Slika 4.4: Računanje pozitivnega in negativnega sistema v  $d$ - $q$  koordinatah – metoda 2.

V nadaljevanju bomo preučili še, kako se z opisano metodo transformacije (slika 4.4) pretvorijo harmoniki, ki so v omrežnih napetostih in tokovih praktično vedno prisotni. Izpeljava bo zopet izvedena za stacionarne razmere. Poljubno harmonsko komponento, zapisano z enačbo (4.25), transformiramo v  $d$ - $q$  koordinate preko matrike  $\mathbf{T}_{dq}$ :

$$\begin{bmatrix} u_{d\_h1}(t) \\ u_{q\_h1}(t) \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} \cos((n-1)\omega t) \\ \sin((n-1)\omega t) \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Za 2,5 ms zakasnen signal ( $90^\circ$  pri 100 Hz signalu) ima naslednjo obliko:

$$\begin{bmatrix} u_{d\_h1z}(t) \\ u_{q\_h1z}(t) \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} \cos\left((n-1)\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)\right) \\ \sin\left((n-1)\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)\right) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Nato zapišemo razliko med komponentami izvornega signala (4.33) in zakasnjenege signala (4.34):

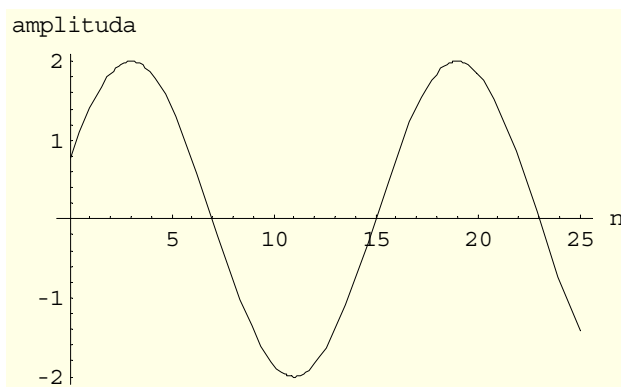
$$\begin{bmatrix} u_{d\_h1r}(t) \\ u_{q\_h1r}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{d\_h1}(t) \\ u_{q\_h1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -u_{q\_h1z}(t) \\ u_{d\_h1z}(t) \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Z nekaj manipulacije dobimo:

$$\begin{bmatrix} u_{d\_hlr}(t) \\ u_{q\_hlr}(t) \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} 2 \sin\left(\frac{1}{8}(n+1)\pi\right) \cos\left(\frac{1}{8}(n-3)\pi - (n-1)\omega t\right) \\ 2 \cos\left(\frac{1}{8}(n-3)\pi\right) \cos\left(-\frac{1}{8}(n+1)\pi + (n-1)\omega t\right) \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

Izraz (4.36) sicer še ne podaja dokončno transformiranega signala (manjka še vsota oz. razlika med d in q komponento ter množenje z 0,5 – slika 4.4), a lahko iz zapisa izluščimo temeljne značilnosti pretvorbe harmonikov. Harmonik reda  $n-1$  (v d-q koordinatah) se torej zopet pretvori v harmonik iste frekvence in s faznim zamikom, odvisnim od reda harmonika v trifaznem sistemu, ki ga podaja spremenljivka  $n$ . Komponenti d in q sta pri tem zamaknjeni za  $90^\circ$ . Amplitudo harmonika podajata izraza  $2\sin(1/8(n+1)\pi)$  (d os) in  $2\cos(1/8(n-3)\pi)$  (q os). V obeh oseh gre za isto odvisnost amplitude od harmonskega reda  $n$ , ki je grafično prikazana na sliki 4.5. Vidimo, da je amplituda pri določenih harmonikih nič (7, 15, ...), maksimalna amplituda pa je enaka 2 (pri 3, 11, ...). Iz izpeljave torej sledi, da se harmonske komponente pri opisani transformaciji (metoda 2) pretvorijo v harmonike istega reda z amplitudo, ki je pogojena z redom harmonika  $n$ . Upoštevajoč, da za dokončno transformacijo signala (4.36) manjka še vsota oz. razlika med d in q komponento, lahko sklenemo:

- harmonik se pretvori v harmonik iste frekvence,
- amplituda transformiranega harmonika je odvisna od harmonskega števila  $n$ , kot to podaja slika 4.5, z razliko, da je maksimalna amplituda enaka  $\sqrt{2}$ .



Slika 4.5: Odvisnost amplitude izmenične komponente od harmonskega reda za izraz (4.36).

Metoda, opisana v tem razdelku, sicer ponuja relativno majhen časovni zaostanek v nestacionarnih razmerah (2,5 ms), vendar je v primeru prisotnosti harmonikov v izvornem signalu harmonsko popačen tudi transformirani signal.

#### 4.3.2. Določanje simetričnih komponent preko $\alpha$ - $\beta$ transformacije

Transformacija v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatni sistem je bila predstavljena že v poglavju 1.6, transformacijo nesimetričnega signala (4.24) v  $\alpha$ - $\beta$  koordinate pa podaja naslednja enačba:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha}(t) \\ u_{\beta}(t) \end{bmatrix} = U_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_p) \\ \sin(\omega t + \phi_p) \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_n) \\ -\sin(\omega t + \phi_n) \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

Kot posledica nesimetričnega signala se spremeni amplituda transformiranega signala v  $\alpha$  oz.  $\beta$  osi -  $\alpha$  in  $\beta$  komponenti simetričnega signala imata namreč enako amplitudo. Amplitudi v (4.37) se torej razlikujeta za  $2U_n$ .

**Metoda 3.** Za določitev simetričnih komponent lahko uporabimo podoben postopek kot pri metodi 2. Komponenti v (4.37), ki nastopita kot posledica negativnega sistema v  $\alpha$  in  $\beta$  osi, sta zamaknjena za  $90^\circ$ . Komponento  $\alpha$  ali  $\beta$  transformiranega signala lahko zakasnimo za  $90^\circ$  (to je za 5 ms pri 50 Hz signalu), ju seštejemo (odštejemo) in se znebimo dela, ki je posledica negativnega sistema. Za 5 ms zakasnjena signal (4.37) ima naslednjo obliko:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha z}(t) \\ u_{\beta z}(t) \end{bmatrix} = U_p \begin{bmatrix} \cos\left(\omega t + \phi_p - \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin\left(\omega t + \phi_p - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} \cos\left(\omega t + \phi_n - \frac{\pi}{2}\right) \\ -\sin\left(\omega t + \phi_n - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Izraz poenostavimo:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha z}(t) \\ u_{\beta z}(t) \end{bmatrix} = U_p \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi_p) \\ -\cos(\omega t + \phi_p) \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi_n) \\ \cos(\omega t + \phi_n) \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

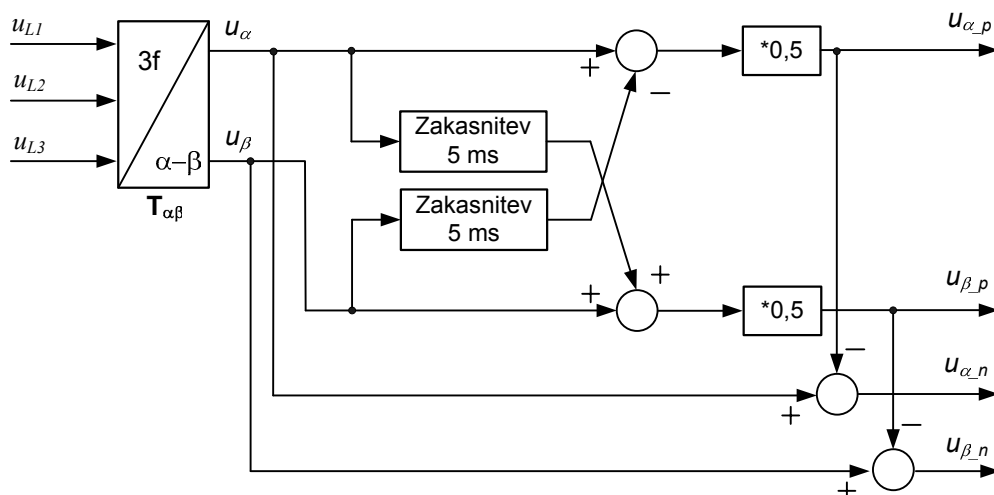
Zapišimo razliko med komponentami izvornega signala (4.37) in zakasnjeneega signala (4.39) na naslednji način:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha r}(t) \\ u_{\beta r}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha}(t) \\ u_{\beta}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -u_{\beta z}(t) \\ u_{\alpha z}(t) \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

V izraz (4.40) vstavimo (4.37) in (4.39) in dobimo:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha r}(t) \\ u_{\beta r}(t) \end{bmatrix} = 2U_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi_p) \\ 0 \end{bmatrix} + 2U_n \begin{bmatrix} 0 \\ \sin(\omega t + \phi_n) \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Proces je grafično ilustriran na sliki 4.6, kjer po množenju z 0,5 dobimo  $u_{\alpha_p}$ ,  $u_{\beta_p}$ ,  $u_{\alpha_n}$  in  $u_{\beta_n}$ , ki predstavljajo komponente pozitivnega in negativnega sistema v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu. Tako ločene komponente lahko pretvorimo v d-q koordinatni sistem.


 Slika 4.6: Računanje pozitivnega in negativnega sistema v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatah – metoda 3.

Podobno kot pri prejšnji metodi bomo preučili, kako se z opisano metodo transformacije (slika 4.6) pretvorijo harmoniki. Izpeljava bo izvedena za stacionarne razmere. Poljubno harmonsko komponento, zapisano z enačbo (4.25), transformiramo v  $\alpha$ - $\beta$  koordinate:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h1}(t) \\ u_{\beta h1}(t) \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} \cos(n\omega t) \\ \sin(n\omega t) \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Za 5 ms zakasnjena signal ( $90^\circ$  pri 50 Hz signalu) ima naslednjo obliko:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h1z}(t) \\ u_{\beta h1z}(t) \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} \cos\left(n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right) \\ \sin\left(n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right) \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Nato zapišemo razliko med komponentami izvirnega signala (4.42) in zakasnjene signala (4.43):

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h1r}(t) \\ u_{\beta h1r}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha h1}(t) \\ u_{\beta h1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -u_{\beta h1z}(t) \\ u_{\alpha h1z}(t) \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

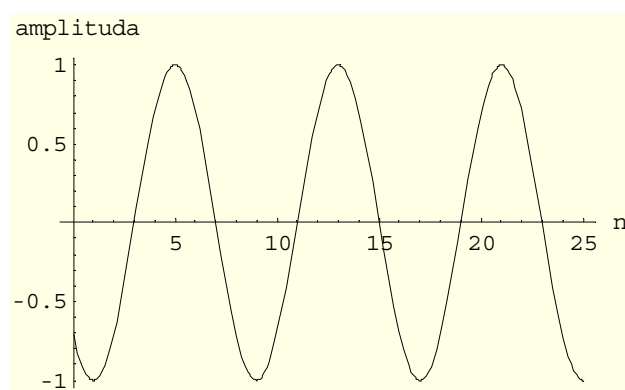
Z nekaj manipulacije dobimo:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h1r}(t) \\ u_{\beta h1r}(t) \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} -2 \sin\left(\frac{1}{4}(n+1)\pi\right) \sin\left(-\frac{1}{4}(n+1)\pi + n\omega t\right) \\ 2 \cos\left(\frac{1}{4}(n-1)\pi\right) \sin\left(-\frac{1}{4}(n-1)\pi + n\omega t\right) \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

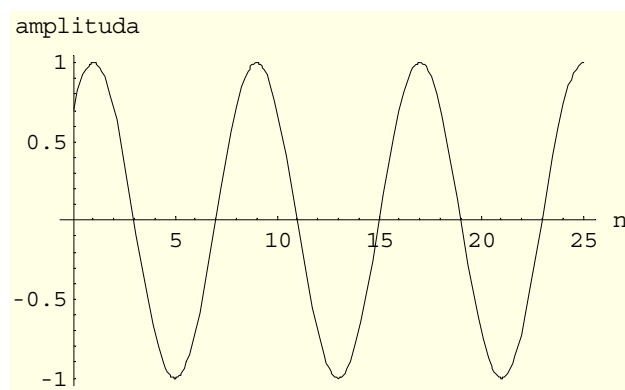
Pretvorbo končamo z množenjem s faktorjem 0,5 in dobimo:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h\_p}(t) \\ u_{\beta h\_p}(t) \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} -\sin\left(\frac{1}{4}(n+1)\pi\right) \sin\left(-\frac{1}{4}(n+1)\pi + n\omega t\right) \\ \cos\left(\frac{1}{4}(n-1)\pi\right) \sin\left(-\frac{1}{4}(n-1)\pi + n\omega t\right) \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

Harmonik reda  $n$  se pretvori v harmonik istega reda in s faznim zamikom, ki je odvisen od  $n$ . Komponenti  $\alpha$  in  $\beta$  sta pri tem zamaknjeni za  $90^\circ$ . Amplitudo harmonika podajta izraza  $-\sin(1/4(n+1)\pi)$  ( $\alpha$  os) in  $\cos(1/4(n-1)\pi)$  ( $\beta$  os). V obeh oseh gre za odvisnost amplitude od harmonskega reda  $n$ , ki je grafično prikazana na slikah 4.7 ( $\alpha$  os) in 4.8 ( $\beta$  os). Pri določenih harmonikih je amplituda enaka nič (3, 7, ...), maksimalna amplituda pa je 1 (pri 5, 9, ...). Iz izpeljave sledi, da se harmonske komponente pri opisani transformaciji (metoda 3) pretvorijo v harmonike istega reda z amplitudo, ki je pogojena z redom harmonika  $n$ .



Slika 4.7: Odvisnost amplitude izmenične komponente od harmonskega reda za  $u_{\alpha h\_p}$ .



Slika 4.8: Odvisnost amplitude izmenične komponente od harmonskega reda za  $u_{\beta h\_p}$ .

**Metoda 4.** Tudi naslednja metoda bo izpeljana v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu. Izpeljavo povzemamo po [43].

Poljuben signal v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatah lahko zapišemo v kompleksni obliki:

$$\underline{U}(t) = u_\alpha(t) + ju_\beta(t) \quad (4.47)$$



V kolikor je signal nesimetričen, ga lahko zapišemo kot vsoto pozitivnega in negativnega sistema. Pri tem predpostavimo, da je nični sistem enak nič:

$$\underline{U}(t) = U_p(t)e^{j(\omega t + \phi_p)} + U_n(t)e^{-j(\omega t + \phi_n)} \quad (4.48)$$

Izraz (4.48) zakasnimo za poljuben čas  $r/\omega$ :

$$\underline{U}(t - \frac{r}{\omega}) = U_p(t - \frac{r}{\omega})e^{j(\omega(t - \frac{r}{\omega}) + \phi_p)} e^{-jr} + U_n(t - \frac{r}{\omega})e^{-j(\omega(t - \frac{r}{\omega}) + \phi_n)} e^{jr} \quad (4.49)$$

Če je kot  $r$  majhen, oz. v stacionarnih razmerah, velja:

$$\underline{U}(t - \frac{r}{\omega}) \approx U_p(t)e^{j(\omega t + \phi_p)} e^{-jr} + U_n(t)e^{-j(\omega t + \phi_n)} e^{jr} \quad (4.50)$$

Iz zgornjih izrazov lahko izpeljemo naslednjo relacijo:

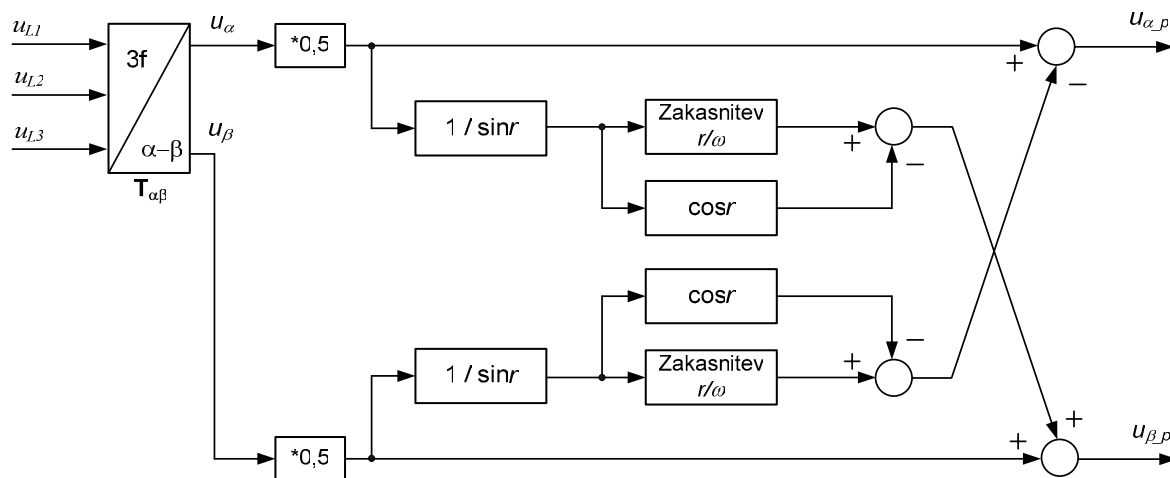
$$U_p(t)e^{j(\omega t + \phi_p)} = \frac{1}{2 \sin r} \left[ \underline{U}(t - \frac{r}{\omega}) - \underline{U}(t)e^{jr} \right] \quad (4.51)$$

Izraz (4.51) lahko spremenimo v obliko izraza (4.47) in dobimo enačbi za  $\alpha$  in  $\beta$  komponento pozitivnega sistema:

$$u_{\alpha\_p}(t) = \frac{1}{2} U_\alpha(t) - \frac{1}{2 \sin r} \left[ U_\beta(t - \frac{r}{\omega}) - U_\beta(t) \cos r \right] \quad (4.52)$$

$$u_{\beta\_p}(t) = \frac{1}{2} U_\beta(t) + \frac{1}{2 \sin r} \left[ U_\alpha(t - \frac{r}{\omega}) - U_\alpha(t) \cos r \right] \quad (4.53)$$

Izpeljavo grafično prikazuje slika 4.9. Komponente negativnega sistema dobimo tako, da od nesimetričnega signala odštejemo izračunane komponente pozitivnega sistema.



Slika 4.9: Računanje pozitivnega in negativnega sistema v  $\alpha$ - $\beta$  koordinatah –metoda 4.

Opisana metoda je privlačna predvsem zato, ker ponuja možnost izbire časovnega zamika signala. Prenos harmonikov bo odvisen od izbire kota zakasnitve  $r$ . V kolikor izberemo  $r=\pi/4$  dobimo transformacijo, identično tisti, ki smo jo označili kot metodo 3.

### 4.3.3. Numerični zgledi

V tem poglavju bo opisanih nekaj numeričnih zgledov transformacije trifaznega signala v pozitivni in negativni sistem komponent. Predstavljeni bodo rezultati transformacij z uporabo vseh štirih predstavljenih metod. Kot izvorni trifazni signal bomo najprej uporabili nesimetričen signal brez ničnega sistema in brez harmonikov. Nato bomo nesimetričnemu signalu dodali še harmonsko komponento. V vseh zgledih bodo predstavljeni rezultati izračuna v stacionarnih in nestacionarnih razmerah.

#### 4.3.3.1 Nesimetričen sistem brez harmonikov

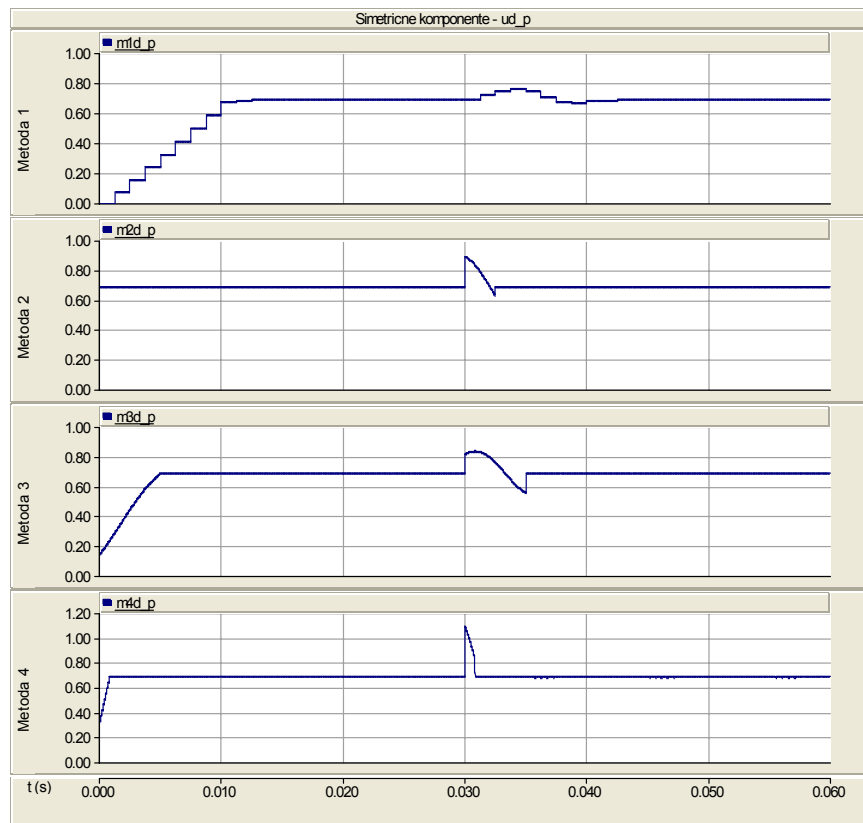
Sinusni signal je generiran kot vsota pozitivnega in negativnega sistema. Simulacija poteka tako, da na začetku signal tvori le pozitivni sistem, v času  $t=0,03$  s pa mu prištejemo še negativni sistem. Pri metodi 4 je bila za kot zakasnitve izbrana vrednost  $r=15^\circ$ . Celoten signal opisuje naslednji izraz:

$$\begin{bmatrix} u_{L1}(t) \\ u_{L2}(t) \\ u_{L3}(t) \end{bmatrix} = 0,8 \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \pi/6) \\ \cos(\omega t + \pi/6 - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \pi/6 + 2\pi/3) \end{bmatrix} + 0,3 \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \pi/6) \\ \cos(\omega t - \pi/6 + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - \pi/6 - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

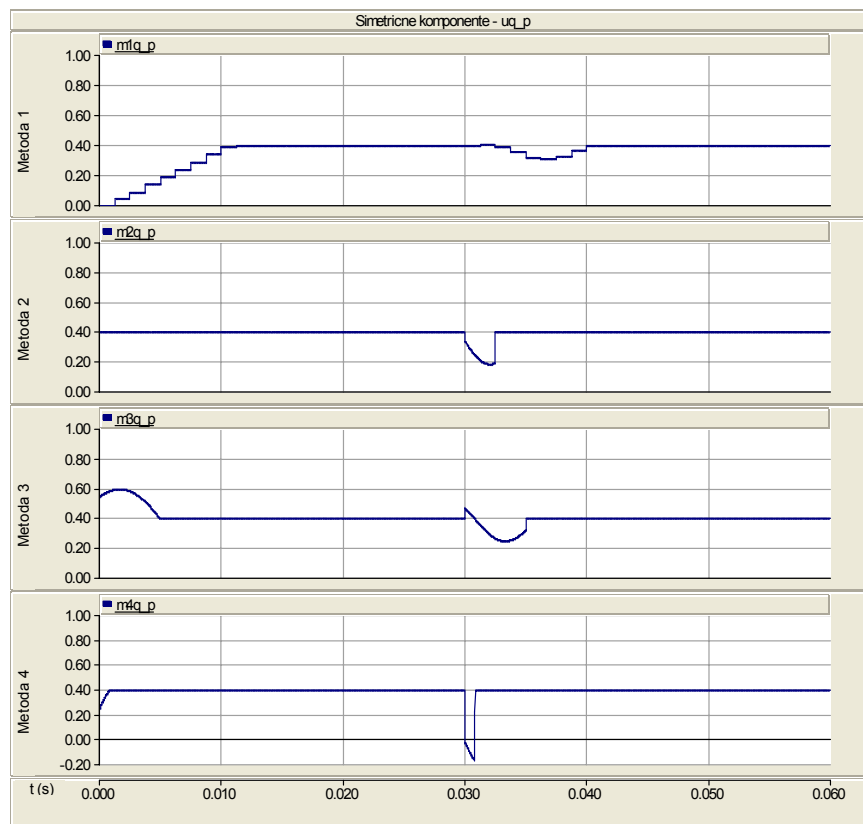
Rezultati transformacij s posameznimi metodami so prikazani na grafih od 4.10 do 4.13. Ne glede na metodo so vsi končni rezultati podani v d-q koordinatnem sistemu. Ko sta namreč pozitivni in negativni sistem enkrat ločena, bodisi v trifaznem ali  $\alpha$ - $\beta$  koordinatnem sistemu, je pretvorba v d-q koordinate trivialna in ne doprinese nobene dodatne zakasnitve. Vsak graf prikazuje rezultate določanja posamezne komponente signala z vsako od štirih predstavljenih metod. Po vrsti so prikazane d komponenta pozitivnega sistema ( $m1_{d_p}$ ,  $m2_{d_p}$ ,  $m3_{d_p}$ ,  $m4_{d_p}$ ), q komponenta pozitivnega sistema ( $m1_{q_p}$ ,  $m2_{q_p}$ ,  $m3_{q_p}$ ,  $m4_{q_p}$ ), d komponenta negativnega sistema ( $m1_{d_n}$ ,  $m2_{d_n}$ ,  $m3_{d_n}$ ,  $m4_{d_n}$ ) in q komponenta negativnega sistema ( $m1_{q_n}$ ,  $m2_{q_n}$ ,  $m3_{q_n}$ ,  $m4_{q_n}$ ).

Rezultati posameznih transformacij so pričakovani. Vse metode dajo v stacionarnih razmerah korekten rezultat. Zakasnitev posameznih transformacij ob spremembi signala tudi ustreza analitičnim izpeljavam: metoda 1 signal zakasni za 10 ms, metoda 2 za 2,5 ms, metoda 3 za 5 ms in metoda 4 za 0,83 ms. Iz grafov lahko še opazimo, da je v nestacionarnih razmerah odvod transformiranih signalov zvezen le pri metodi 1. Pri vseh ostalih metodah je nezvezen. Odstopanje je največje pri metodi 4. Obnašanju transformacij v nestacionarnih razmerah posvečamo toliko pozornosti, ker je ključna za učinkovitost regulacijskega algoritma.

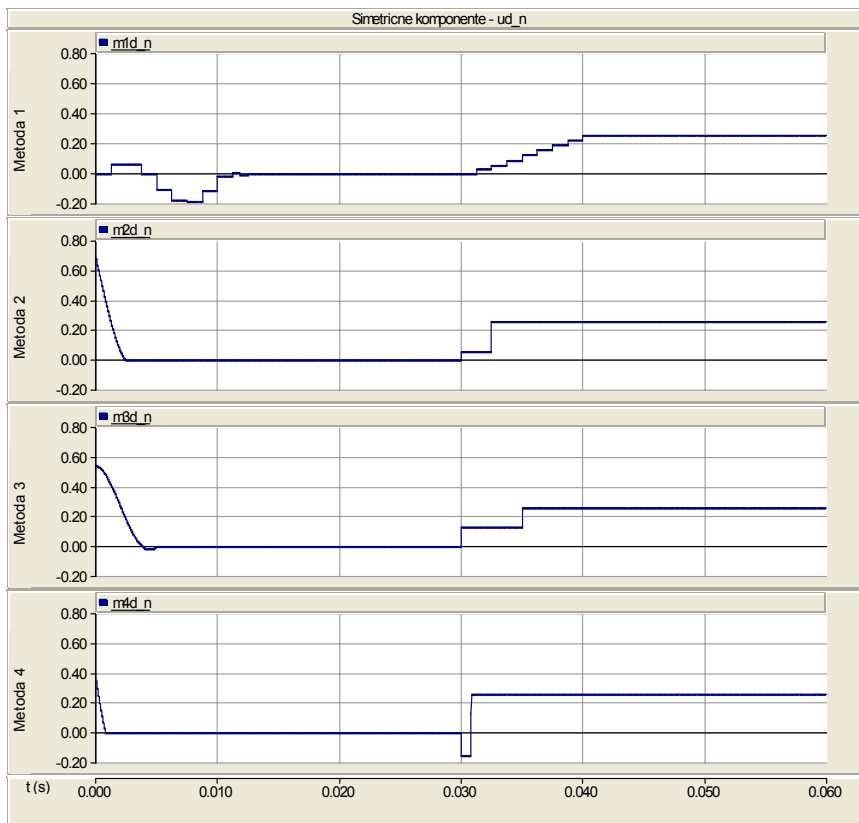
V naslednjem poglavju bomo signalu (4.54) dodali še harmonsko komponento.



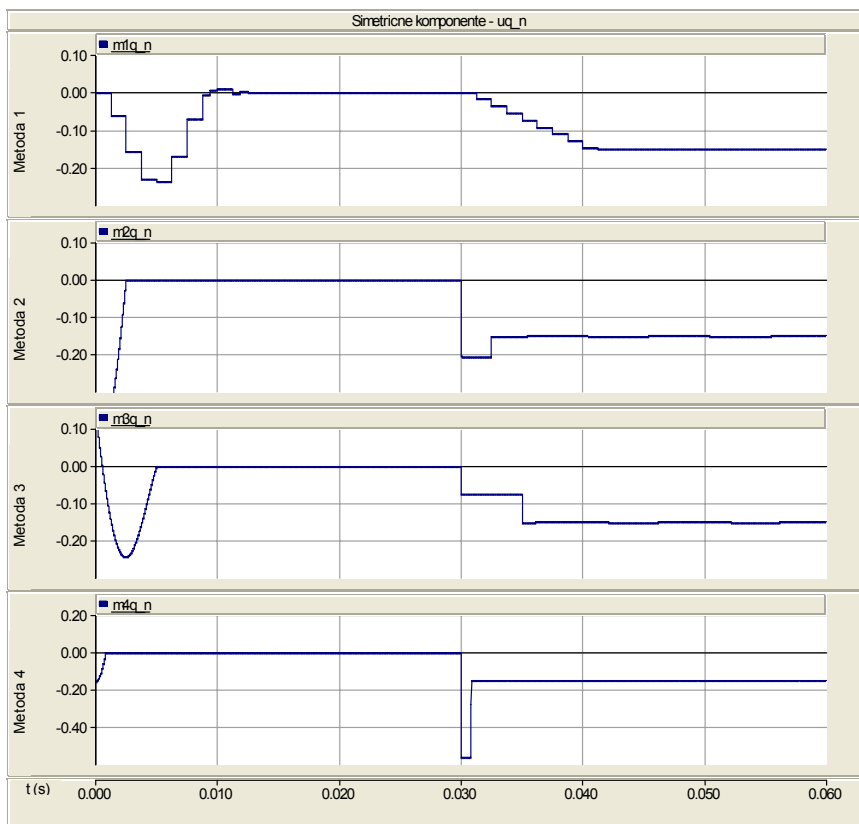
Slika 4.10: Določanje  $d$  komponente pozitivnega sistema.



Slika 4.11: Določanje  $q$  komponente pozitivnega sistema.



Slika 4.12: Določanje  $d$  komponente negativnega sistema.



Slika 4.13: Določanje  $q$  komponente negativnega sistema.

### 4.3.3.2 Nesimetričen sistem s harmoniki

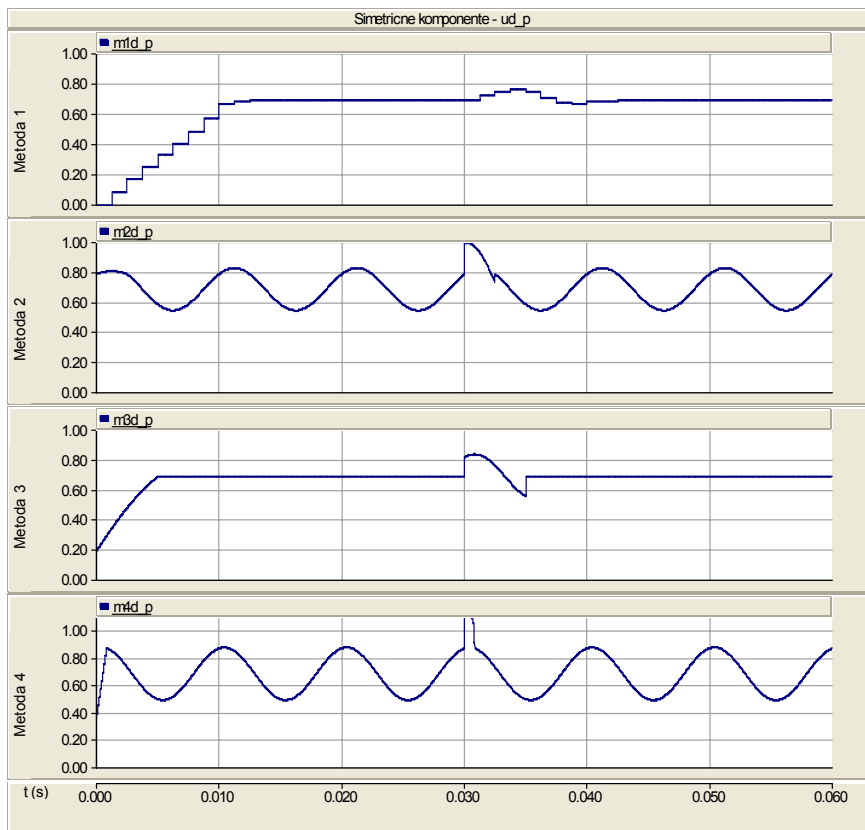
Sinusnemu in nesimetričnemu signalu iz prejšnjega zglada dodamo še harmonsko komponento  $n$ -tega reda. Signal podaja izraz (4.55). Potek simulacije je enak kot v prejšnjem zgladu: na začetku signal tvori le pozitivni sistem, v času  $t=0,03$  s pa mu prištejemo še negativni sistem. Harmonik je prisoten od začetka simulacije.

$$\begin{bmatrix} u_{L1}(t) \\ u_{L2}(t) \\ u_{L3}(t) \end{bmatrix} = 0,8 \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \pi/6) \\ \cos(\omega t + \pi/6 - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \pi/6 + 2\pi/3) \end{bmatrix} + 0,3 \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \pi/6) \\ \cos(\omega t - \pi/6 + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - \pi/6 - 2\pi/3) \end{bmatrix} + 0,1 \begin{bmatrix} \cos(n\omega t) \\ \cos(n\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(n\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

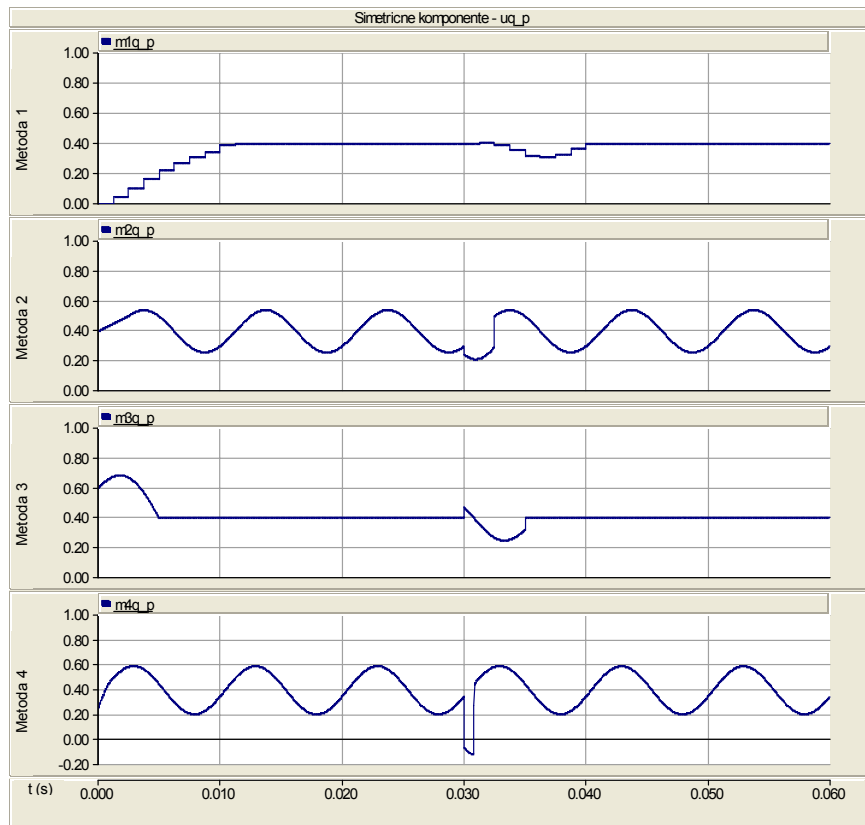
Rezultati simulacij so prikazani na slikah od 4.14 do 4.15. Sliki 4.14 in 4.15 prikazujeta določanje  $d$  in  $q$  komponente pozitivnega sistema za  $n=3$ , sliki 4.16 in 4.17 pa določanje  $d$  in  $q$  komponente pozitivnega sistema za  $n=5$ . Rezultati transformacij za negativni sistem so izpuščeni, saj je ob znanem pozitivnem sistemu določen tudi negativni sistem.

Rezultati kažejo, da so vse metode, razen metode 1, že v stacionarnih razmerah občutljive na harmonike v izvornem signalu. Posledica harmonsko popačenega signala je harmonsko popačena transformirana komponenta pozitivnega oz. negativnega sistema. Amplituda harmonika v transformiranem signalu je odvisna od reda harmonika  $n$ . Pri  $n=3$  je pri metodi 3 amplituda harmonika enaka nič, medtem ko je pri metodi 2 amplituda enaka  $\sqrt{2}U_h$  ( $U_h$  je amplituda harmonika v izvornem signalu). Pri  $n=5$  je tako pri metodi 2 kot metodi 3 amplituda harmonika enaka  $U_h$ . Pri metodi 4 je amplituda harmonika v obeh primerih večja od  $U_h$ .

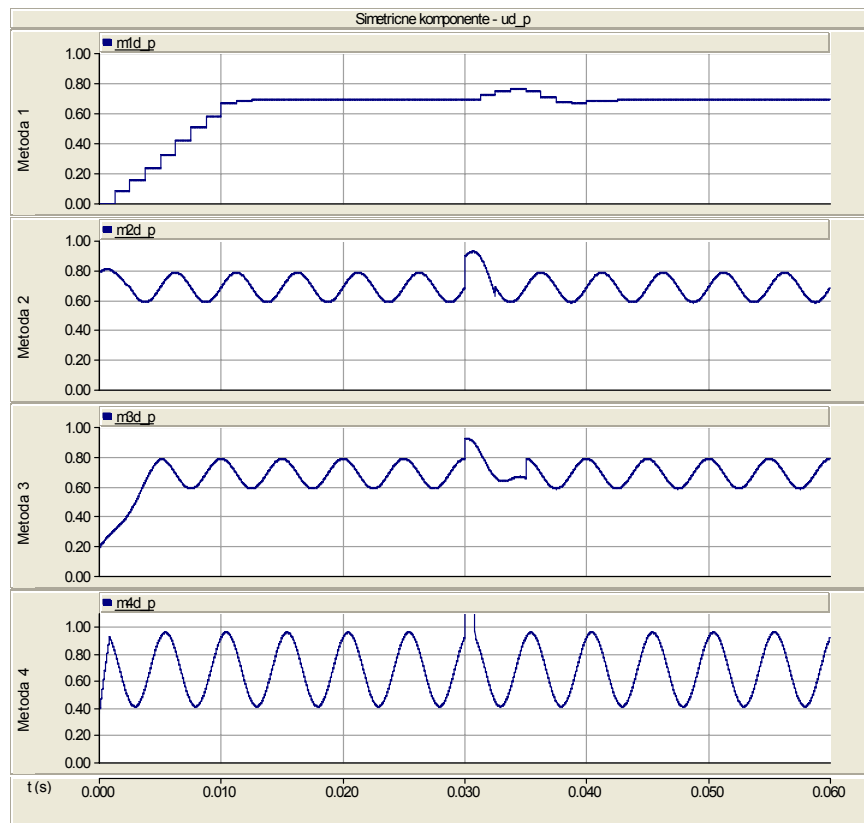
Na osnovi analitičnih izpeljav in rezultatov numeričnih izračunov lahko zaključimo, da je za določanje simetričnih komponent signala najprimernejša metoda 1. Metoda 1 temelji na transformaciji trifaznega signala v  $d$ - $q$  koordinatni sistem in filtriranju druge harmonske komponente, ki se pojavi kot posledica nesimetričnega signala. Metoda sicer doprinese 10 ms zakasnitev v nestacionarnih razmerah, a ob tem daje korekten in harmonsko nepopačen rezultat tudi kadar so v izvornem signalu prisotni harmoniki tretjega reda ali višji. Je tudi edina izmed obravnavanih metod, pri kateri je odvod rezultata v nestacionarnih razmerah zvezen. Na drugi strani ostale obravnavane metode izkazujejo precej manjšo časovno zakasnitev v nestacionarnih razmerah, a so vse občutljive na harmonike, prisotne v izvornem signalu. Ker so v realnih omrežjih vedno prisotni harmoniki (tako v statičnih kot tudi nestacionarnih razmerah), menimo, da je metoda 1 edina, ki lahko zagotovi stabilnost in robustnost regulacijskemu algoritmu naprave.



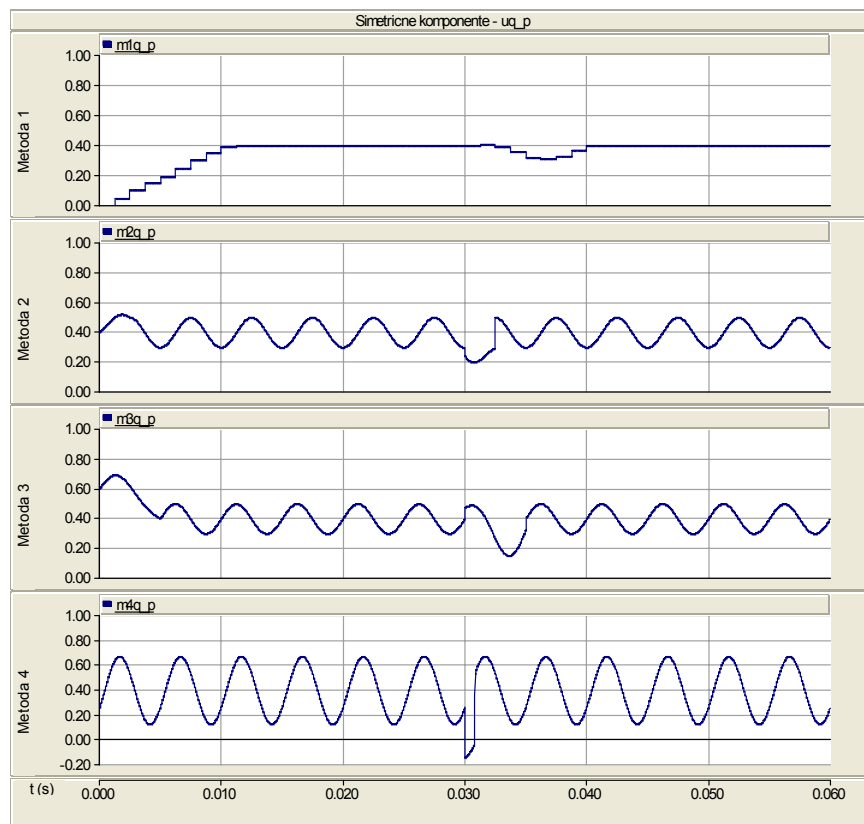
Slika 4.14: Določanje  $d$  komponente pozitivnega sistema,  $n=3$ .



Slika 4.15: Določanje  $q$  komponente pozitivnega sistema,  $n=3$ .



Slika 4.16: Določanje  $d$  komponente pozitivnega sistema,  $n=5$ .



Slika 4.17: Določanje  $d$  komponente pozitivnega sistema,  $n=5$ .





## 5. REGULACIJSKI ALGORITEM

Matematični model statičnega kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu, ki je bil predstavljen v poglavju 4, predstavlja osnovo za razvoj regulacijskega algoritma ([14], [37], [38], [44], [45]). Zapis v d-q koordinatnem sistemu je uporaben zlasti zato, ker 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. Poleg tega zapis z d in q koordinato prinese uporabno razdelitev veličin: d komponenta pozitivnega sistema toka je proporcionalna delovni moči, q komponenta pozitivnega sistema pa jalovi moči. Matematični model statičnega kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu opisuje le sinhronske veličine. S tega stališča prestavlja slabši približek dejanskega sistema kot model v trifaznih koordinatah, ker ne zajema harmonskega popačenja. Ta lastnost pravzaprav pri izpeljavi regulacijskega algoritma 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 modelov v d-q koordinatnem sistemu bosta v nadaljevanju predstavljena regulacijski algoritem za obratovanje statičnega kompenzatorja s konstantno enosmerno napetostjo, in sicer za simetrične in za nesimetrične obratovalne razmere. V obeh primerih bo šlo za izpeljavo osnovnega regulacijskega algoritma, ki napravi omogoča sledenje referenčnim vrednostim. Same referenčne vrednosti pa so lahko določene z nadrejenim regulacijskim sistemom, ki je odvisen od funkcije, ki jo naprava opravlja v omrežju.

Najprej bo izpeljan osnovni regulacijski algoritem, ki omogoča obratovanje naprave v simetričnih razmerah. Ta algoritem temelji na matematičnem modelu naprave, ki opisuje njeno delovanje v simetričnih razmerah in je bil zapisan z enačbo (4.6). Pri izpeljavi bodo izpostavljene temeljne lastnosti algoritma:

- Prva je razklopitev tokov v d in q osi, ki doprinese neodvisno regulacijo d in q tokovne komponente.
- Naslednja lastnost je dober dinamičen odziv na spremembo napetosti, ki je dosežena z ustreznim določanjem stikalne funkcije.
- Kot tretje pa lahko omenimo predlog rešitve problematike zakasnitve merjenih veličin zaradi filtriranja, ki bo temeljil na uporabi internega matematičnega modela naprave.

V nadaljevanju poglavja bo izpeljan še regulacijski algoritem za obratovanje statičnega kompenzatorja pri tokovni in napetostni nesimetriji v omrežju. Algoritem bo temeljil na modelu naprave, ki opisuje

njeno delovaje v nesimetričnih razmerah in je zapisan z enačbo (4.22). Ta enačba zajema opis pozitivnega in negativnega sistema osnovne frekvence statičnega kompenzatorja. Algoritem bo ohranil vse glavne značilnosti, ki so bile poudarjene pri algoritmu za simetrične razmere. Poleg tega mora izpolnjevati tudi zahteve, ki smo si jih zadali kot cilj že na samem začetku in so specifične za obratovanje naprave v nesimetričnih razmerah:

- Algoritem mora omogočati neodvisno regulacijo pozitivnega in negativnega sistema tokov ter razklopitev tokov v d in q osi tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema toka.
- Zasnovan mora biti tako, da bo možna uporaba relativno majhnega kondenzatorja na enosmerni strani pretvornika brez generiranja harmonikov nizke frekvence na izmenični strani. Tak regulacijski algoritem bi ob nastopu nesimetričnega napetostnega upada v omrežju omogočil delovanje statičnega kompenzatorja brez prevelikega porasta toka (negativni sistem tokov je reguliran na nič) in brez generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov na izmenični strani kompenzatorja. Omogočati mora tudi generiranje negativnega sistema tokov, zopet brez generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov.
- Regulacijski algoritem bo moral biti primeren za vodenje naprav tako v prenosnem omrežju (naprave večjih moči) kot tudi v distribucijskem omrežju.

Ponovno bo obravnavana problematika zakasnitve merjenih veličin (tokov, napetosti) zaradi filtriranja v merilni progi, kar znatno vpliva na dinamiko samega regulatorja. Uporabljena bo že omenjena rešitev, to je uporaba internega matematičnega modela, kar poveča dinamiko in stabilnost regulacijskega algoritma.

Na koncu poglavja bomo v PSCAD-u simulirali delovanje regulacijskega algoritma. Statični kompenzator bomo modelirali s trifaznim matematičnim modelom. Preizkušeno bo delovanje opisanih regulatorjev v simetričnih in nesimetričnih razmerah.

## 5.1. Regulacijski algoritem za simetrične razmere

Regulacijski algoritem, izpeljan v tem razdelku, omogoča delovanje naprave v simetričnih razmerah. Temelji na matematičnem modelu naprave v simetričnih razmerah, ki ga podaja izraz (4.6). Že na osnovi matematičnega modela lahko sklepamo, da bo mogoče z dvema nastavljivima parametroma (to sta  $S_d$  in  $S_q$ ) neodvisno regulirati dve izmed treh izhodnih spremenljivk naprave ( $i_{pd}'$ ,  $i_{pq}'$  in  $u_{dc}'$ ). Ena izmed izhodnih spremenljivk bo torej odvisna od drugih dveh.

Enačbo (4.6), ki predstavlja matematični model naprave, preuredimo tako, da iz enačbe izločimo vse člene, ki vsebujejo nastavljive parametre ( $S_d$  oz.  $S_q$ ), in člena  $\omega$  ter  $-\omega$ , ki povezujeta tok d in q osi. Iz matrike izločene člene zajamemo v na novo uvedeni spremenljivkah  $v_{pd}'$ ,  $v_{pq}'$  in  $v_{dc}'$ .

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{pd}' \\ i_{pq}' \\ u_{dc}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_p' \omega_B}{L_p} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_p' \omega_B}{L_p} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-C' \omega_B}{R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pd}' \\ i_{pq}' \\ u_{dc}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{pd}' \\ v_{pq}' \\ v_{dc}' \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Preurejena enačba (5.1) še vedno predstavlja matematični model naprave, zapisan z (4.6). Na novo uvedene spremenljivke  $v_{pd}'$ ,  $v_{pq}'$  in  $v_{dc}'$  določa naslednja enačba:

$$\begin{bmatrix} v_{pd}' \\ v_{pq}' \\ v_{dc}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & \frac{-k_p \omega_B}{L_p} S_d \\ -\omega & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p} S_q \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_d & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pd}' \\ i_{pq}' \\ u_{dc}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L_p} u_{id}' \\ \frac{\omega_B}{L_p} u_{iq}' \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Če enačbo (5.2) vstavimo v (5.1), dobimo enačbo enako izrazu (4.6). Iz enačbe (5.2) razberemo, da predstavljata spremenljivki  $v_{pd}'$  in  $v_{pq}'$  padec napetosti na sklopni impedanci v d in q osi koordinatnega sistema, spremenljivka  $v_{dc}'$  pa predstavlja enosmerni tok v enosmernem vezju pretvornika. Glede na (5.1) vidimo, da se z vpeljavo novih spremenljivk nadomestna shema statičnega kompenzatorja poenostavi na tri člene prvega reda, ki so medsebojno razklopljeni. 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, kar močno izboljša karakteristiko delovanja regulatorjev. V nadaljevanju bosta opisana struktura in delovanje regulacijskega algoritma.

Vhod v regulacijski algoritem za simetrične razmere predstavljajo želene vrednosti tokov v d in q osi ( $i_{pd}'^*$ ,  $i_{pq}'^*$ ) ter želena vrednost enosmerne komponente napetosti ( $u_{dc}'^*$ ). Želene vrednosti primerjamo z dejanskimi vrednostmi tokov ( $i_{pd}'$ ,  $i_{pq}'$ ) in vrednostjo enosmerne komponente napetosti ( $u_{dc}'$ ). Razlike tvorijo vhod splošnih PI regulatorjev. Izhod iz regulatorjev pa bodo vrednosti spremenljivk  $v_{pd}'$ ,  $v_{pq}'$  in  $v_{dc}'$ , ki, kot že rečeno, podajajo potreben padec napetosti na sklopni impedanci in potreben enosmerni tok, da bodo izhodne veličine kompenzatorja ustrezale referenčnim vrednostim. Statični kompenzator, zapisan z matematičnim modelom (4.4), ima dva nastavljiva parametra ( $S_d$  in  $S_q$ ) in tri izhodne spremenljivke ( $i_{pd}'$ ,  $i_{pq}'$  in  $u_{dc}'$ ). Z dvema nastavljivima parametroma lahko reguliramo dve izhodni spremenljivki naprave. Neodvisno bomo tako nastavljali jalovo komponento toka  $i_{pq}'$ , z

drugim prostim parametrom pa bomo preko delovne komponente toka  $i_{pd}'$  vzdrževali konstantno enosmerno komponento napetosti ( $u_{dc}'$ ) na kondenzatorju.

Ob znanih vrednostih  $v_{pd}'$  in  $v_{pq}'$  bomo določili komponenti stikalne funkcije ( $S_d$  in  $S_q$ ), ki predstavljata krmilni vhod pretvornika in določata generiranje zelene napetosti na izmenični strani. Z znano vrednostjo  $v_{dc}'$  pa bomo določili referenčno vrednost delovne komponente toka ( $i_{pd}'^*$ ), preko katere bomo regulirali enosmerno komponento napetosti na kondenzatorju.

Za določitev stikalne funkcije sta na voljo dva načina. Prvi je bil predstavljen v [44], kjer so komponente stikalne funkcije določene z rešitvijo sistema enačb (5.2). Za določitev  $S_d$  in  $S_q$  moramo poleg  $v_{pd}'$  in  $v_{pq}'$  poznati še trenutne vrednosti tokov in enosmerne napetosti ter vrednosti omrežne napetosti na mestu priključitve, in sicer v d-q koordinatnem sistemu (torej  $u_{id}'$  in  $u_{iq}$ ). Ko izračunamo  $S_d$  in  $S_q$ , ju pretvorimo v trifazni koordinatni sistem in dobimo komponente stikalne funkcije  $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$  in  $S_{L3}$ , ki tvorijo vhod pretvornika. Kot se je izkazalo že v [44], transformacija omrežne napetosti v d-q koordinatni sistem bistveno poslabša dinamiko regulacijskega sistema ob spremembah omrežne napetosti. Slabosti takega pristopa bodo podrobneje pojasnjene v poglavju 5.2. Drug način določitve stikalne funkcije se nam ponudi, če enačbo (5.2) najprej pretvorimo iz d-q koordinat v trifazni koordinatni sistem. Pred pretvorbo preuredimo enačbo (5.2) tako, da dosežemo razklopitev spremenljivk  $v_{pd}'$  in  $v_{pq}'$ , ki sta med seboj povezani preko kotne hitrosti  $\omega$ :

$$\begin{bmatrix} v_{pd}' \\ v_{pq}' \\ v_{dc}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega \cdot i_{pq}' \\ \omega \cdot i_{pd}' \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p'} S_d \\ 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p'} S_q \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_d & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pd}' \\ i_{pq}' \\ u_{dc}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L_p'} u_{id}' \\ \frac{\omega_B}{L_p'} u_{iq}' \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Razklopljeni spremenljivki označimo z  $v_{pdr}'$  in  $v_{pqr}'$  in zapišimo:

$$\begin{bmatrix} v_{pdr}' \\ v_{pqr}' \\ v_{dc}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p'} S_d \\ 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p'} S_q \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_d & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pd}' \\ i_{pq}' \\ u_{dc}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L_p'} u_{id}' \\ \frac{\omega_B}{L_p'} u_{iq}' \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Enačbo (5.4) pretvorimo v trifazni koordinatni sistem in dobimo:

$$\begin{bmatrix} v_{pL1}' \\ v_{pL2}' \\ v_{pL3}' \\ u_{dc}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p'} S_{L1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p'} S_{L2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p'} S_{L3} \\ k_p \omega_B C' S_{L1} & k_p \omega_B C' S_{L3} & k_p \omega_B C' S_{L3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pL1}' \\ i_{pL2}' \\ i_{pL3}' \\ u_{dc}' \end{bmatrix} + \frac{\omega_B}{L_p'} \begin{bmatrix} u_{iL1}' \\ u_{iL2}' \\ u_{iL3}' \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Iz tako preoblikovane enačbe lahko direktno izračunamo komponente trifazne stikalne funkcije  $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$  in  $S_{L3}$ :

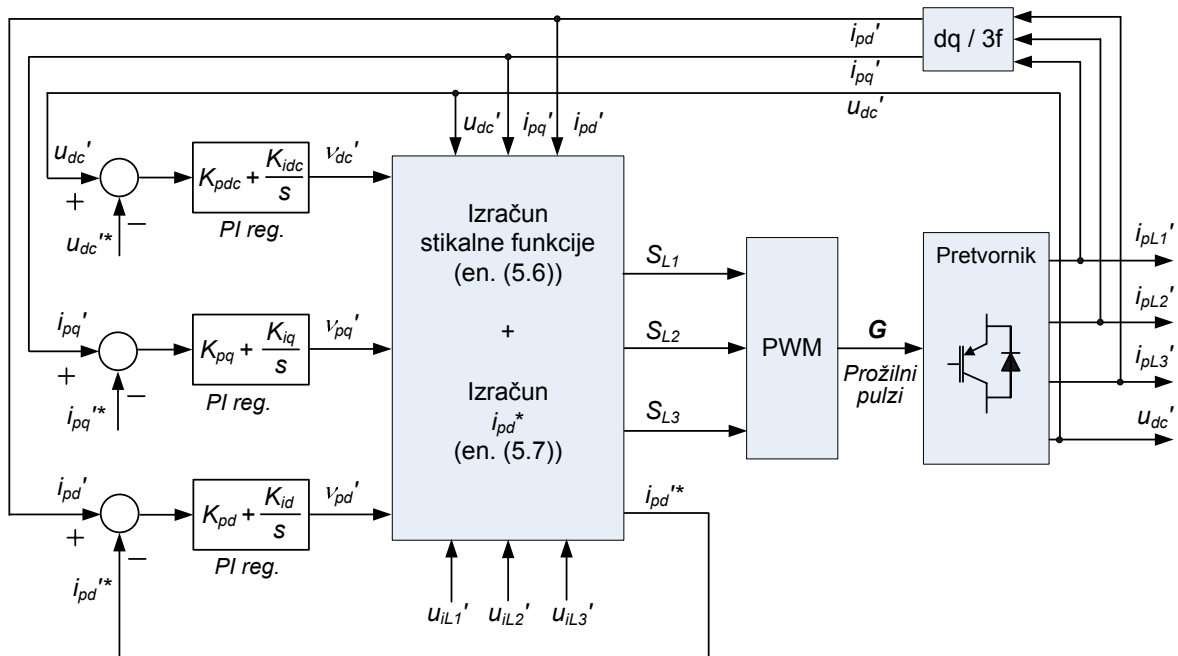
$$\begin{bmatrix} S_{L1} \\ S_{L2} \\ S_{L3} \end{bmatrix} = \frac{1}{u'_{dc}} \cdot \frac{L'_p}{-k_p \omega_B} \left( \begin{bmatrix} v'_{pL1} \\ v'_{pL2} \\ v'_{pL3} \end{bmatrix} - \frac{\omega_B}{L'_p} \begin{bmatrix} u'_{iL1} \\ u'_{iL2} \\ u'_{iL3} \end{bmatrix} \right) \quad (5.6)$$

Pomembna razlika glede na prvi opisani primer je ta, da ni potrebna transformacija omrežne napetosti v d-q koordinatni sistem. Vsaka sprememba omrežne napetosti se takoj odrazi v spremembi stikalne funkcije. Prednosti takega pristopa bodo jasne pri analizi dinamike obratovanja ob nesimetričnih spremembah (upadih) omrežne napetosti.

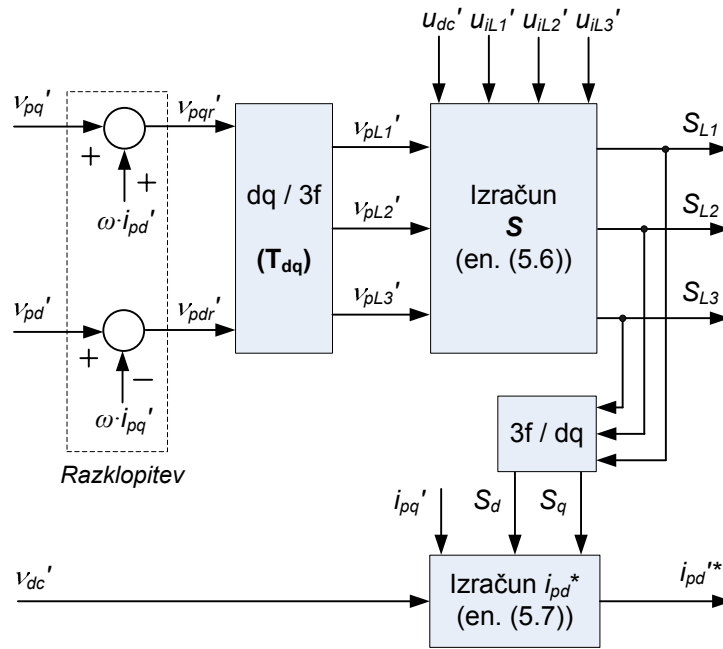
Referenčno vrednost toka v d osi  $i_{pd}^{**}$  bomo ob poznani vrednosti  $v_{dc}'$  določili iz enačbe (5.2). Za izračun moramo poznati še trenutne vrednosti tokov in stikalno funkcijo v d-q koordinatnem sistemu. Izračun v trifaznem koordinatnem sistemu v tem primeru ni možen, saj moramo poznati delovno komponento toka, ki neposredno določa napetost na kondenzatorju. Referenčni tok določimo po naslednji enačbi:

$$i_{pd}^{**} = \frac{1}{S_d} \cdot \frac{2}{3k_p \omega_B C'} v_{dc}' - S_q \cdot i'_{pq} \quad (5.7)$$

Shema opisane regulacije je prikazana na sliki 5.1. Blok za izračun stikalne funkcije in referenčnega toka v d osi pa je podrobneje prikazan na sliki 5.2. Z znanimi komponentami stikalne funkcije  $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$  in  $S_{L3}$  lahko preko pulzno-širinske modulacije določimo prožilne pulze (niz  $G$ ), ki prožijo stikalne elemente napetostnega pretvornika.



Slika 5.1: Regulacijski sistem statičnega kompenzatorja v simetričnih razmerah.



Slika 5.2: Blok za izračun stikalne funkcije in referenčnega toka v d osi.

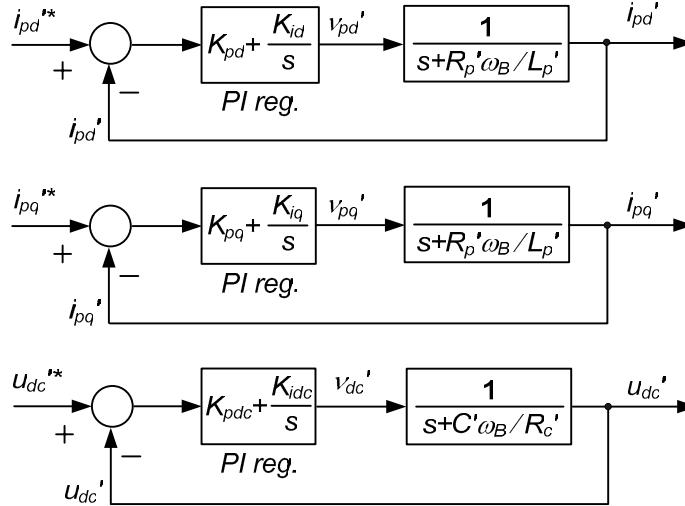
V nadaljevanju bomo opisali določanje konstant PI regulatorjev regulacijskega algoritma. Enačbe (5.8), (5.9) in (5.10) opisujejo spremenljivke  $v_{pd}'$ ,  $v_{pq}'$  in  $v_{dc}'$ , ki tvorijo izhod iz PI regulatorjev, v Laplacevem prostoru. Spremenljivke  $i_{pd}'^*$ ,  $i_{pq}'^*$  in  $u_{dc}'^*$  so želene vrednosti tokov v d in q osi ter enosmerne napetosti.  $K_{px}$  in  $K_{ix}$  pa sta ojačanje proporcionalnega in integralnega dela posameznih regulatorjev. Regulacijske zanke so zaključene z izhodnimi spremenljivkami naprave  $i_{pd}'$ ,  $i_{pq}'$  in  $u_{dc}'$ , pri čemer ni upoštevana zakasnitev veličin v merilni progi.

$$v_d' = \left( K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) (i_{pd}'^* - i_{pd}') \quad (5.8)$$

$$v_q' = \left( K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) (i_{pq}'^* - i_{pq}') \quad (5.9)$$

$$v_{dc}' = \left( K_{pdc} + \frac{K_{idc}}{s} \right) (u_{dc}'^* - u_{dc}') \quad (5.10)$$

Celoten regulacijski krog statičnega kompenzatorja dobimo s transformacijo enačbe (5.1) v Laplacev prostor in upoštevanjem enačb (5.8)-(5.10). V enačbi (5.1) je statični kompenzator opisan s tremi členi prvega reda. Regulacijski krogi so shematsko prikazani na sliki 5.3.



Slika 5.3: Tokovni in napetostni regulacijski krogi.

Glede na sliko 5.3 lahko zapišemo prenosno funkcijo za sklenjene regulacijske kroge:

$$F_d(s) = \frac{K_{id} + sK_{pd}}{K_{id} + s(R'_p \omega_B / L'_p + K_{pd}) + s^2} \quad (5.11)$$

$$F_q(s) = \frac{K_{iq} + sK_{pq}}{K_{iq} + s(R'_p \omega_B / L'_p + K_{pq}) + s^2} \quad (5.12)$$

$$F_{udc}(s) = \frac{K_{idc} + sK_{pdc}}{K_{idc} + s(C' \omega_B / R'_c + K_{pdc}) + s^2} \quad (5.13)$$

Z uporabo preproste relacije med proporcionalnimi in integralnimi konstantami PI regulatorjev dosežemo, da se prenosne funkcije, zapisane z enačbami (5.11)-(5.13), reducirajo na člene prvega reda [14]:

$$K_{id} = \frac{R'_p \omega_B}{L'_p} K_{pd} \Rightarrow F_d(s) = \frac{K_{pd}}{K_{pd} + s} \quad (5.14)$$

$$K_{iq} = \frac{R'_p \omega_B}{L'_p} K_{pq} \Rightarrow F_q(s) = \frac{K_{pq}}{K_{pq} + s} \quad (5.15)$$

$$K_{idc} = \frac{C' \omega_B}{R'_c} K_{pdc} \Rightarrow F_{dc}(s) = \frac{K_{pdc}}{K_{pdc} + s} \quad (5.16)$$

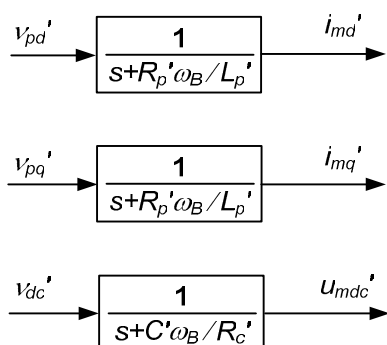
Zgornje enačbe opisujejo regulacijske kroge statične kompenzatorja kot člene prvega reda s časovno konstanto  $V = \frac{1}{K_{px}}$ , ki je obratno sorazmerna proporcionalni konstanti posameznih regulatorjev. Z izbiro proporcionalne konstante bomo določili hitrost odziva posameznih regulatorjev. Naj še enkrat

poudarimo, da v prenosnih funkcijah regulacijskih krogov ni zajeta zakasnitev zaradi merjenja in filtriranja tokov in napetosti, zaradi česar tudi odziv kompenzatorja ne bo idealni člen prvega reda, kot ga opisujejo enačbe.

### 5.1.1. Regulacijski sistem z upoštevanjem merilne proge

Kot je razvidno iz izpeljave regulacijskega algoritma, moramo za rešitev enačb (5.6) in (5.7) ter za razklopitev posameznih izhodnih veličin (leva stran enačbe (5.3)) poznati tudi trenutne vrednosti tokov in enosmerne 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 in slabšo dinamiko regulacijskega sistema.

Problem zakasnitev v merilni progi lahko rešimo tako, da regulacijskemu sistemu dodamo interni matematični model napetostnega pretvornika, ki predstavlja aproksimacijo dejanskega sistema [14]. Matematični model je osnovan na enačbi (5.1) in je shematsko prikazan na sliki 5.4. Interni 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 razklopitev tokov v d in q osi ter na mestih v regulatorju, kjer je dinamika odločilnega pomena.



Slika 5.4: Interni matematični model pretvornika.

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 konec še enkrat povzemimo delovanje celotnega regulacijskega algoritma z upoštevanjem zakasnitve v merilni progi. Shematski prikaz predlagane rešitve je prikazan na sliki 5.5, blok za izračun stikalne funkcije in referenčnega toka v d osi pa je podrobneje prikazan na sliki 5.6. Algoritem sestavljajo trije regulatorji, in sicer regulator toka kompenzatorja v d osi, regulator toka v q osi in regulator enosmerne napetosti. Vhod v PI regulatorje tvorijo razlike med dejansko in želeno vrednostjo, izhode pa smo označili z  $v_{pd}'$ ,  $v_{pq}'$  in  $v_{dc}'$ . Spremenljivki  $v_{pd}'$  in  $v_{pq}'$  sta proporcionalni padcu napetosti na sklopni impedanci, ki je potrebna za pretok želenega toka. Spremenljivki sta med sabo sklopljeni preko faktorja  $\omega$ , zato v naslednjem koraku izvedemo razklopitev, pri čemer uporabimo vrednosti tokov iz matematičnega modela. Razklopitev opisuje enačba (5.17), ki izhaja iz enačbe (5.3).



Vrednosti modela se sicer nekoliko razlikujejo od dejanskih vrednosti, dosežemo pa boljšo razklopitev v dinamičnih razmerah, kar izboljša dinamiko delovanja celotne regulacije.

$$\begin{bmatrix} v'_{pd} \\ v'_{pq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega \cdot i'_{mq} \\ \omega \cdot i'_{md} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v'_{pdr} \\ v'_{pqr} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Izračunani spremenljivki  $v'_{pdr}$  in  $v'_{pqr}$  pretvorimo v trifazni koordinatni sistem in dobimo  $v'_{pL1}$ ,  $v'_{pL2}$  in  $v'_{pL3}$ . Iz pretvorjenih spremenljivk izračunamo komponente stikalne funkcije po naslednji enačbi, ki je osnovana na (5.6):

$$\begin{bmatrix} S_{L1} \\ S_{L2} \\ S_{L3} \end{bmatrix} = \frac{1}{u'_{mdc}} \cdot \frac{L'_p}{-k_p \omega_B} \left( \begin{bmatrix} v'_{pL1} \\ v'_{pL2} \\ v'_{pL3} \end{bmatrix} - \frac{\omega_B}{L'_p} \begin{bmatrix} u'_{iL1} \\ u'_{iL2} \\ u'_{iL3} \end{bmatrix} \right) \quad (5.18)$$

Za izračun je uporabljena enosmerna napetost iz matematičnega modela, kar zagotovi večjo stabilnost obratovanja. S pomočjo pulzno-širinske modulacije (PWM) določimo iz stikalne funkcije prožilne pulze ( $\mathbf{G}$ ), ki krmilijo polprevodniška stikala pretvornika.

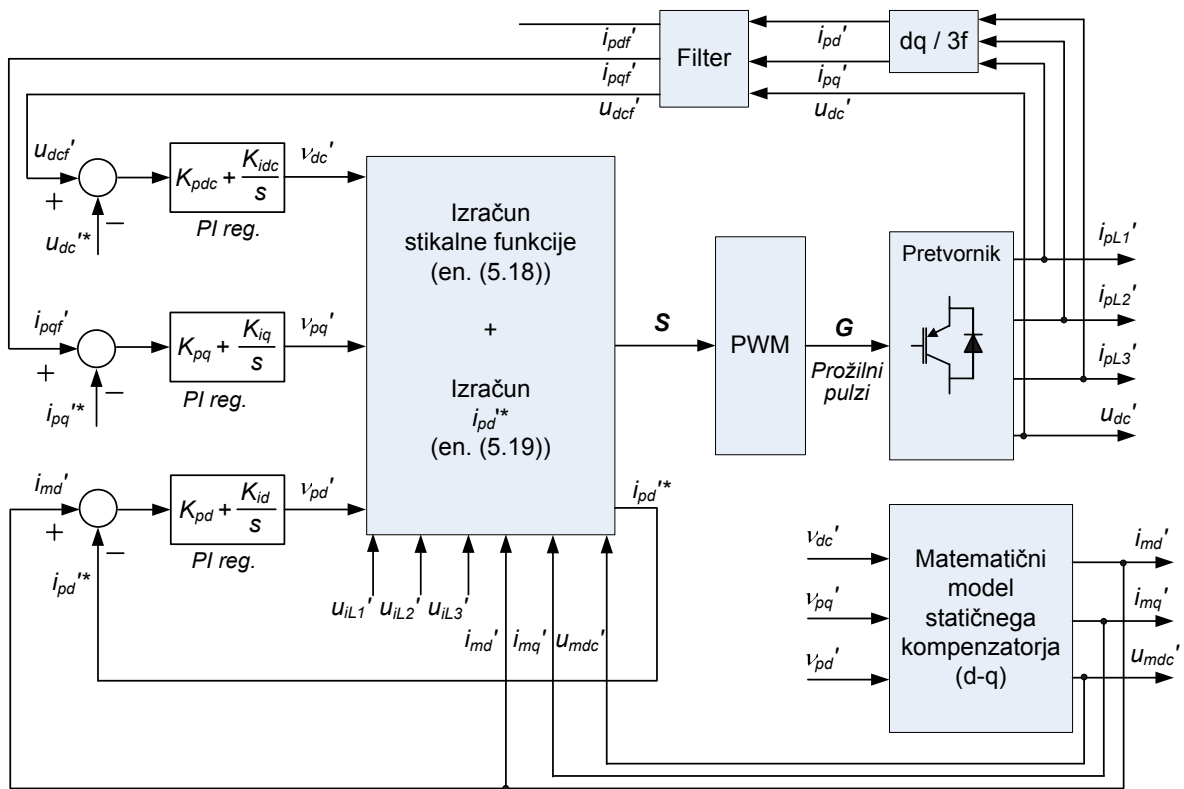
Iz spremenljivke  $v'_{dc}$  pa z naslednjo enačbo (osnovana na (5.7)) izračunamo želeno vrednost toka v d osi, t.j.  $i_{pd}^{*}$ :

$$i_{pd}^{*} = \frac{1}{S_d} \cdot \frac{2}{3k_p \omega_B C'} v'_{dc} - S_q \cdot i'_{mq} \quad (5.19)$$

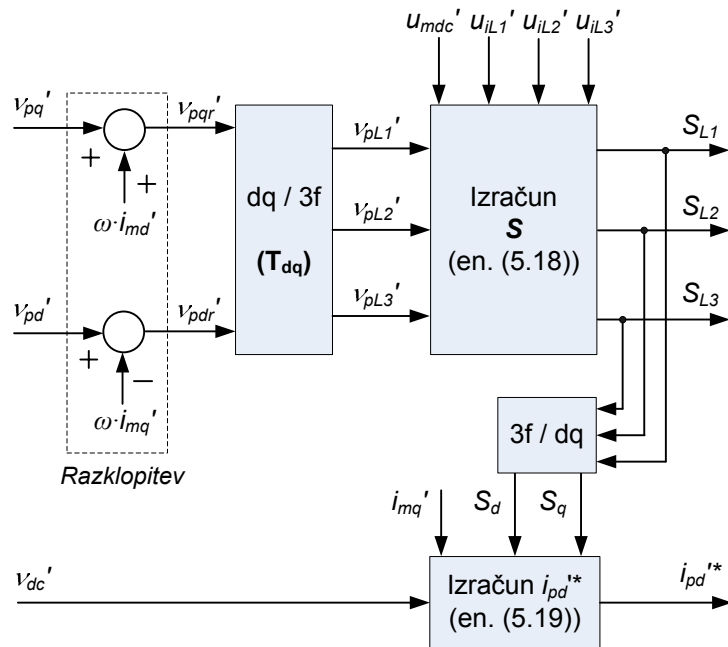
Komponenti stikalne funkcije  $S_d$  in  $S_q$  sta določeni iz trifazne stikalne funkcije ( $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$  in  $S_{L3}$ ) z d-q transformacijo.

Regulacijski zanki za tok v q osi in za enosmerno napetost sta zaključeni z izmerjeno in filtrirano vrednostjo iz dejanskega sistema ( $i_{pqf}$  in  $u_{dcf}$ ), regulacijska zanka za tok v d osi pa je zaključena z vrednostjo iz matematičnega modela ( $i_{md}$ ). S tem, ko uporabimo d komponento toka matematičnega modela za sklenitev regulacijske zanke, dosežemo večjo stabilnost delovanja.

V naslednjem poglavju bo izpeljan regulacijski algoritem za obratovanje statičnega kompenzatorja ob napetostni in tokovni nesimetriji. Nov algoritem predstavlja razširitev algoritma, ki je bil predstavljen v tem poglavju.



Slika 5.5: Regulacijski sistem statičnega kompenzatorja v simetričnih razmerah z upoštevanjem merilne proge.



Slika 5.6: Blok za izračun stikalne funkcije in referenčnega toka v d osi z upoštevanjem merilne proge.

## 5.2. Regulacijski algoritem pri napetostni in tokovni nesimetriji

V tem poglavju bo izpeljan regulacijski algoritem statičnega kompenzatorja za obratovanje naprave ob napetostni in tokovni nesimetriji. Algoritem bo temeljil na matematičnem modelu naprave za obratovanje pri napetostni in tokovni simetriji, ki je bil izpeljan v poglavju 4.2 in ga podaja enačba (4.22). Sama izpeljava bo potekala podobno kot v primeru algoritma za obratovanje v simetričnih razmerah.

Tako kot matematični model bodo tudi regulacijski algoritem sestavljali trije deli:

- regulator veličin pozitivnega sistema,
- regulator veličin negativnega sistema,
- regulator enosmerne napetosti na kondenzatorju.

Regulacijski algoritem bo omogočal ločeno regulacijo veličin pozitivnega in negativnega sistema. Izvedena bo tudi razklopitev tokov v d in q osi pozitivnega in tudi negativnega sistema. Vse tokovne komponente bodo seveda odvisne od enosmerne napetosti na kondenzatorju, kar zahteva posebno pozornost pri načrtovanju hitrega in učinkovitega regulatorja enosmerne napetosti. Pri izračunu stikalne funkcije bo uporabljena modulacija stikalne funkcije, kar bo omogočalo, da bo kompenzator obratoval z relativno majhnim kondenzatorjem. Z uporabo modulacije bo kompenzator na izmenični strani generiral samo komponente osnovne frekvence (pozitivnega in negativnega sistema), brez dodatnih nižjeharmonskih komponent. Zaradi tega v regulacijskem algoritmu tudi ne bo zajeta druga harmonska komponenta na kondenzatorju, saj je z modulacijo stikalne funkcije preprečen njen vpliv na generirane izmenične veličine.

Matematični model (4.22) ima štiri nastavljive parametre ( $S_{d_p}$ ,  $S_{q_p}$ ,  $S_{d_n}$ ,  $S_{q_n}$ ) in pet izhodnih spremenljivk ( $i'_{pd_p}$ ,  $i'_{pq_p}$ ,  $i'_{pd_n}$ ,  $i'_{pq_n}$  in  $u'_{dc}$ ). Z nastavljivimi parametri bo možno regulirati štiri izhodne spremenljivke naprave; peta spremenljivka bo odvisna spremenljivka.

Enačbo (4.22), ki predstavlja matematični model naprave, preuredimo tako, da iz enačbe izločimo vse člene, ki vsebujejo nastavljive parametre ( $S_{d_p}$ ,  $S_{q_p}$ ,  $S_{d_n}$ ,  $S_{q_n}$ ) in člene z  $\omega$  ter  $-\omega$ , ki povezujeta tok d in q osi (tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema). Iz matrike izločene člene zajamemo v na novo uvedeni spremenljivkah  $v'_{pd_p}$ ,  $v'_{pq_p}$ ,  $v'_{pd_n}$ ,  $v'_{pq_n}$  in  $v'_{dc}$ .

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{pd_p} \\ i'_{pq_p} \\ i'_{pd_n} \\ i'_{pq_n} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R'_p \omega_B}{L'_p} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-C' \omega_B}{R'_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd_p} \\ i'_{pq_p} \\ i'_{pd_n} \\ i'_{pq_n} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v'_{pd_p} \\ v'_{pq_p} \\ v'_{pd_n} \\ v'_{pq_n} \\ v'_{dc} \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Preurejena enačba (5.20) še vedno predstavlja matematični model naprave, zapisan z (4.22). Na novo uvedene spremenljivke  $v'_{pd_p}$ ,  $v'_{pq_p}$ ,  $v'_{pd_n}$ ,  $v'_{pq_n}$  in  $v'_{dc}$  določa naslednja enačba:

$$\begin{bmatrix} v'_{pd\_p} \\ v'_{pq\_p} \\ v'_{pd\_n} \\ v'_{pq\_n} \\ v'_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p} S_{d\_p} \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p} S_{q\_p} \\ 0 & 0 & 0 & \omega & \frac{-k_p \omega_B}{L_p} S_{d\_n} \\ 0 & 0 & -\omega & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L_p} S_{q\_n} \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{d\_p} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{q\_p} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{d\_n} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{q\_n} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd\_p} \\ i'_{pq\_p} \\ i'_{pd\_n} \\ i'_{pq\_n} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L_p} u'_{id\_p} \\ \frac{\omega_B}{L_p} u'_{iq\_p} \\ \frac{\omega_B}{L_p} u'_{id\_n} \\ \frac{\omega_B}{L_p} u'_{iq\_n} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Če enačbo (5.21) vstavimo v (5.20), dobimo enačbo enako izrazu (4.22). Podobno kot v prejšnjem poglavju lahko sklepamo, da predstavljata spremenljivki  $v_{pd\_p}'$  in  $v_{pq\_p}'$  padec napetosti na sklopni impedanci v d in q osi pozitivnega sistema, spremenljivki  $v_{pd\_n}'$  in  $v_{pq\_n}'$  padec napetosti na sklopni impedanci v d in q osi negativnega sistema, spremenljivka  $v_{dc}'$  pa predstavlja enosmerni tok v enosmernem vezju pretvornika. Z vpeljavo novih spremenljivk se enačba statičnega kompenzatorja poenostavi na pet členov prvega reda, ki so medsebojno razklopljeni. 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, kar močno izboljša karakteristiko delovanja regulatorjev. V nadaljevanju bosta opisana struktura in delovanje regulacijskega algoritma.

Vhod v regulacijski algoritem predstavljajo zelene vrednosti tokov v d in q osi pozitivnega sistema ( $i_{pd\_p}'^*$ ,  $i_{pq\_p}'^*$ ), zelene vrednosti tokov v d in q osi negativnega sistema ( $i_{pd\_n}'^*$ ,  $i_{pq\_n}'^*$ ) ter zelena vrednost enosmerne komponente napetosti ( $u_{dc}'^*$ ). Zelene vrednosti primerjamo z dejanskimi vrednostmi tokov ( $i_{pd\_p}'$ ,  $i_{pq\_p}'$ ,  $i_{pd\_n}'$ ,  $i_{pq\_n}'$ ) in z vrednostjo enosmerne komponente napetosti ( $u_{dc}'$ ). Razlike tvorijo vhod splošnih PI regulatorjev, izhod iz regulatorjev pa bodo vrednosti spremenljivk  $v_{pd\_p}'$ ,  $v_{pq\_p}'$ ,  $v_{pd\_n}'$ ,  $v_{pq\_n}'$  in  $v_{dc}'$ , ki, kot že rečeno, podajajo potreben padec napetosti na sklopni impedanci in potreben enosmerni tok, da bodo izhodne veličine kompenzatorja ustrezale referenčnim vrednostim. S štirimi nastavljivimi parametri lahko reguliramo štiri izhodne spremenljivke naprave. Neodvisno bomo tako nastavljali d in q komponento toka negativnega sistema ( $i_{pd\_n}'$ ,  $i_{pq\_n}'$ ), jalovo komponento toka pozitivnega sistema ( $i_{pq\_p}'$ ), z zadnjim prostim parametrom pa bomo preko delovne komponente toka  $i_{pd\_p}'$  vzdrževali konstantno enosmerno komponento napetosti ( $u_{dc}'$ ) na kondenzatorju.

Ob znanih vrednostih  $v_{pd\_p}'$ ,  $v_{pq\_p}'$ ,  $v_{pd\_n}'$  in  $v_{pq\_n}'$  bomo določili komponente stikalne funkcije ( $S_{d\_p}$ ,  $S_{q\_p}$ ,  $S_{d\_n}$  in  $S_{q\_n}$ ), ki predstavljajo krmilni vhod pretvornika in določajo generiranje zelene napetosti na izmenični strani. Z znano vrednostjo  $v_{dc}'$  pa bomo določili referenčno vrednost delovne komponente toka ( $i_{pd\_p}'^*$ ), preko katere bomo regulirali enosmerno komponento napetosti na kondenzatorju.

Za izračun stikalne funkcije bomo uporabili pristop, opisan že v poglavju 5.1, in ga ustrezno razširili, da bo zajemal tudi negativni sistem veličin. Enačbo (5.21) preuredimo tako, da dosežemo razklopitev spremenljivk  $v_{pd\_p}'$  in  $v_{pq\_p}'$  ter  $v_{pd\_n}'$  in  $v_{pq\_n}'$ , ki so med seboj povezane preko kotne hitrosti  $\omega$ :

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} v'_{pd\_p} \\ v'_{pq\_p} \\ v'_{pd\_n} \\ v'_{pq\_n} \\ v'_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega \cdot i'_{pq\_p} \\ \omega \cdot i'_{pd\_p} \\ -\omega \cdot i'_{pq\_n} \\ \omega \cdot i'_{pd\_n} \\ 0 \end{bmatrix} = \\
 & = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{d\_p} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{q\_p} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{d\_n} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{q\_n} \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{d\_p} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{q\_p} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{d\_n} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{q\_n} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd\_p} \\ i'_{pq\_p} \\ i'_{pd\_n} \\ i'_{pq\_n} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id\_p} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq\_p} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id\_n} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq\_n} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.22)
 \end{aligned}$$

Razklopljene spremenljivke označimo z  $v'_{pd\_pr}$ ,  $v'_{pq\_pr}$ ,  $v'_{pd\_nr}$  in  $v'_{pq\_nr}$  ter zapišemo:

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} v'_{pd\_pr} \\ v'_{pq\_pr} \\ v'_{pd\_nr} \\ v'_{pq\_nr} \\ v'_{dcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{d\_p} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{q\_p} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{d\_n} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{q\_n} \\ \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{d\_p} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{q\_p} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{d\_n} & \frac{3k_p \omega_B C'}{2} S_{q\_n} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pd\_p} \\ i'_{pq\_p} \\ i'_{pd\_n} \\ i'_{pq\_n} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id\_p} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq\_p} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{id\_n} \\ \frac{\omega_B}{L'_p} u'_{iq\_n} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.23)
 \end{aligned}$$

Enačbo (5.23) pretvorimo v trifazni koordinatni sistem in dobimo:

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} v'_{pL1} \\ v'_{pL2} \\ v'_{pL3} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{L1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{L2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-k_p \omega_B}{L'_p} S_{L3} \\ k_p \omega_B C' S_{L1} & k_p \omega_B C' S_{L3} & k_p \omega_B C' S_{L3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{pL1} \\ i'_{pL2} \\ i'_{pL3} \\ u'_{dc} \end{bmatrix} + \frac{\omega_B}{L'_p} \begin{bmatrix} u'_{iL1} \\ u'_{iL2} \\ u'_{iL3} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.24)
 \end{aligned}$$

Enačba (5.24) je enaka enačbi (5.5). Razlika je edino v tem, da smo v poglavju 5.1 obravnavali obratovanje kompenzatorja v simetričnih razmerah in da so bile zaradi tega trifazne veličine tudi simetrične. Trifazne veličine v izrazu (5.24) so v splošnem nesimetrične. Iz tako preoblikovane enačbe lahko neposredno izračunamo komponente trifazne stikalne funkcije  $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$  in  $S_{L3}$ .

$$\begin{bmatrix} S_{L1} \\ S_{L2} \\ S_{L3} \end{bmatrix} = \frac{1}{u'_{dc}} \cdot \frac{L'_p}{-k_p \omega_B} \left( \begin{bmatrix} v'_{pL1} \\ v'_{pL2} \\ v'_{pL3} \end{bmatrix} - \frac{\omega_B}{L'_p} \begin{bmatrix} u'_{iL1} \\ u'_{iL2} \\ u'_{iL3} \end{bmatrix} \right) \quad (5.25)$$

Tak pristop k računanju stikalne funkcije omogoča boljši odziv regulacijskega algoritma v primeru nesimetričnih sprememb omrežne napetosti kot algoritem, ki je bil izpeljan v [44]. V [44] so namreč komponente stikalne funkcije izračunane v d-q koordinatnem sistemu (v našem primeru torej iz

enačbe (5.21)). To pomeni, da je za izračun potrebno poznati tudi trenutne vrednosti omrežne napetosti v d-q koordinatah. Kot je bilo razloženo v poglavju 4.2.1, je za določitev simetričnih komponent v d-q koordinatah potrebno filtriranje transformiranih veličin. V primeru spremembe napetosti bo torej odziv regulatorja upočasnjena zaradi filtriranja transformiranih komponent omrežne napetosti. Z novim pristopom, opisanim v tem poglavju, se izračun stikalne funkcije izvede v trifaznem sistemu. Glede na (5.25) se vsaka sprememba omrežne napetosti takoj odrazi v spremembi stikalne funkcije, kar bistveno izboljša dinamiko regulacijskega algoritma ob napetostnih spremembah v omrežju.

Referenčno vrednost toka v d osi pozitivnega sistema  $i_{pd\_p}^{**}$  bomo ob poznani vrednosti  $v_{dc}'$  določili iz enačbe (5.21). Za izračun moramo poznati še trenutne vrednosti tokov pozitivnega in negativnega sistema in stikalno funkcijo v d-q koordinatnem sistemu. Izračun v trifaznem koordinatnem sistemu v tem primeru ni možen, saj moramo poznati delovno komponento toka, ki neposredno določa napetost na kondenzatorju. Referenčni tok določimo po naslednji enačbi:

$$i_{pd\_p}^{**} = \frac{1}{S_{d\_p}} \cdot \frac{2}{3k_p \omega_B C'} v_{dc}' - (S_{q\_p} \cdot i'_{pq\_p} + S_{d\_n} \cdot i'_{pd\_n} + S_{q\_n} \cdot i'_{pq\_n}) \quad (5.26)$$

Kot sledi iz enačbe (5.26), se pri računanju  $i_{pd\_p}^{**}$  upoštevajo vse tokovne komponente, tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema. Lahko bi rekli, da z delovno komponento toka pozitivnega sistema odpravljamo odstopanje napetosti na kondenzatorju, ki je posledica delovanja tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema tokov. To tudi pomeni, da z delovno komponento toka pozitivnega sistema pokrivamo izgube pretvornika in dovajamo potrebno delovno moč negativnega sistema. Tak način delovanja je nekoliko soroden obratovanju univerzalne naprave za spreminjanje pretokov moči (UPFC-ja), kjer paralelna veja naprave dovaja delovno moč za pokrivanje izgub in delovno moč, ki jo serijska veja izmenjuje z omrežjem.

Podobno kot v prejšnjem poglavju moramo tudi pri regulacijskem algoritmu za nesimetrične razmere upoštevati zakasnitev izmerjenih veličin zaradi filtriranja v merilni progi. Filtriranje je potrebno že zaradi samega določanja pozitivne in negativne sekvence izmerjenih signalov, kot je bilo razloženo v poglavju 4.2.1. Kot smo že omenili, časovna zakasnitev filtra v merilni progi doprinese slabšo kompenzacijo sklopljenosti veličin in slabšo dinamiko regulacijskega sistema. Problem zakasnitev v merilni progi rešimo tako kot v prejšnjem poglavju z internim matematičnim modelom napetostnega pretvornika, ki predstavlja aproksimacijo dejanskega sistema [14]. Matematični model je tokrat osnovan na enačbi (5.20) in je shematsko prikazan na sliki 5.7. 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 razklopitev tokov v d in q osi ter na mestih v regulatorju, kjer je dinamika odločilnega pomena.

Shema regulacijskega algoritma pri napetostni in tokovni nesimetriji je prikazana na sliki 5.8, blok za izračun stikalne funkcije in referenčnega toka v d osi pa je podrobneje prikazan na sliki 5.9. Celoten algoritem sestavlja pet regulatorjev:

- regulator toka kompenzatorja v d osi pozitivnega sistema,
- regulator toka kompenzatorja v q osi pozitivnega sistema,

- regulator toka kompenzatorja v d osi negativnega sistema,
- regulator toka kompenzatorja v q osi negativnega sistema in
- regulator enosmerne napetosti.

Vhod v posamične PI regulatorje tvorijo razlike med dejansko in želeno vrednostjo, izhodi pa so spremenljivke  $v_{pd\_p}'$ ,  $v_{pq\_p}'$ ,  $v_{pd\_n}'$ ,  $v_{pq\_n}'$  in  $v_{dc}'$ . Spremenljivke  $v_{pd\_p}'$ ,  $v_{pq\_p}'$ ,  $v_{pd\_n}'$  in  $v_{pq\_n}'$  so proporcionalne padcem napetosti na sklopni impedanci, ki so potrebni za pretok želenih komponent toka pozitivnega in negativnega sistema. Spremenljivki pozitivnega sistema ( $v_{pd\_p}'$  in  $v_{pq\_p}'$ ) sta med sabo sklopljeni s faktorjem  $\omega$ . Enako velja za spremenljivki negativnega sistema ( $v_{pd\_n}'$  in  $v_{pq\_n}'$ ). V naslednjem koraku zato izvedemo razklopitev, pri čemer uporabimo vrednosti tokov iz matematičnega modela kompenzatorja (slika 5.7). Izhodni tokovi matematičnega modela v d-q koordinatnem sistemu so že razdeljeni na d in q komponento pozitivnega in negativnega sistema, zato kakršnakoli transformacija in filtriranje nista potrebna. Za razliko od dejanskih, izmerjenih in filtriranih tokov, tokovi matematičnega modela niso zakasnjeni. Razklopitev opisuje enačba 5.27, ki izhaja iz enačbe (5.22). Z uporabo tokov iz matematičnega modela dosežemo boljše razklopitev v dinamičnih razmerah, kar izboljša dinamiko delovanja celotne regulacije.

$$\begin{bmatrix} v'_{pd\_p} \\ v'_{pq\_p} \\ v'_{pd\_n} \\ v'_{pq\_n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega \cdot i'_{mq\_p} \\ \omega \cdot i'_{md\_p} \\ -\omega \cdot i'_{mq\_n} \\ \omega \cdot i'_{mq\_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v'_{pd\_pr} \\ v'_{pq\_pr} \\ v'_{pd\_nr} \\ v'_{pq\_nr} \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

Izračunane spremenljivke  $v_{pd\_pr}'$ ,  $v_{pq\_pr}'$ ,  $v_{pd\_nr}'$  in  $v_{pq\_nr}'$  pretvorimo v trifazni koordinatni sistem in dobimo trifazne vrednosti, ki so v splošnem nesimetrične:  $v_{pL1}'$ ,  $v_{pL2}'$  in  $v_{pL3}'$ . Iz pretvorjenih spremenljivk izračunamo komponente stikalne funkcije po naslednji enačbi, ki je osnovana na (5.25):

$$\begin{bmatrix} S_{L1} \\ S_{L2} \\ S_{L3} \end{bmatrix} = \frac{1}{u'_{mdc}} \cdot \frac{L'_p}{-k_p \omega_B} \left( \begin{bmatrix} v'_{pL1} \\ v'_{pL2} \\ v'_{pL3} \end{bmatrix} - \frac{\omega_B}{L'_p} \begin{bmatrix} u'_{iL1} \\ u'_{iL2} \\ u'_{iL3} \end{bmatrix} \right) \quad (5.28)$$

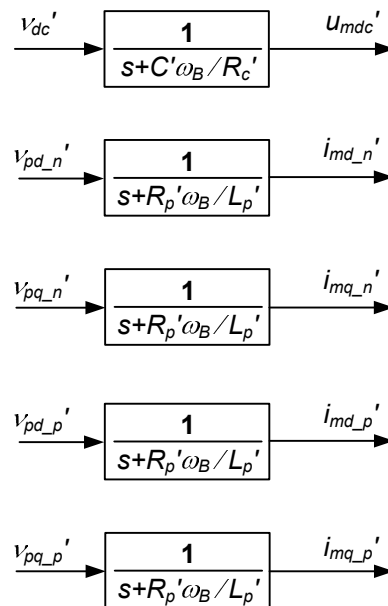
Za izračun je uporabljena enosmerna napetost iz matematičnega modela, kar zagotovi večjo stabilnost obratovanja. Napetost iz matematičnega modela namreč, za razliko od napetosti na enosmerni strani dejanskega pretvornika, ne vsebuje druge harmonske komponente in je ni potrebno filtrirati. V naslednjem koraku sledi modulacija stikalne funkcije, kot je bila opisana v poglavju 3. Modulacija stikalne funkcije je nujna za delovanje regulatorja v nesimetričnih razmerah. Kot je bilo že poudarjeno, matematični model statičnega kompenzatorja, izpeljan v poglavju 4.2, korektno opisuje delovanje naprave le ob predpostavki, da pretvornik na izmenični strani ne generira harmonikov nižjega reda. Ta pogoj je izpolnjen ob uporabi modulacije. Iz modulirane stikalne funkcije določimo s pomočjo pulzno-širinske modulacije (PWM) prožilne pulze ( $\mathbf{G}$ ), ki krmilijo polprevodniška stikala pretvornika.

Iz spremenljivke  $v_{dc}'$  pa z naslednjo enačbo, ki je osnovana na (5.25), izračunamo želeno vrednost toka v d osi pozitivnega sistema, t.j.  $i_{pd\_p}^*$ :

$$i_{pd\_p}^* = \frac{1}{S_{d\_p}} \cdot \frac{2}{3k_p \omega_B C'} v_{dc}' - (S_{q\_p} \cdot i_{mq\_p}' + S_{d\_n} \cdot i_{md\_n}' + S_{q\_n} \cdot i_{mq\_n}') \quad (5.29)$$

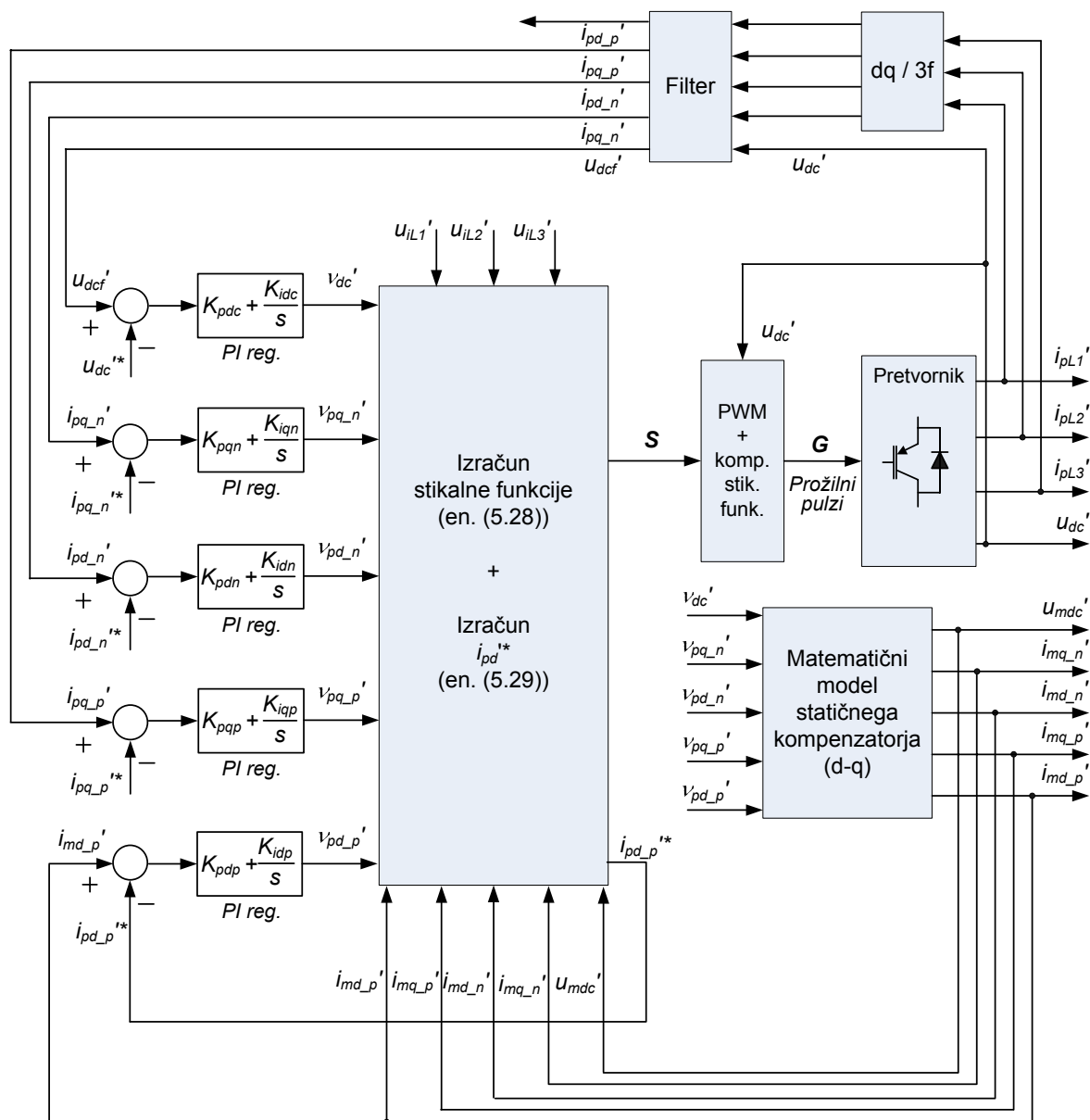
Pri izračunu toka  $i_{pd\_p}^*$  so upoštevani vsi ostali tokovi, tako pozitivnega kot negativnega sistema. Ti tokovi so vzeti iz internega matematičnega modela. Delovna komponenta toka pozitivnega sistema neposredno določa napetost na kondenzatorju in je zato odločilnega pomena za učinkovito obratovanje kompenzatorja. Za izračun moramo poznati tudi simetrične komponente stikalne funkcije v d-q koordinatnem sistemu:  $S_{d\_p}$ ,  $S_{q\_p}$ ,  $S_{d\_n}$ ,  $S_{q\_n}$ . Komponente določimo s pomočjo transformacije, opisane v poglavju 4.2.1, kar pogojuje tudi uporabo filtriranja veličin. Zaradi tega so komponente stikalne funkcije zakasnjene glede na trifazno stikalno funkcijo ( $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$  in  $S_{L3}$ ), kar tudi nekoliko poslabša dinamiko regulacijskega algoritma v primerjavi s tistim, ki je bil izpeljan za obratovanje v simetričnih razmerah.

Celoten regulacijski algoritem prikazuje slika 5.8. Za sklenitev regulacijske zanke d komponente toka pozitivnega sistema uporabimo vrednost toka notranjega matematičnega modela ( $i_{md\_p}'$ ). Vse ostale regulacijske zanke zaključimo z dejanskimi filtriranimi vrednostmi ( $i_{pq\_p}'$ ,  $i_{pd\_n}'$ ,  $i_{pq\_n}'$  in  $u_{dcf}'$ ). S tem, ko uporabimo d komponento toka matematičnega modela za sklenitev regulacijske zanke, dosežemo večjo stabilnost delovanja.

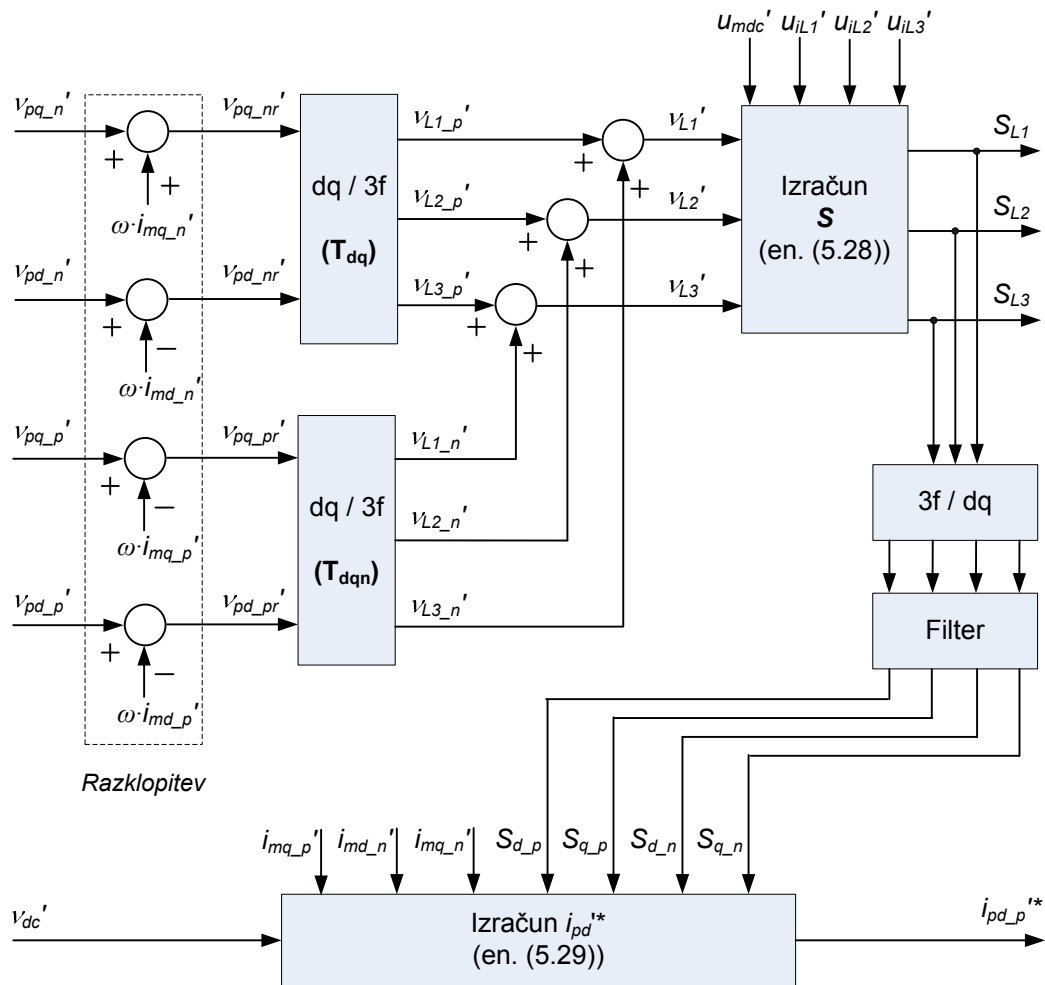


Slika 5.7: Interni matematični model pretvornika.





Slika 5.8: Regulacijski sistem statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah.



Slika 5.9: Blok za izračun stikalne funkcije in referenčnega toka v d osi.

### 5.3. Simulacija delovanja regulacijskega algoritma

V tem poglavju bomo v PSCAD-u simulirali delovanje predstavljenih regulacijskih algoritmov, in sicer:

- regulacijskega algoritma za simetrične razmere z upoštevanjem zakasnitve v merilni progi (poglavje 5.1) in
- regulacijskega algoritma za obratovanje pri napetostni in tokovni nesimetriji (poglavje 5.2).

Simulirano bo delovanje v statičnih in dinamičnih razmerah, kjer bomo lahko ovrednotili učinkovitost in hitrost predstavljenih regulacijskih shem. V vseh simuliranih primerih bo statični kompenzator modeliran z matematičnim modelom v trifaznem sistemu, ki je bil predstavljen v poglavju 2.2. Parametre uporabljenega modela kompenzatorja prikazuje tabela 5.1.

Parameter	Vrednost (pu)
$S_N$	1
$u_{ix}$	1
$L_p'$	0,3
$R_p'$	0,03
$C'$	0,5
$R_c'$	50
$u_{dc}'^*$	2,5
$k_p$	0,5

Tabela 5.1: Parametri simuliranega modela statičnega kompenzatorja.

Najprej bo simulirano delovanje kompenzatorja v simetričnih razmerah, sledi pa mu še simulacija v nesimetričnih razmerah. Pri slednji bosta obravnavana dva primera obratovanja. V prvem kompenzator obratuje z nesimetrično stikalno funkcijo in generira na izmenični strani nesimetričen tok. Tak način obratovanja nastopi npr. ko naprava kompenzira nesimetričen omrežni (bremenski) tok. V drugem primeru pa bo simuliran odziv kompenzatorja na nesimetričen upad napetosti v omrežju.

#### 5.3.1. Simulacija regulacijskega algoritma za simetrične razmere

V simuliranem primeru statični kompenzator, predstavljen s trifaznim matematičnim modelom, obratuje pri simetrični omrežni napetosti s konstantno amplitudo 1 pu. Uporabljen je regulacijski algoritem za simetrične razmere, ki je bil predstavljen v poglavju 5.1. Konstante PI regulatorjev so navedene v tabeli 5.2. Med simulacijo spreminjamo želeno vrednost jalovega komponente toka ( $i_{pq}'^*$ ): v času  $t=1,0$  s se  $i_{pq}'^*$  spremeni z nič na 1 pu (generiranje jalovega toka v induktivnem področju), v času  $t=1,3$  s sledi obrat toka, ko se  $i_{pq}'^*$  spremeni z 1 pu na -1 pu (generiranje jalovega toka v kapacitivnem področju) in v času  $t=1,6$  je  $i_{pq}'^*$  zopet enak nič. Spremembe želene vrednosti so skoraj trenutne, trajajo namreč 1 ms. Referenčna napetost na kondenzatorju  $u_{dc}'^*$  je enaka 2,5 pu. Izhodne veličine trifaznega matematičnega modela kompenzatorja (tokovi in napetost na enosmerni strani) so filtrirane s filtrom z mejno frekvenco 100 Hz, kar zakasni filtrirane veličine za 10 ms. Za izračun internih

spremenljivk je uporabljen interni matematični model kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu, kot je bilo opisano v poglavju 5.1.1. Rezultati simulacij so prikazani na slikah 5.10, 5.11 in 5.12.

Regulirana veličina	Konstanta PI regulatorja	Vrednost
$i_{pd}'$	$K_{pd}$	750
	$K_{id}$	$750 \cdot 10\pi$
$i_{pq}'$	$K_{pq}$	60
	$K_{iq}$	$60 \cdot 10\pi$
$u_{dc}'$	$K_{pdc}$	60
	$K_{idc}$	$60 \cdot \pi$

Tabela 5.2: Proporcionalne in integralne konstante PI regulatorjev.

Slika 5.10 prikazuje napetosti in tokove v d-q koordinatnem sistemu. Prikazane so naslednje veličine:

- omrežna napetost v d-q koordinatnem sistemu ( $u_{idf}'$ ,  $u_{iqf}'$ ),
- referenčni in regulirani tok kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu ( $i_{pd}'^*$ ,  $i_{pq}'^*$ ,  $i_{md}'$ ,  $i_{pqf}'$ ),
- referenčna in dejanska enosmerna napetost na kondenzatorju na enosmerni strani ( $u_{dc}'^*$ ,  $u_{dcf}'$ ).

Ker je regulacijska zanka za tok v d osi zaključena z vrednostjo iz notranjega matematičnega modela ( $i_{md}'$ ), je ta vrednost prikazana kot regulirana veličina v grafu.

Slika 5.11 prikazuje nefiltrirane napetosti in tokove v trifaznem sistemu. Prikazane so naslednje veličine:

- fazna omrežna napetost ( $u_{iL1}'$ ,  $u_{iL2}'$ ,  $u_{iL3}'$ ),
- fazni tok kompenzatorja ( $i_{pL1}'$ ,  $i_{pL2}'$ ,  $i_{pL3}'$ ),
- fazne komponente stikalne funkcije ( $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$ ,  $S_{L3}$ ),
- referenčna in dejanska napetost na kondenzatorju na enosmerni strani ( $u_{dc}'^*$ ,  $u_{dcf}'$ ).

Slika 5.12 prikazuje napetosti in tokove v d-q koordinatnem sistemu. Primerjane so veličine trifaznega modela kompenzatorja in notranjega d-q modela. Prikazani so naslednji grafi:

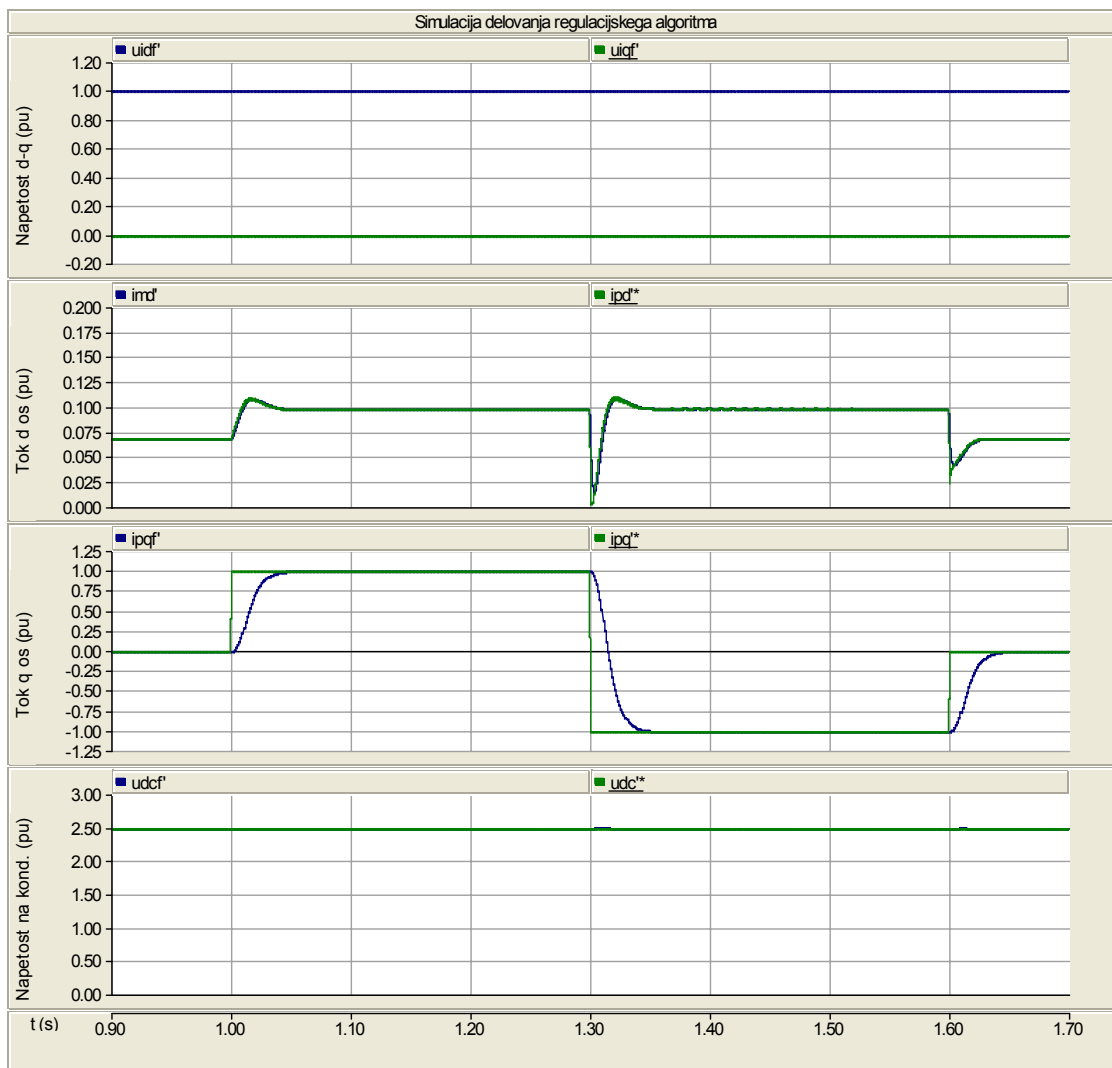
- tok kompenzatorja in tok d-q notranjega matematičnega modela ( $i_{pdf}'$ ,  $i_{pqf}'$  in  $i_{md}'$ ,  $i_{mq}'$ ),
- napetost na kondenzatorju na enosmerni strani kompenzatorja in notranjega matematičnega modela ( $u_{dcf}'$ ,  $u_{mdc}'$ ).

Na sliki 5.10 vidimo, da je enosmerna napetost na kondenzatorju praktično konstantna. Konstantno napetost zagotavlja hitri regulator toka  $i_{md}'$ , ki dobro sledi referenčni vrednosti. Hitro in stabilno delovanje regulatorja zagotavlja tudi uporaba veličin internega matematičnega modela v regulacijski zanki enosmerne napetosti. Izhodnih veličin notranjega matematičnega modela namreč ni potrebno filtrirati, zato ne pride do zakasnitve, ki jo drugače vnaša filter. Odziv toka  $i_{pqf}'$  na skočno spremembo je približek funkcije prvega reda, stacionarno stanje pa doseže po približno 50 ms.

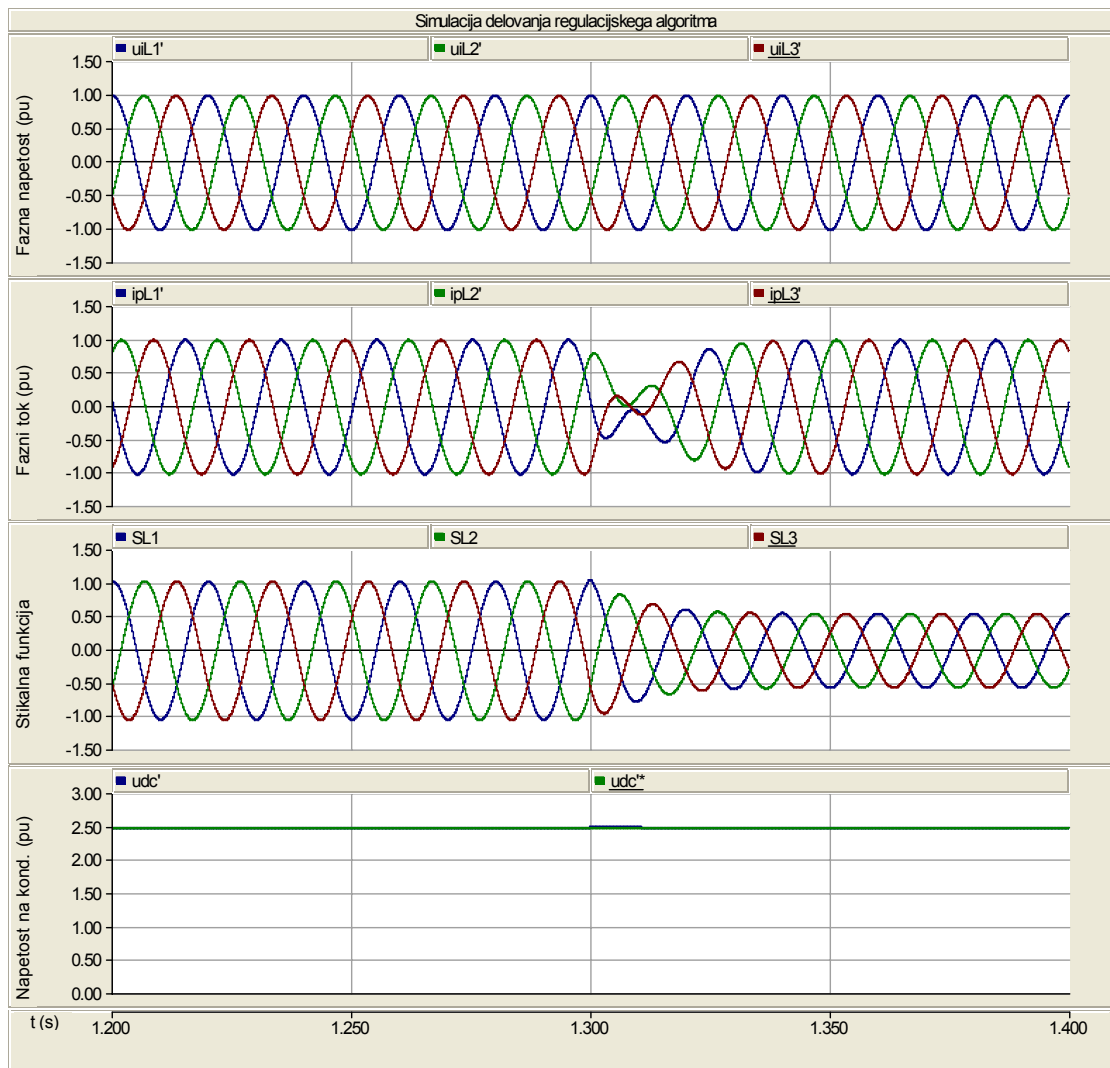
Slika 5.11 prikazuje trifazne poteke napetosti, tokov ter stikalne funkcije in sicer v času okrog  $t=1,3$  s, ko pride do obrata smeri moči.

Na sliki 5.12 so prikazane izhodne veličine trifaznega matematičnega modela in internega modela v d-q koordinatnem sistemu. V stacionarnih razmerah so vrednosti iz internega modela skoraj enake

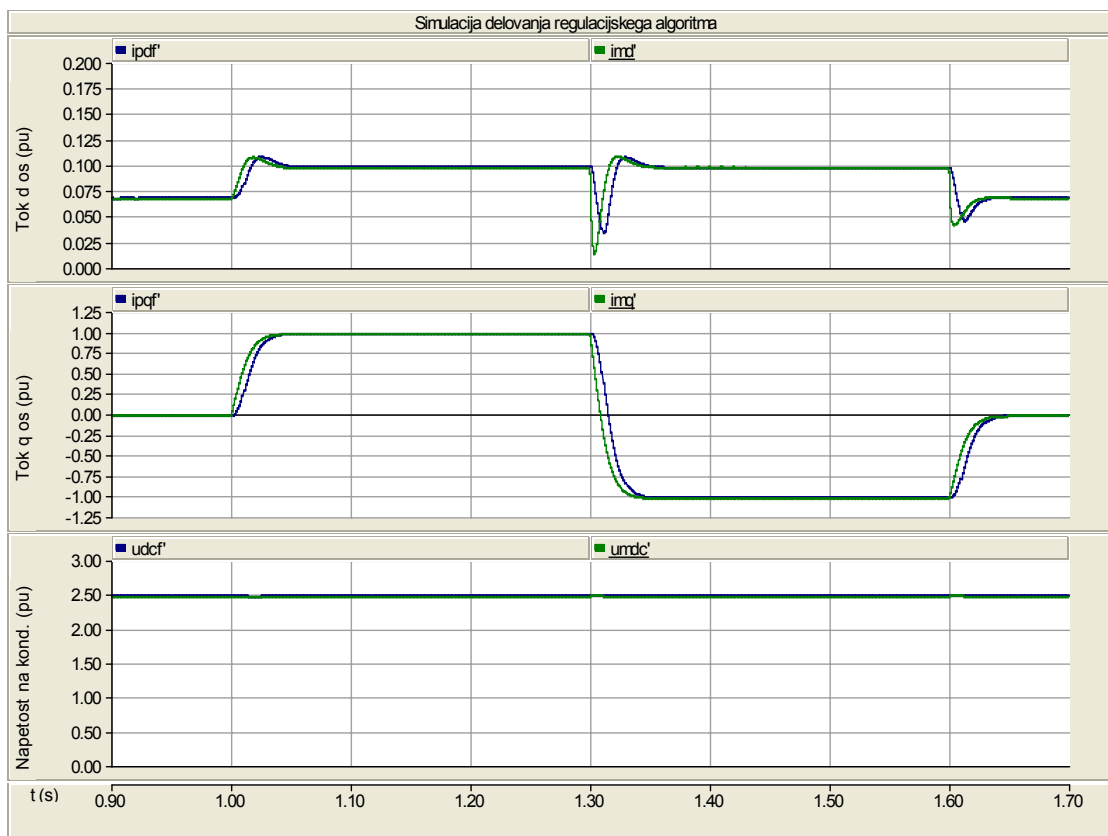
vrednostim trifaznega modela, v dinamičnih razmerah pa je vidna zakasnitev tokov in napetosti trifaznega modela zaradi filtriranja.



Slika 5.10: Simulacija delovanja regulacijskega algoritma za simetrične razmere – napetosti in tokovi v d-q koordinatnem sistemu.



Slika 5.11: Simulacija delovanja regulacijskega algoritma za simetrične razmere – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju.



Slika 5.12: Simulacija delovanja regulacijskega algoritma za simetrične razmere – napetosti in tokovi trifaznega in internega d-q matematičnega modela.

### 5.3.2. Simulacija regulacijskega algoritma pri napetostni in tokovni nesimetriji

Pri simulaciji delovanja regulacijskega algoritma pri napetostni in tokovni nesimetriji je uporabljen enak trifazni model kompenzatorja kot v prejšnjem poglavju. Uporabljen je regulacijski algoritem za nesimetrične razmere, ki je bil predstavljen v poglavju 5.2. Referenčna napetost na kondenzatorju  $u_{dc}^*$  je enaka 2,5 pu. Izhodne veličine trifaznega matematičnega modela kompenzatorja (tokovi in napetost na enosmerni strani) so filtrirane s filtrom z mejno frekvenco 100 Hz, kar zakasni veličine za 10 ms. Za izračun internih spremenljivk je uporabljen interni matematični model kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu, ki opisuje delovanje naprave v nesimetričnih razmerah. Konstante PI regulatorjev so navedene v tabeli 5.3.

Simulirana sta bila dva primera:

- statični kompenzator obratuje z nesimetrično stikalno funkcijo in generira nesimetričen tok in
- odziv statičnega kompenzatorja na napetostni upad v omrežju.

Regulirana veličina	Konstanta PI regulatorja	Vrednost
$i_{pd\_p}'$	$K_{pdp}$	750
	$K_{idp}$	$750 \cdot 10\pi$
$i_{pq\_p}'$	$K_{pqp}$	50
	$K_{iqp}$	$50 \cdot 10\pi$
$i_{pd\_n}'$	$K_{pdn}$	60
	$K_{idn}$	$60 \cdot 10\pi$
$i_{pq\_n}'$	$K_{pqn}$	60
	$K_{iqn}$	$60 \cdot 10\pi$
$u_{dc}'$	$K_{pdc}$	60
	$K_{idc}$	$60 \cdot \pi$

Tabela 5.3: Proporcionalne in integralne konstante PI regulatorjev.

V obeh simuliranih primerih so prikazani grafi istih veličin. Na grafu tokov in napetosti v d-q koordinatnem sistemu so prikazani:

- pozitivni in negativni sistem omrežne napetosti v d-q koordinatnem sistemu ( $u_{id\_p}'$ ,  $u_{iq\_p}'$ ,  $u_{id\_n}'$  in  $u_{iq\_n}'$ ),
- referenčni in regulirani tok pozitivnega sistema v d-q koordinatah ( $i_{pd\_p}^{*}$ ,  $i_{pq\_p}^{*}$ ,  $i_{md\_p}'$ ,  $i_{pq\_p}'$ ),
- referenčni in regulirani tok negativnega sistema v d-q koordinatah ( $i_{pd\_n}^{*}$ ,  $i_{pq\_n}^{*}$ ,  $i_{pd\_n}'$ ,  $i_{pq\_n}'$ ),
- referenčna in dejanska enosmerna napetost na kondenzatorju na enosmerni strani ( $u_{dc}^{*}$ ,  $u_{dcf}'$ ).

Ker je regulacijska zanka za tok v d osi zaključena z vrednostjo iz internega matematičnega modela ( $i_{md\_p}'$ ), je ta vrednost prikazana kot regulirana veličina v grafu.

Graf trifaznih napetosti in tokov prikazuje:

- fazno omrežno napetost ( $u_{iL1}'$ ,  $u_{iL2}'$ ,  $u_{iL3}'$ ),
- fazni tok kompenzatorja ( $i_{pL1}'$ ,  $i_{pL2}'$ ,  $i_{pL3}'$ ),
- fazne komponente stikalne funkcije ( $S_{L1}$ ,  $S_{L2}$ ,  $S_{L3}$ ),
- referenčno in dejansko napetost na kondenzatorju na enosmerni strani ( $u_{dc}^{*}$ ,  $u_{dc}'$ ).

Zadnji graf prikazuje veličine trifaznega modela kompenzatorja in notranjega d-q modela:

- pozitivni sistem toka kompenzatorja in toka d-q notranjega matematičnega modela ( $i_{pd\_p}'$ ,  $i_{pq\_p}'$  in  $i_{md\_p}'$ ,  $i_{mq\_p}'$ ),
- negativni sistem toka kompenzatorja in toka d-q notranjega matematičnega modela ( $i_{pd\_n}'$ ,  $i_{pq\_n}'$  in  $i_{md\_n}'$ ,  $i_{mq\_n}'$ ),
- napetost na kondenzatorju na enosmerni strani kompenzatorja in notranjega matematičnega modela ( $u_{dcf}'$ ,  $u_{mdc}'$ ).

Rezultati simulacij so podani v nadaljevanju.



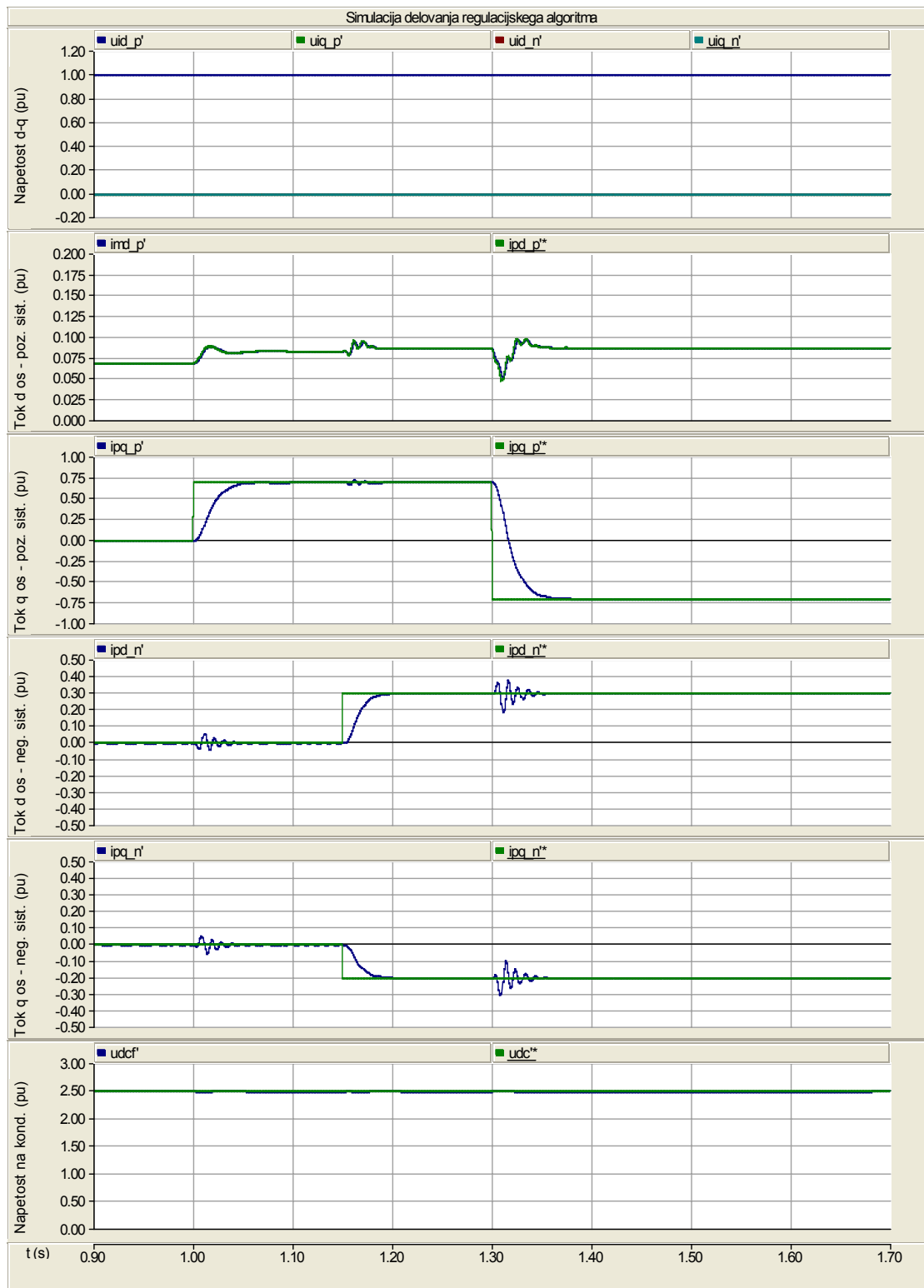
### 5.3.2.1 Generiranje nesimetričnega toka

V simuliranem primeru statični kompenzator obratuje pri simetrični omrežni napetosti s konstantno amplitudo 1 pu. Med simulacijo spreminjamo želeno vrednost jalove komponente toka pozitivnega sistema ( $i_{pq_p}^{*}$ ) na naslednji način: v času  $t=1,0$  s se  $i_{pq_p}^{*}$  spremeni iz nič na 0,7 pu (generiranje jalovega toka v induktivnem področju), v času  $t=1,3$  s pa sledi obrat toka:  $i_{pq_p}^{*}$  se spremeni iz 0,7 pu na -0,7 pu (generiranje jalovega toka v kapacitivnem področju). Spremembe želene vrednosti so skoraj trenutne, trajajo 1 ms. Poleg tega pa v času  $t=1,15$  spremenimo še referenčni vrednosti obeh tokovnih komponent negativnega sistema:  $i_{pd_n}^{*}$  postavimo na 0,3 pu,  $i_{pq_n}^{*}$  pa na -0,2 pu. Rezultati so prikazani na slikah od 5.13 do 5.16.

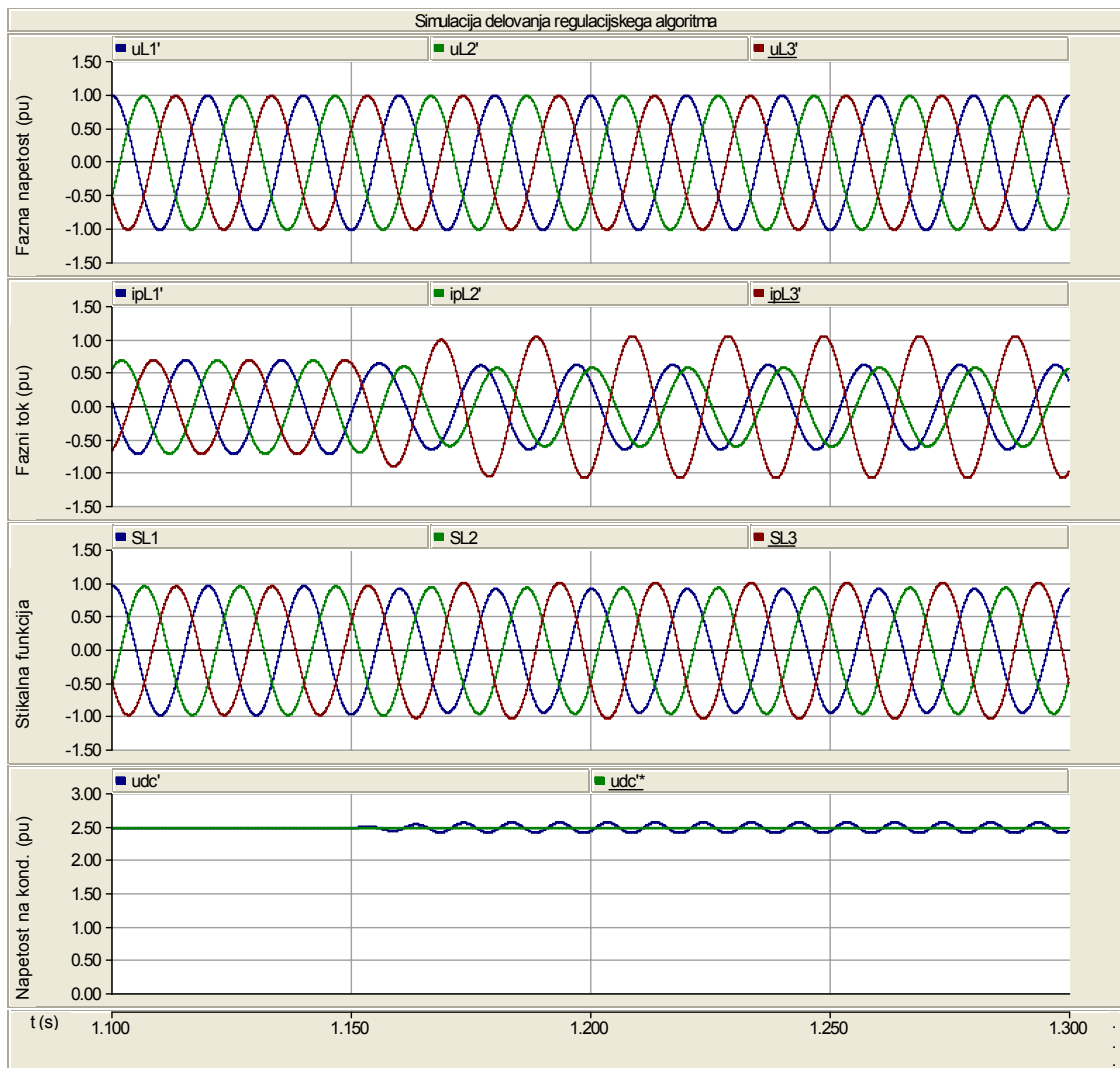
Iz slike 5.13 razberemo, da je enosmerna napetost na kondenzatorju praktično konstantna. Odziv tokov  $i_{pq_p}'$ ,  $i_{pd_n}'$  in  $i_{pq_n}'$  na skočno spremembo je približek funkcije prvega reda. Tok  $i_{pq_p}'$  doseže stacionarno stanje po približno 60 ms, tokova  $i_{pd_n}'$  in  $i_{pq_n}'$  pa po približno 50 ms. Iz grafov veličin je tudi vidno, da razklopitev med tokovi ni popolna. Tako npr. ob spremembi toka pozitivnega sistema  $i_{pq_p}'$  zanihata tudi tokova negativnega sistema  $i_{pd_n}'$  in  $i_{pq_n}'$ . Sklopljenost je v največji meri posledica modulacije stikalne funkcije, ki v dinamičnih razmerah ne odpravlja v celoti nizko-harmonskega popačenja na izmenični strani.

Sliki 5.14 in 5.15 prikazujeta trifazne poteke napetosti, tokov ter stikalne funkcije, in sicer v času okrog  $t=1,15$ , ko se pojavi tok negativnega sistema, in v času okrog  $t=1,3$ , ko pride do obrata smeri jalove moči. Razvidna je nesimetričnost stikalne funkcije, v napetosti na enosmerni strani pa se pojavi druga harmonska komponenta. Fourierova analiza faznih tokov pokaže, da harmonskih komponent praktično ne vsebujejo (v stacionarnih razmerah), kar kaže na učinkovitost modulacije stikalne funkcije.

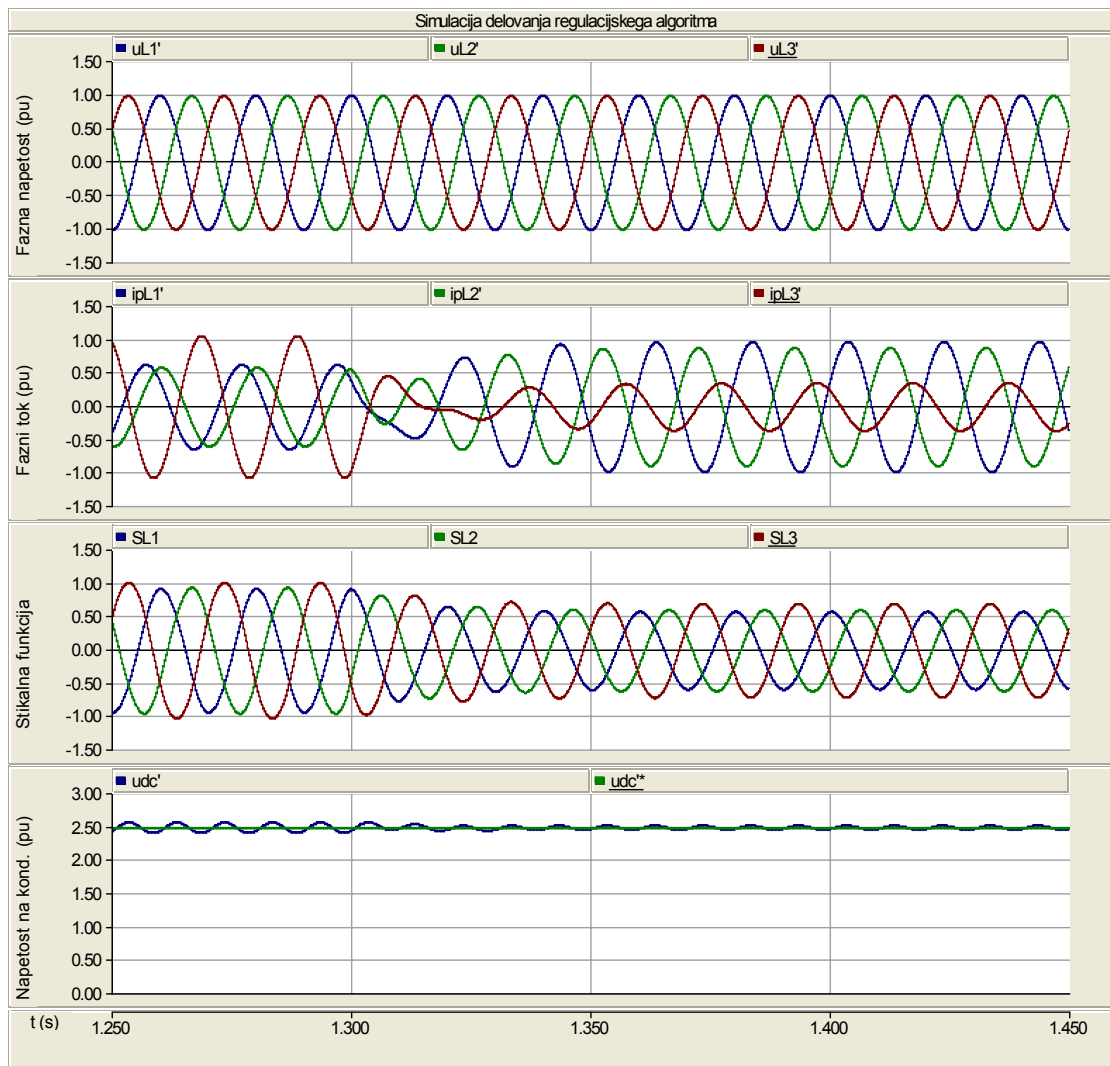
Na sliki 5.16 so prikazane izhodne veličine trifaznega matematičnega modela in notranjega modela v d-q koordinatnem sistemu. V stacionarnih razmerah so vrednosti iz notranjega modela skoraj enake vrednostim trifaznega modela, v dinamičnih razmerah pa je vidna zakasnitev tokov in napetosti trifaznega modela zaradi filtriranja. Opazna so tudi občasna nihanja tokovnih komponent trifaznega modela, ki nastopijo kot posledica nepopolne kompenzacije napetosti na enosmerni strani v dinamičnih razmerah. Pri tokovih notranjega matematičnega modela teh nihanj ni, oziroma so minimalna.



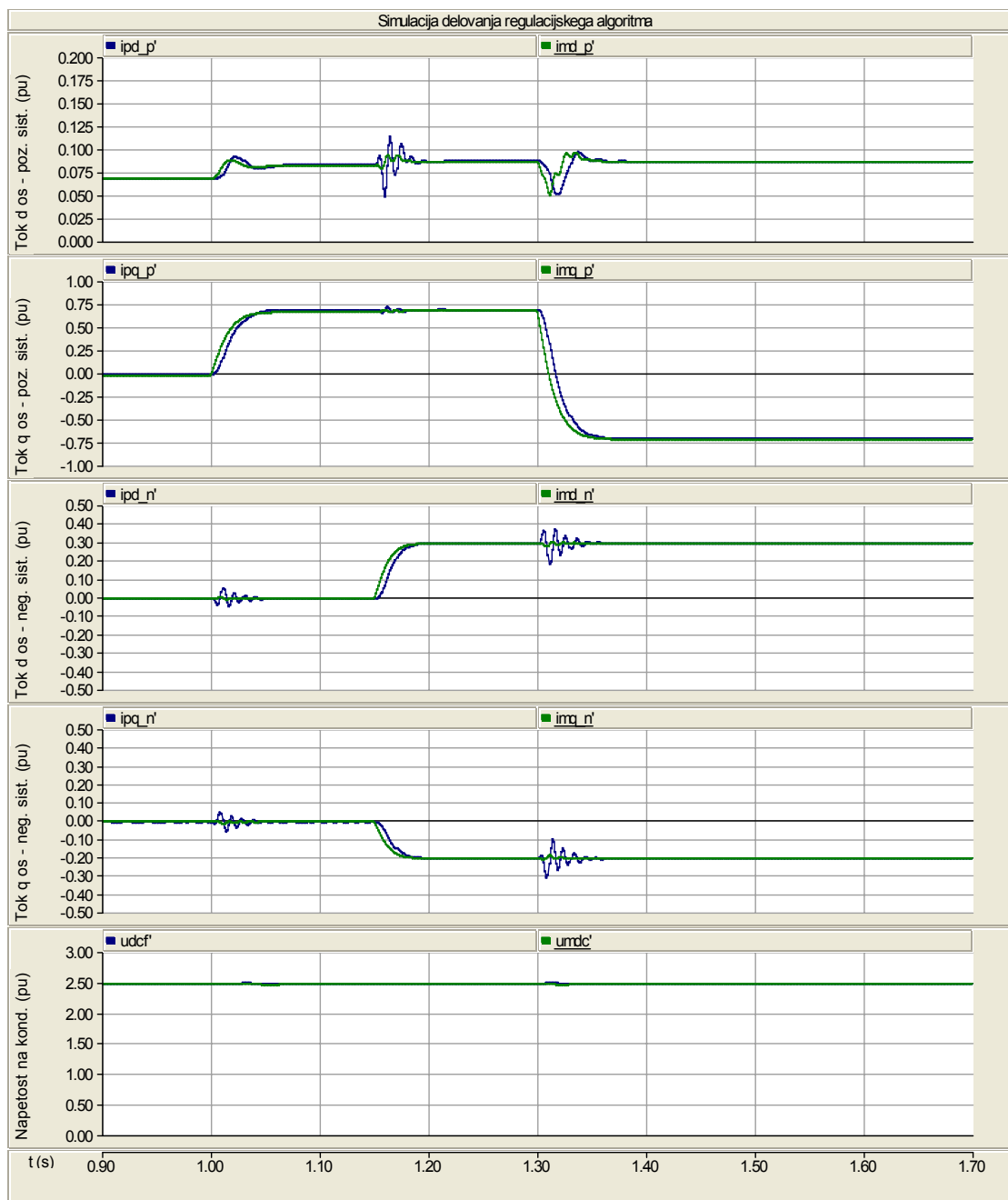
Slika 5.13: Simulacija delovanja regulacijskega algoritma za nesimetrične razmere – napetosti in tokovi v d-q koordinatnem sistemu.



Slika 5.14: Simulacija delovanja regulacijskega algoritma za nesimetrične razmere – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju, sprememba  $i_{pd\_n}'$  in  $i_{pq\_n}'$ .



Slika 5.15: Simulacija delovanja regulacijskega algoritma za nesimetrične razmere – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju, sprememba  $i_{pq\_p}'$ .



Slika 5.16: Simulacija delovanja regulacijskega algoritma za nesimetrične razmere – napetosti in tokovi trifaznega in internega d-q matematičnega modela.

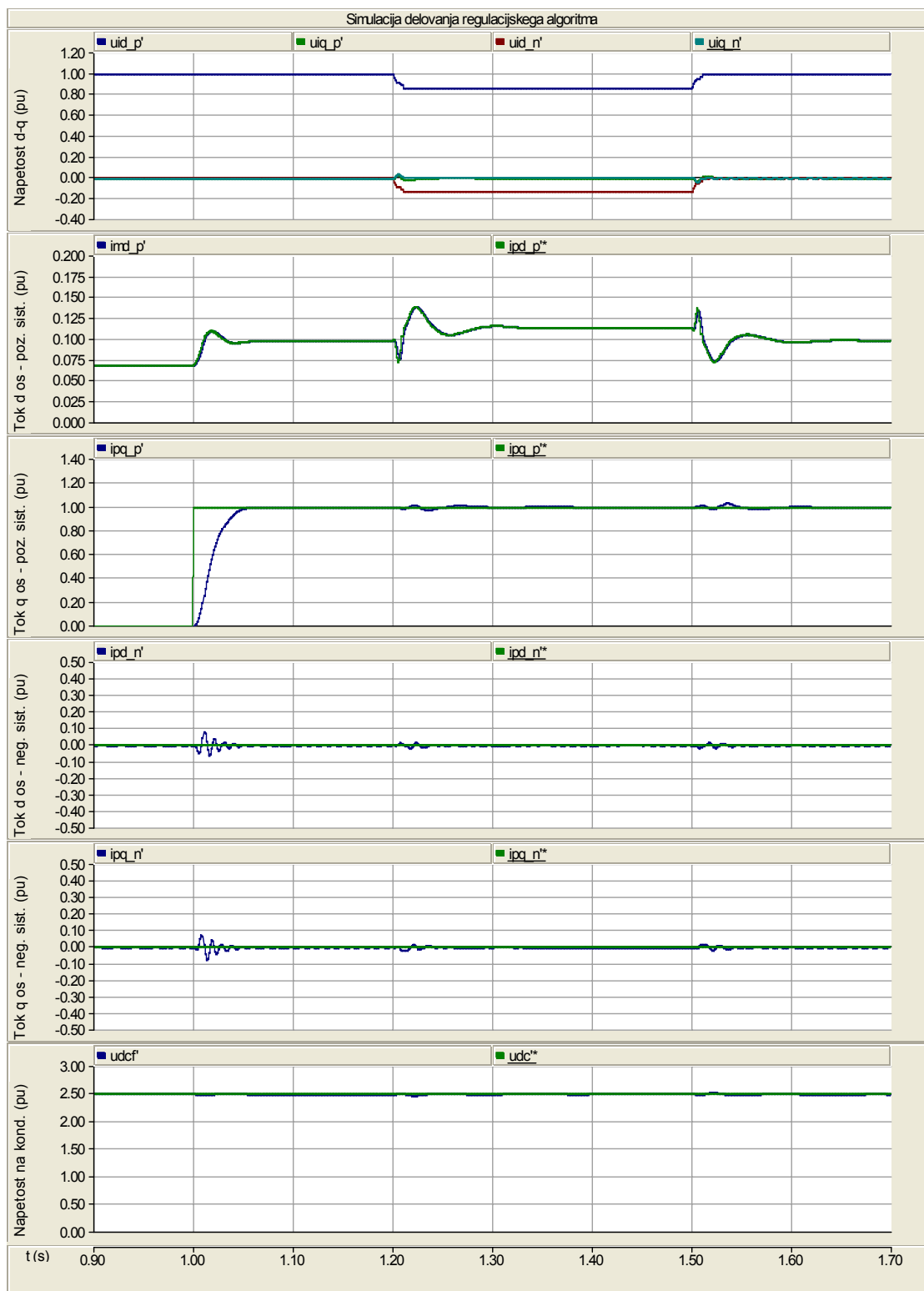
### 5.3.2.2 Delovanje ob nesimetričnem napetostnem upadu

V simuliranem primeru statični kompenzator obratuje pri simetrični stikalni funkciji, ki je določena tako, da naprava izmenjuje z omrežjem jalov tok pozitivnega sistema z amplitudo 1 pu. Na začetku simulacije je tudi omrežna napetost simetrična z amplitudo 1 pu. V času  $t=1,2$  s pride do napetostnega upada – napetost v fazi L1 pade za 0,4 pu na vrednost 0,6 pu. Fazni kot napetosti ostane enak. Napetostni upad je odpravljen v času  $t=1,5$  s. Referenčna vrednost toka  $i_{pq\_p}'$  je torej 1, referenčne vrednosti tokov negativnega sistema pa so enake nič. Naloga regulacijskega algoritma je, da tudi ob napetostnem upadu vzdržuje želene tokove na izhodu kompenzatorja. Rezultati so prikazani na slikah od 5.17 do 5.20.

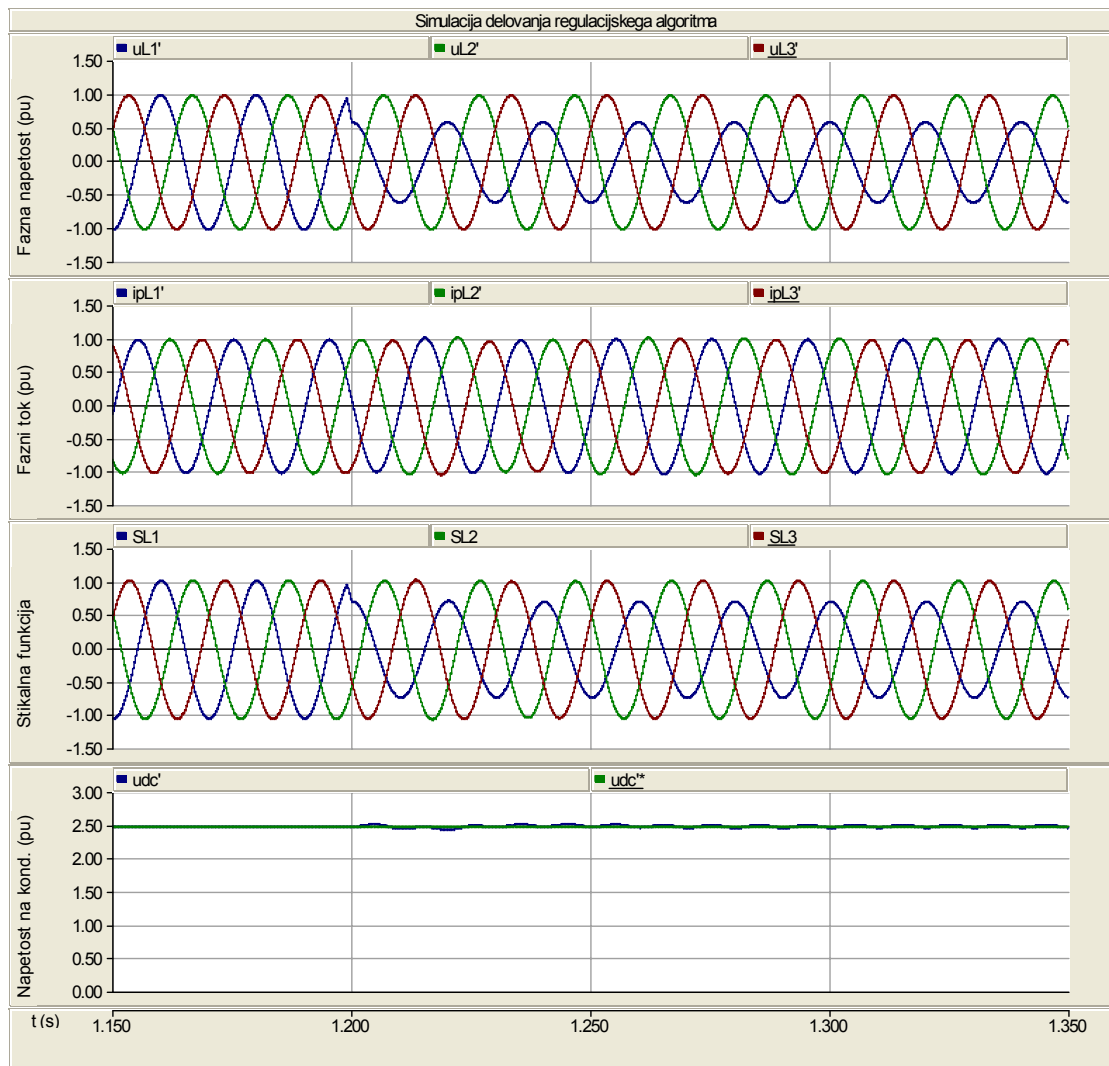
Na sliki 5.17 vidimo, da enosmerna napetost na kondenzatorju le malo odstopa od referenčne vrednosti. Tokovi  $i_{pq\_p}'$ ,  $i_{pd\_n}'$  in  $i_{pq\_n}'$  ob upadu in ob vzpostavitvi normalne napetosti v fazi L1 nekoliko zanihajo, vendar so spremembe precej majhne.

Sliki 5.18 in 5.19 prikazujeta trifazne poteke napetosti, tokov ter stikalne funkcije, in sicer v času okrog  $t=1,2$  s, ko pride do upada napetosti, in v času okrog  $t=1,5$ , ko se vzpostavi normalna napetost. Vidimo, da se ob obeh prehodnih pojavih tokovi pretvornika le malo spremenijo. Stikalna funkcija postane nesimetrična in tako prepreči izmenjavo tokov negativnega sistema z omrežjem. V napetosti na enosmerni strani pa se pojavi druga harmonska komponenta. Fourierova analiza faznih tokov pokaže, da harmonskih komponent praktično ne vsebujejo (v stacionarnih razmerah), kar kaže na učinkovitost modulacije stikalne funkcije.

Na sliki 5.20 so prikazane izhodne veličine trifaznega matematičnega modela in notranjega modela v d-q koordinatnem sistemu. V stacionarnih razmerah so vrednosti iz notranjega modela skoraj enake vrednostim trifaznega modela, v dinamičnih razmerah pa je vidna zakasnitev tokov in napetosti trifaznega modela zaradi filtriranja.

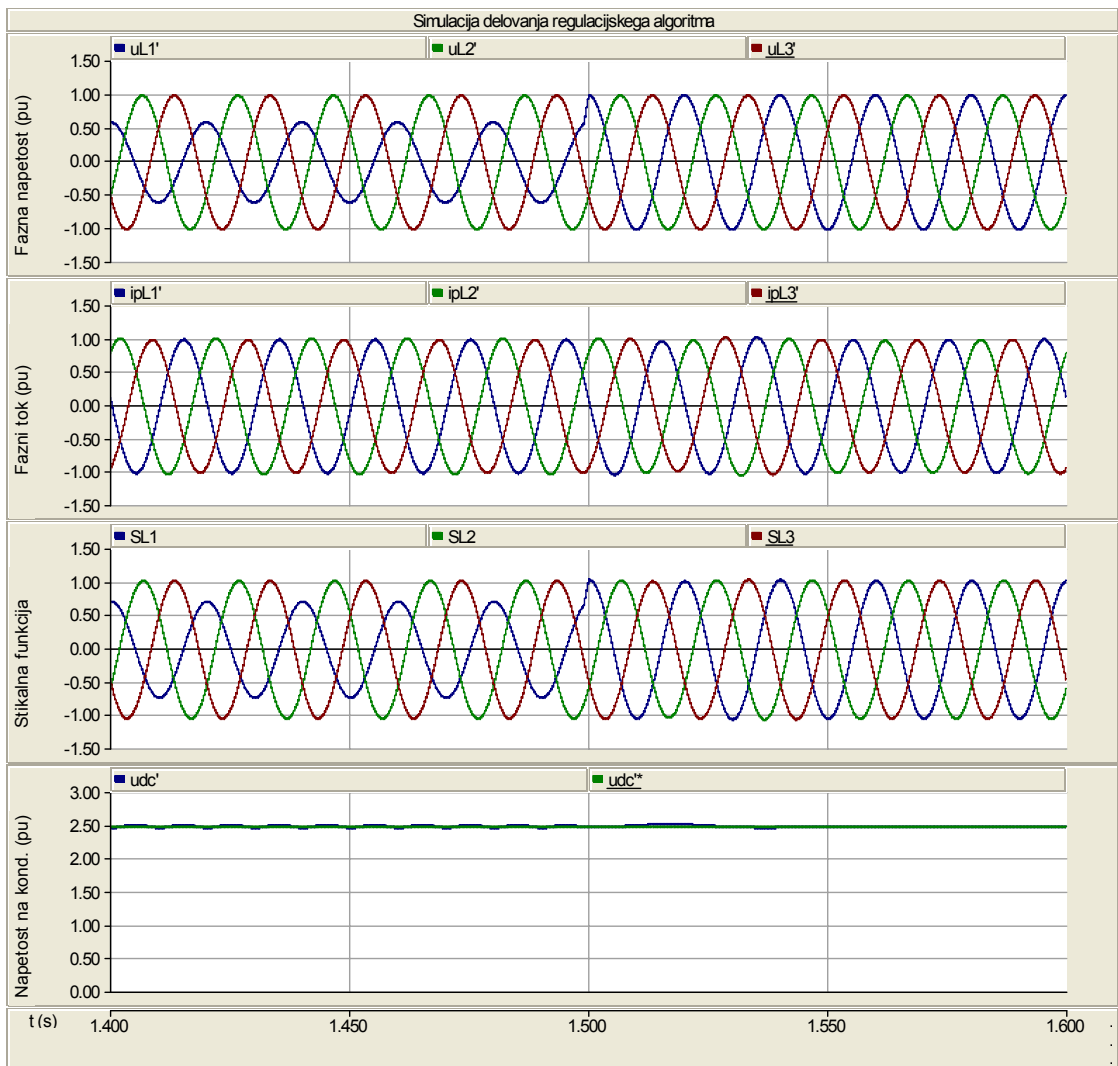


Slika 5.17: Simulacija delovanja regulacijskega algoritma za nesimetrične razmere – napetosti in tokovi v  $d$ - $q$  koordinatnem sistemu.

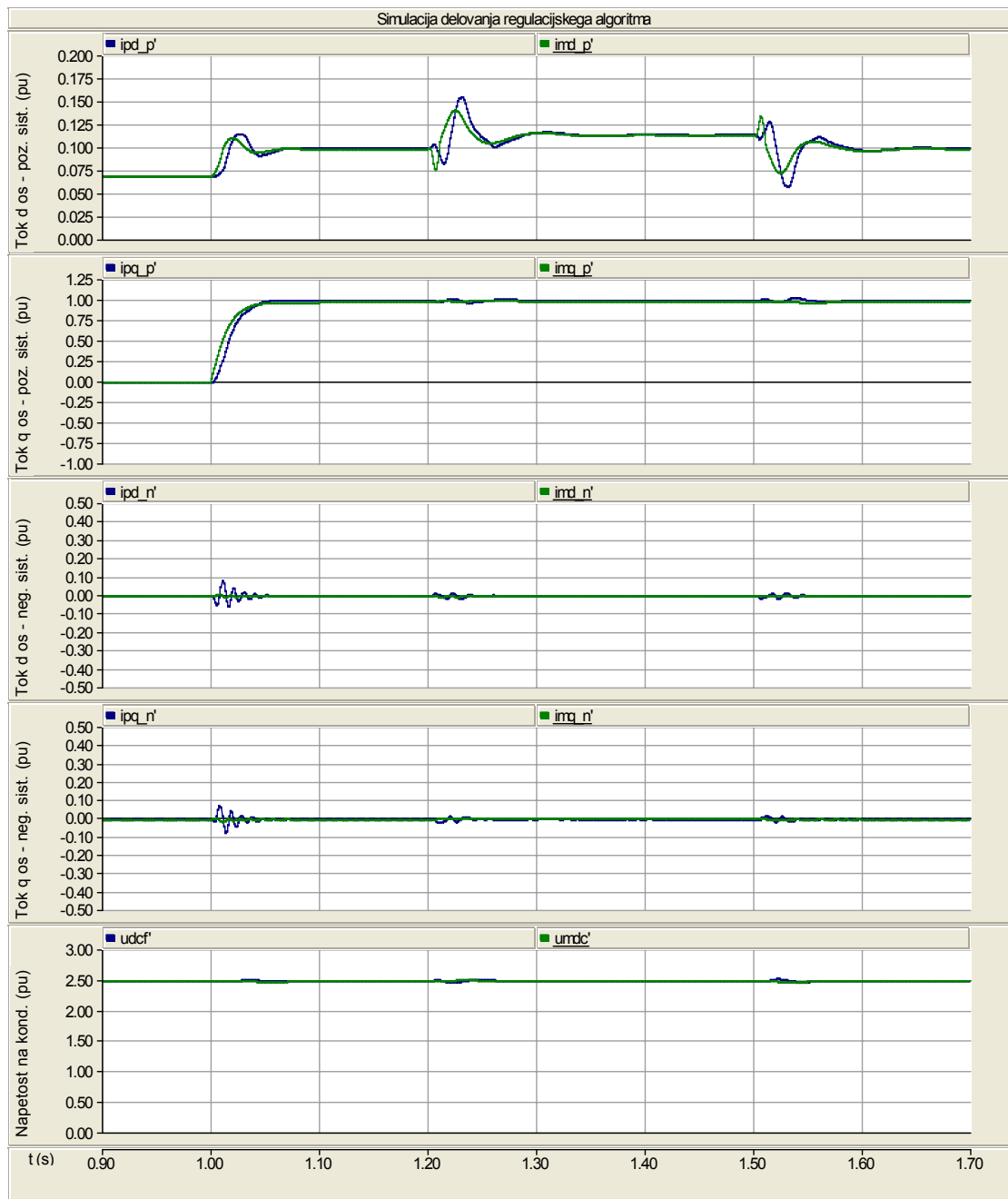


Slika 5.18: Simulacija delovanja regulacijskega algoritma za nesimetrične razmere – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju, začetek napetostnega upada.





Slika 5.19: Simulacija delovanja regulacijskega algoritma za nesimetrične razmere – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju, konec napetostnega upada.



Slika 5.20: Simulacija delovanja regulacijskega algoritma za nesimetrične razmere – napetosti in tokovi trifaznega in internega d-q matematičnega modela.

## 6. SIMULACIJA DELOVANJA NATANČNEGA MODELA

V dosedanjih izpeljavah smo statični kompenzator opisali z matematičnim modelom, na osnovi katerega smo razvili regulacijski sistem naprave. Pri matematičnem modelu naprave je napetostni pretvornik predstavljen kot napetostni vir, katerega napetost je odvisna od napetosti na kondenzatorju in od stikalne funkcije, ki opisuje delovanje stikalnih elementov. Pri stikalni funkciji smo upoštevali le osnovno komponento Fourierove vrste, harmonske komponente smo zanemarili. 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 začetku poglavja bo 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 [46]-[49].

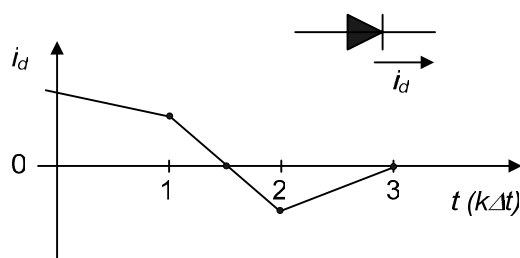
## 6.1. Modeliranje omrežij in naprav v programih za digitalno simulacijo

Natančnejše modeliranje naprav močnostne elektronike je nujno za preučevanje harmonskega popačenja, interakcije med polprevodniško napravo in omrežjem ter obnašanja regulacijskega sistema [48], [49]. 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.

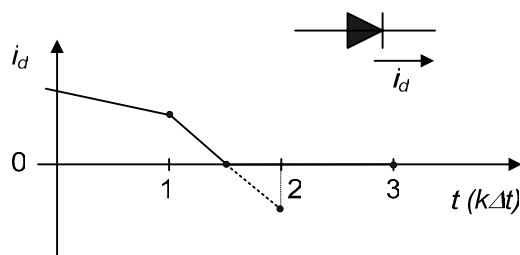
Osnovo vsakega programa za digitalno simulacijo predstavlja zapis električnega vezja v obliki sistema diferencialnih enačb, ki jih program nato numerično rešuje. V PSCAD-u se vse kapacitivnosti in induktivnosti v vezju nadomestijo z vzporedno vezavo upora in tokovnega vira. Na osnovi konfiguracije vezja se generira matrična enačba, ki predstavlja sistem diferencialnih enačb. Sistem se rešuje z numerično integracijo po trapezni metodi. Numerično reševanje enačb poteka korako 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 podaljša čas trajanja 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 6.1 je prikazan preklop 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 6.2 ravno tako prikazuje preklop 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 6.1: Simuliran preklon diode ob fiksnem časovnem koraku.



Slika 6.2: 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 drug drugemu.

### Numerične oscilacije

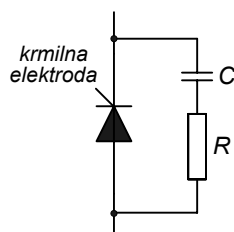
Numerične oscilacije so posledica uporabljene metode reševanja integrala in se kažejo kot oscilacije tokov ali napetosti, ki niso posledica delovanja električnega vezja, in spreminjajo smer v vsakem časovnem intervalu. Oscilacije navadno povzroči nenadna sprememba veličine, kot jo na primer povzroči preklon stikalnega elementa. Simulacijski program mora 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 omogoča uporabo idealnih vej.

### 6.1.1. Modeliranje polprevodniških elementov

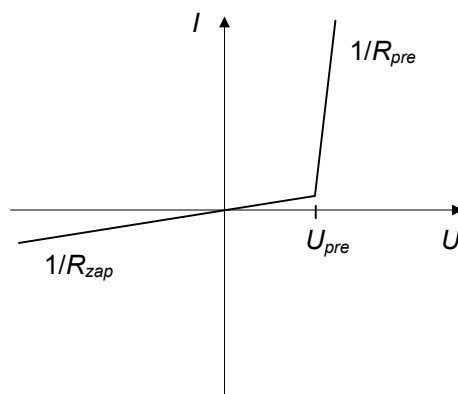
Polprevodniška stikala (dioda, navadni tiristor, IGBT in GTO) so modelirana kot stikalo z vzporedno priključenim dušilnim  $RC$  členom za omejevanje prenapetosti in pretokov stikala. Vsa omenjena polprevodniška stikala imajo podobno funkcionalnost in karakteristike, razlikujejo pa se predvsem glede na možnost vklopa in izklopa. Stikalnemu elementu določimo upornosti v prevodnem in zapornem stanju ( $R_{pre}$  in  $R_{zap}$ ) 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 krajšanje časovnega koraka integracije. V nadaljevanju bo predstavljeno modeliranje najpogosteje uporabljenih polprevodniških stikal. Splošni model polprevodniškega stikala je prikazan na sliki 6.3.



Slika 6.3: Splošni model polprevodniškega stikala.

#### 6.1.1.1 Dioda

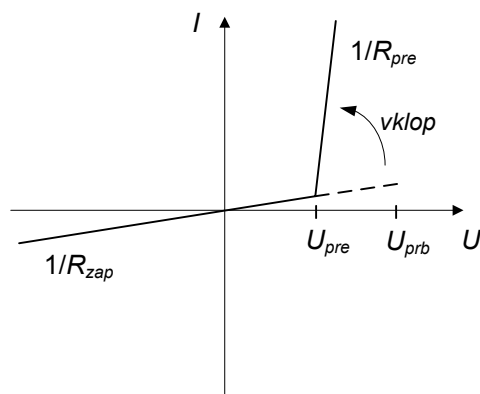
Prevodno in zaporno stanje diode pogojujejo napetostne razmere v vezju in ne potrebuje zunanega proženja. Za začetek prevajanja mora biti dioda polarizirana v prevodni smeri, napetost pa mora preseči definirano vrednost  $U_{pre}$ . Dioda neha prevajati, ko tok upade na nič, in ostane v zapornem stanju, dokler je polarizirana v zaporni smeri. Tako za vklop kot za izklop elementa je uporabljena interpolacija.  $U$ - $I$  karakteristiko modela diode prikazuje slika 6.4.



Slika 6.4:  $U$ - $I$  karakteristika diode.

### 6.1.1.2 Tiristor

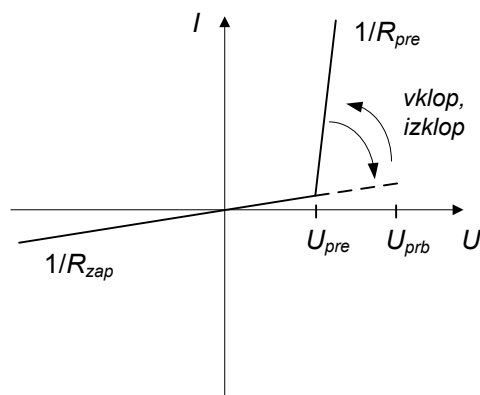
Za vklop in izklop tiristorja je potreben prožilni pulz na krmilni elektrodi tiristorja. Krmilne pulze moramo generirati v zunanjem prožilnem vezju. Za vklop mora biti element polariziran v prevodni smeri z napetostjo, večjo od  $U_{pre}$ , na krmilni elektrodi pa mora biti prisoten prožilni pulz z vrednostjo 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. Vklop in izklop elementa sta interpolirana. U-I karakteristika tiristorja je prikazana na sliki 6.5.



Slika 6.5: U-I karakteristika tiristorja.

### 6.1.1.3 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 6.6, kjer je za razliko od tiristorja dodana še možnost izklopa. Za točno določitev časa vklopa in izklopa obeh elementov se uporablja interpolacija.



Slika 6.6: U-I karakteristika IGBT-ja oz. GTO-ja.

### **6.1.2. 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 celoten sistem 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,
- podsistem 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 poenostavitve, 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.

### **6.1.3. Ponazoritev regulacijskega sistema**

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

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



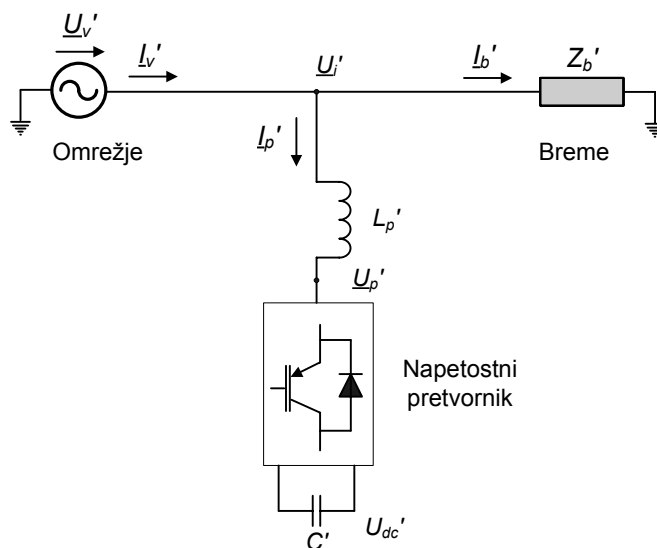
Pri modeliranju regulacijskega sistema moramo upoštevati določene smernice:

- 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 sistema.
- 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.

## 6.2. Simulirani sistem

Poenostavljeno enopolno shemo simuliranega sistema prikazuje slika 6.7. Celotno omrežje smo nadomestili s togim napetostnim virom, ki generira napetost  $\underline{U}_v'$ . Vir vzdržuje konstantno napetost  $\underline{U}_i'$  na priključnem mestu porabnikov in kompenzatorja. Breme  $Z_b'$  predstavlja poljubno ohmsko-induktivno breme. Na priključno mesto je preko sklopne impedance  $L_p'$  priključen napetostni pretvornik s kondenzatorjem  $C'$  na enosmerni strani.

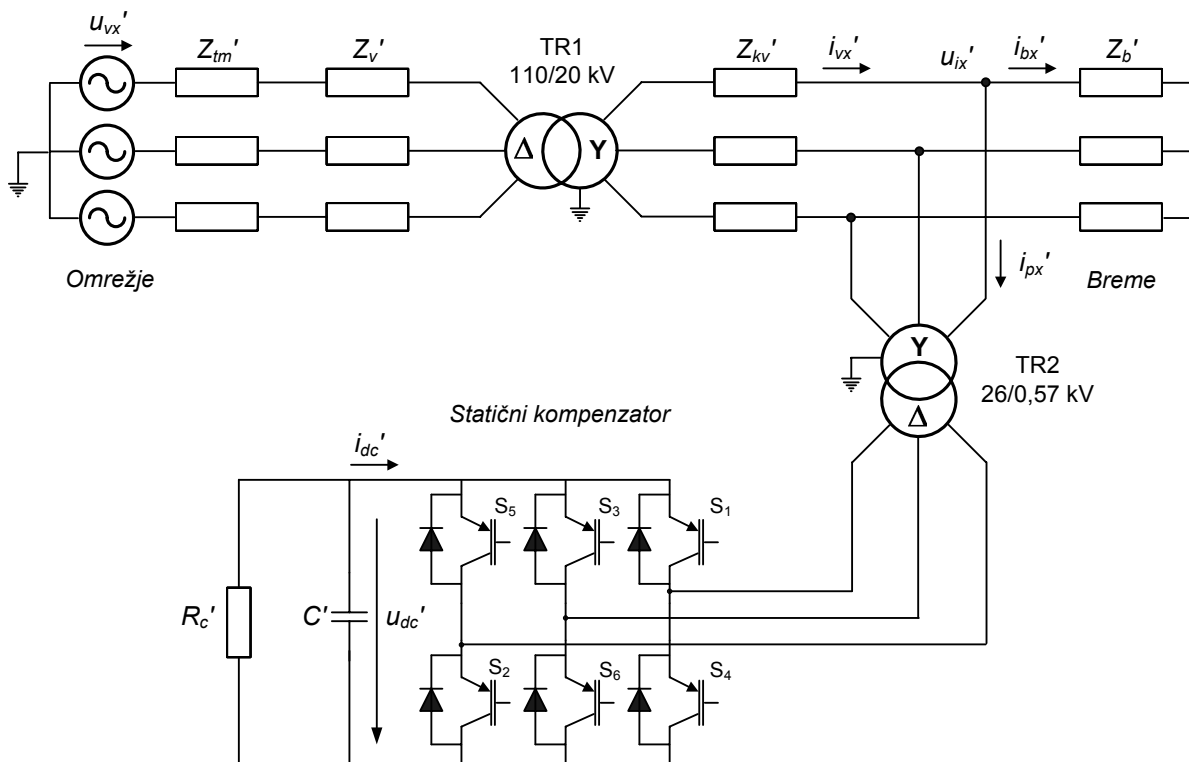


Slika 6.7: Poenostavljena shema simuliranega sistema.

Glavni cilj simulacije predstavlja proučitev delovanja statičnega kompenzatorja z izpeljanim regulacijskim algoritmom pri napetostni in tokovni nesimetriji. 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 6.8. Omrežje je ponazorjeno s togim virom  $u_{vx}'$  in kratkostično impedanco  $Z_{tm}'$ , ki je določena s kratkostično močjo omrežja. Napetostni vir je preko voda  $Z_v'$  priključen na transformator TR1 110/20 kV, breme  $Z_b'$  pa je preko kabelskega voda  $Z_{kv}'$  priključeno na sekundar transformatorja TR1. Napetostni pretvornik je na omrežje priključen preko transformatorja TR2 26/0,57 kV, ki prilagaja napetostni nivo omrežja in pretvornika. Induktivnost transformatorja predstavlja sklopno impedanco, ki omejuje strmino toka med pretvornikom in omrežjem. 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 pu na strani pretvornika pretvori v napetost 1,3 pu 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 trifazni vezavi. Na enosmerni strani je priključen kondenzator  $C'$  in vzporedno vezan ohmski upor  $R_c'$ , ki predstavlja izgube enosmerne tokokroga. Nazivna moč kompenzatorja znaša 2 MVA. V tabeli 6.1 so zapisane vrednosti baznih veličin na nizkonapetostni in visokonapetostni strani sklopnega transformatorja (TR 2), v tabeli 6.2 vrednosti posameznih elementov statičnega kompenzatorja, v tabeli 6.3 pa vrednosti omrežnih elementov. Pri togi mreži so podane nazivna napetost ( $u_n$ ), kratkostična moč ( $S_{kr}''$ ) in razmerje med ohmsko in induktivno komponento impedance ( $R/X$ ). Pri transformatorju TR1 so podane nazivna moč ( $S_n$ ), kratkostična napetost ( $u_{kr}$ ) in razmerje med ohmsko in induktivno komponento impedance ( $R/X$ ). Breme  $Z_b$  je sestavljeno iz dveh vzporedno priključenih impedanc, simetrične  $Z_{b1}$  in nesimetrične  $Z_{b2}$ .



Slika 6.8: Podrobna shema simuliranega sistema.

Bazne veličine	Vrednost na omrežni strani	Vrednost na strani pretvornika
$S_b$	2 MVA	2 MVA
$u_b$	16,33 kV	0,46 kV
$i_b$	81,7 A	2,89 kA
$\omega_b$	$100\pi$ rad	$100\pi$ rad
$Z_{ba}$	200 $\Omega$	0,16 $\Omega$

Tabela 6.1: Vrednosti baznih veličin.

Element	Vrednost	Vrednost [pu]
$u_i$	20 kV (L-L)	
TR 2 (Yd)	26/0,57 kV	
$L_p$	0,191 H	0,3 (pri 20 kV)
$R_p$	6,0 $\Omega$	0,03 (pri 20 kV)
$C$	39,788 mF	0,5 (pri 0,57 kV)
$R_c$	8,0 $\Omega$	50 (pri 0,57 kV)
$U_{dc}^*$	1,155 kV	2,5 (pri 0,57 kV)

Tabela 6.2: Vrednosti elementov statičnega kompenzatorja.

Element	Parameter	Vrednost
Toga mreža ( $u_{vx}$ )	$u_n$	110 kV
	$S_{kr}''$	2250 MVA
	$R/X$	0,1
TR1 110/20 kV (Dy)	$S_n$	20 MVA
	$u_{kr}$	10,79 %
	$R/X$	0,1
$Z_v$	$L1, L2, L3$	$1,10 + j3,56 \Omega$
$Z_c$	$L1, L2, L3$	$0,13 + j0,10 \Omega$
$Z_{b1}$	$L1, L2, L3$	$90 + j17,3 \Omega$
$Z_{b2}$	$L1$	$190 + j11,0 \Omega$
	$L2$	$110 + j31,4 \Omega$
	$L3$	$530 + j18,8 \Omega$

Tabela 6.3: Vrednosti elementov omrežja.

Delovanje regulacijskega algoritma pri napetostni in tokovni nesimetriji je bilo podrobno opisano že v poglavju 5.2. Izpeljani regulacijski algoritem naprave predstavlja t.i. osnovni regulacijski algoritem. 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 ter na osnovi zelene napetosti na kondenzatorju. Pri tem predpostavljamo, da želene vrednosti tokov oz. napetosti podaja nadrejeni regulacijski sistem, ki v to obravnavo ni vključen. Generiranje prožilnih pulzov poteka preko pulzno-širinske modulacije (PWM) s frekvenco 2550 Hz. Frekvenca 2550 Hz je 51-kratnik osnovne frekvence 50 Hz. Glede na to, da so v napetostnem pretvorniku uporabljeni IGBT-ji, frekvenca ni previsoka, je pa hkrati dovolj visoka, da je popačenje toka in napetosti z višjefrekvenčnimi harmoniki relativno nizko. Obenem je faktor 51 liho število in večkratnik števila 3, s čimer preprečimo generiranje sodih harmonikov in harmonikov okrog 2550 Hz.

Pri določanju potrebne enosmerne napetosti na kondenzatorju upoštevamo, da je pretvornik priključen na omrežje preko sklopne induktivnosti  $L_p'=0,3$  pu, kar pomeni, da je naprava nazivno obremenjena, kadar je na sklopni induktivnosti padec napetosti 0,3 pu (v kolikor zanemarimo ohmsko komponento impedance). V kapacitivnem področju delovanja mora tako pretvornik generirati napetost 1,3 pu na visokonapetostni strani transformatorja, oz. 1,0 pu na nizkonapetostni strani (glede na omenjeno prestavo transformatorja). Če upoštevamo še faktor pretvornika  $k_p=0,5$  (kot posledica PWM), mora enosmerna komponenta napetosti znašati 2 pu, kar bi v našem primeru pomenilo, da je referenčna vrednost enosmerne napetosti  $u_{dc}^* = 920$  V. V dejanskih obratovalnih razmerah moramo k enosmerni napetosti dodati še nekaj rezerve tako zaradi nihanj enosmerne komponente napetosti kot tudi zaradi izmenične 100 Hz komponente, ki se pojavi pri obratovanju v nesimetričnih razmerah. Kot referenčna vrednost enosmerne komponente napetosti na kondenzatorju je bila tako določena vrednost 2,5 pu, oz.  $u_{dc}^* = 1150$  V.

Vse d-q transformacije simuliranega modela so sinhronizirane na omrežno napetost na mestu priključitve kompenzatorja. Za stabilnost in dinamiko regulacijskega algoritma je zato pomembna učinkovita sinhronizacija. V simuliranih primerih je sinhronizacija izvedena preko modula PLL (phase-locked loop) iz knjižnice PSCAD-a, ki izkazuje natančno sledenje v statičnih razmerah in robustno delovanje ob dinamičnih spremembah napetosti. Za določanje enosmerne komponente signalov je uporabljena Fourierova transformacija s frekvenco 100 Hz, za filtriranje visokofrekvenčnih komponent v signalih pa so uporabljeni členi prvega reda.

Konstante PI regulatorjev so navedene v tabeli 6.4.

Regulirana veličina	Konstanta PI regulatorja	Vrednost
$i_{pd\_p}'$	$K_{pd\_p}$	750
	$K_{id\_p}$	$750 \cdot 10\pi$
$i_{pq\_p}'$	$K_{pq\_p}$	60
	$K_{iq\_p}$	$60 \cdot 10\pi$
$i_{pd\_n}', i_{pq\_n}'$	$K_{pq\_n}$	50
	$K_{iq\_n}$	$50 \cdot 10\pi$
$u_{dc}'$	$K_{pdc}$	60
	$K_{idc}$	$60 \cdot \pi$

Tabela 6.4: Proporcionalne in integralne konstante PI regulatorjev.

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

### 6.3. Rezultati simulacij delovanja natančnega modela

V nadaljevanju bodo predstavljeni rezultati simulacij delovanja natančnega modela statičnega kompenzatorja v omrežju, ki je bilo predstavljeno v prejšnjem poglavju. Simulirani bosta naslednji obratovalni situaciji:

- kompenzacija nesimetričnega bremenskega toka priključenega bremena in

- delovanje ob nesimetričnem napetostnem upadu v omrežju.

Na osnovi rezultatov simulacij bo ovrednotena učinkovitost regulacijskega algoritma, skupaj z modulacijo stikalne funkcije. Simuliran bo tudi primer, ko naprava obratuje z manjšim kondenzatorjem ( $C' = 1,0$  pu namesto  $0,5$  pu). Na koncu poglavja bo podana primerjava z delovanjem regulacijskega algoritma, ki je bil predstavljen v [44].

V simuliranih primerih so prikazani grafi veličin v d-q koordinatnem sistemu in grafi trifaznih veličin. Na grafu tokov in napetosti v d-q koordinatnem sistemu so prikazane:

- pozitivni in negativni sistem omrežne napetosti v d-q koordinatnem sistemu ( $u_{id\_p}'$ ,  $u_{iq\_p}'$ ,  $u_{id\_n}'$  in  $u_{iq\_n}'$ ),
- referenčni in regulirani tok pozitivnega sistema v d-q koordinatah ( $i_{pd\_p}'^*$ ,  $i_{pq\_p}'^*$ ,  $i_{md\_p}'$ ,  $i_{pq\_p}'$ ),
- referenčni in regulirani tok negativnega sistema v d-q koordinatah ( $i_{pd\_n}'^*$ ,  $i_{pq\_n}'^*$ ,  $i_{pd\_n}'$ ,  $i_{pq\_n}'$ ),
- referenčna in dejanska enosmerna napetost na kondenzatorju na enosmerni strani ( $u_{dc}'^*$ ,  $u_{dc}'$ ).

Ker je regulacijska zanka za tok v d osi zaključena z vrednostjo iz notranjega matematičnega modela ( $i_{md\_p}'$ ), je ta vrednost prikazana kot regulirana veličina v grafu.

Graf trifaznih napetosti in tokov prikazuje:

- fazno omrežno napetost ( $u_{iL1}'$ ,  $u_{iL2}'$ ,  $u_{iL3}'$ ),
- fazni tok kompenzatorja ( $i_{pL1}'$ ,  $i_{pL2}'$ ,  $i_{pL3}'$ ),
- fazne komponente stikalne funkcije ( $S_{L1}'$ ,  $S_{L2}'$ ,  $S_{L3}'$ ),
- referenčno in dejansko napetost na kondenzatorju na enosmerni strani ( $u_{dc}'^*$ ,  $u_{dc}'$ ).

Pri simulaciji delovanja naprave kot kompenzatorja nesimetričnega bremena so prikazane še sledeče trifazne veličine:

- fazni tok omrežja ( $i_{vL1}'$ ,  $i_{vL2}'$ ,  $i_{vL3}'$ ) in
- fazni tok bremena ( $i_{bL1}'$ ,  $i_{bL2}'$ ,  $i_{bL3}'$ ).

### 6.3.1. Kompenzacija nesimetričnega bremen

Pri simulaciji je bilo uporabljeno omrežje opisano v začetku poglavja 6.2 in je prikazano na sliki 6.8. Priključeno breme  $Z_b$  je bilo sestavljeno iz dveh vzporedno priključenih  $R-L$  bremen, t.j. iz simetričnega bremena  $Z_{b1}$  in nesimetričnega  $Z_{b2}$  (tabela 6.3). Statični kompenzator deluje kot kompenzator bremenskega toka, in sicer tako, da kompenzira jalovo komponento pozitivnega sistema toka in celoten tok negativnega sistema. Rezultat kompenzacije je, da iz omrežja proti bremenu teče simetričen tok, ki je v fazi z napetostjo na mestu priključitve. Simulirana sta bila dva primera. V prvem je uporabljena modulacija stikalne funkcije, ki zagotavlja, da generirani tokovi kompenzatorja ne vsebujejo nižjih harmonskih komponent. V drugem primeru je simuliran identičen zgled z razliko, da modulacija stikalne funkcije ni uporabljena. Kot referenčne vrednosti tokov kompenzatorja so vzete izmerjene in filtrirane vrednosti bremenskega toka v d-q koordinatnem sistemu ( $i_{bx}'$  na sliki 6.8). Referenčna vrednost enosmerne napetosti je  $2,5$  pu. Potek simulacije je v obeh primerih enak: v času  $t=0,350$  s naprava prične s kompenzacijo jalove komponente pozitivnega sistema, v času  $t=0,500$  s pa s kompenzacijo tokov negativnega sistema. Rezultati simulacij so prikazani na slikah 6.9 in 6.10 (primer z uporabo modulacije) ter na slikah 6.11 in 6.12 (primer brez modulacije).

Na sliki 6.9 vidimo, da je enosmerna napetost na kondenzatorju konstantna. Odziv tokov kompenzatorja ( $i_{pq\_p}'$ ,  $i_{pd\_n}'$  in  $i_{pq\_n}'$ ) na skočno spremembo referenčnega toka je približek funkcije prvega reda. Odziv je nekoliko slabši kot pri uporabi matematičnega modela, kar je tudi posledica razlik med notranjim matematičnim modelom naprave in natančnim modelom. Iz grafov veličin je tudi tukaj vidno, da razklopitev med tokovi ni popolna. Tako npr. ob spremembi toka pozitivnega sistema  $i_{pq\_p}'$  zanihata tudi tokova negativnega sistema  $i_{pd\_n}'$  in  $i_{pq\_n}'$ . Sklopljenost je v največji meri posledica modulacije stikalne funkcije, ki v dinamičnih razmerah ne odpravlja v celoti nizko-harmonskega popačenja na izmenični strani. Slika 6.10 prikazuje trifazne poteke napetosti, tokov ter stikalne funkcije, in sicer v času okrog  $t=0,5$  s, ko naprava prične s kompenzacijo tokov negativnega sistema. Bremenski tok je nesimetričen. Po času  $t=0,5$  s postane stikalna funkcija nesimetrična in kompenzator prične generirati nesimetričen tok. Vidimo, da po končanem prehodnem pojavu tok iz omrežja ( $i_{vL1}'$ ,  $i_{vL2}'$ ,  $i_{vL3}'$ ) postane simetričen in da je v fazi z omrežno napetostjo. Na kondenzatorju se pojavi druga harmonska komponenta napetosti. Fourierova analiza faznih tokov pretvornika pokaže, da nižjih harmonskih komponent praktično ne vsebujejo (v stacionarnih razmerah), kar kaže na učinkovitost modulacije stikalne funkcije. Tok vsebuje harmonike višjega reda, ki so posledica preklopov stikal pretvornika. Frekvenca najznačilnejše harmonske komponente je enaka dvakratniku frekvence proženja, t.j. 5100 Hz. Ta harmonska komponenta je prisotna tudi v omrežni napetosti na mestu priključitve pretvornika.

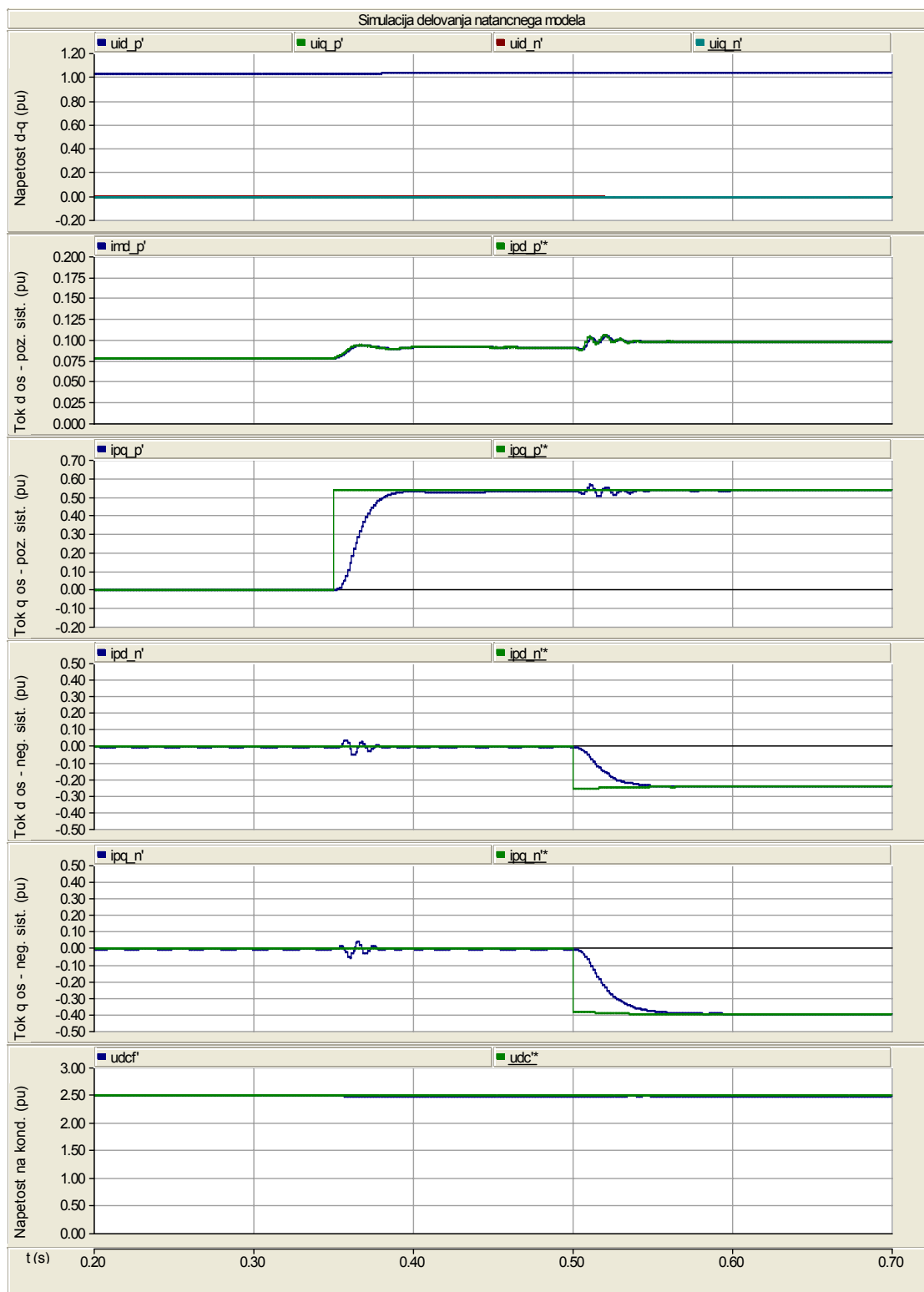
Zaključimo lahko, da je obratovanje kompenzatorja v opisanem primeru stabilno, da je dinamika naprave dobra in da kljub relativno majhnemu kondenzatorju na enosmerni strani ne pride do generacije nizkofrekvenčnih harmonskih komponent na izmenični strani. Razklopitev veličin v  $d$  in  $q$  osi tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema je učinkovita, prav tako je dobra ločitev pozitivnega in negativnega sistema tokov. Kot je bilo že ugotovljeno, tok pozitivnega sistema  $i_{pd\_p}'$  zagotavlja potrebno delovno moč za pokrivanje izgub kompenzatorja in tudi delovno moč, ki je potrebna zaradi negativnega sistema veličin. Dinamika celotnega sistema pa je v največji meri pogojena z zakasnitvijo zaradi filtriranja v merilni progi.

Rezultati simulacije brez uporabe modulacije stikalne funkcije (sliki 6.11 in 6.12) so precej podobni rezultatom ob uporabi modulacije. Obratovanje kompenzatorja tudi v takem primeru ostaja stabilno in naprava še vedno učinkovito kompenzira bremenski tok. Tok iz omrežne strani postane po začetku kompenzacije negativnega sistema toka simetričen in v fazi z omrežno napetostjo. Razlika je v slabši dinamiki v nesimetričnih razmerah (slika 6.11) in predvsem v generiranju nizkofrekvenčnih harmonskih komponent (zlasti tretje) v toku kompenzatorja (slika 6.12). Vrednosti tretje harmonske komponente toka v posameznih fazah znašajo 11,2 %, 2,9 % in 3,2 %. Rezultati kažejo, da obratovanje statičnega kompenzatorja brez modulacije stikalne funkcije v opisanem primeru ni dopustno, saj so vrednosti generiranih nižjih harmonikov previsoke. Popačenje napetosti zaradi harmonikov v toku kompenzatorja pa je odvisno predvsem od konfiguracije in parametrov omrežja. Relativne vrednosti tretje harmonske komponente toka kompenzatorja (glede na osnovno komponento) z modulacijo in brez modulacije stikalne funkcije so prikazane v tabeli 6.5.

Veličina	Tretja harmonska komponenta (%)	
	z modulacijo	brez modulacije
$i_{pL1}'$	0,9	11,2
$i_{pL2}'$	0,2	2,9
$i_{pL3}'$	0,2	3,2

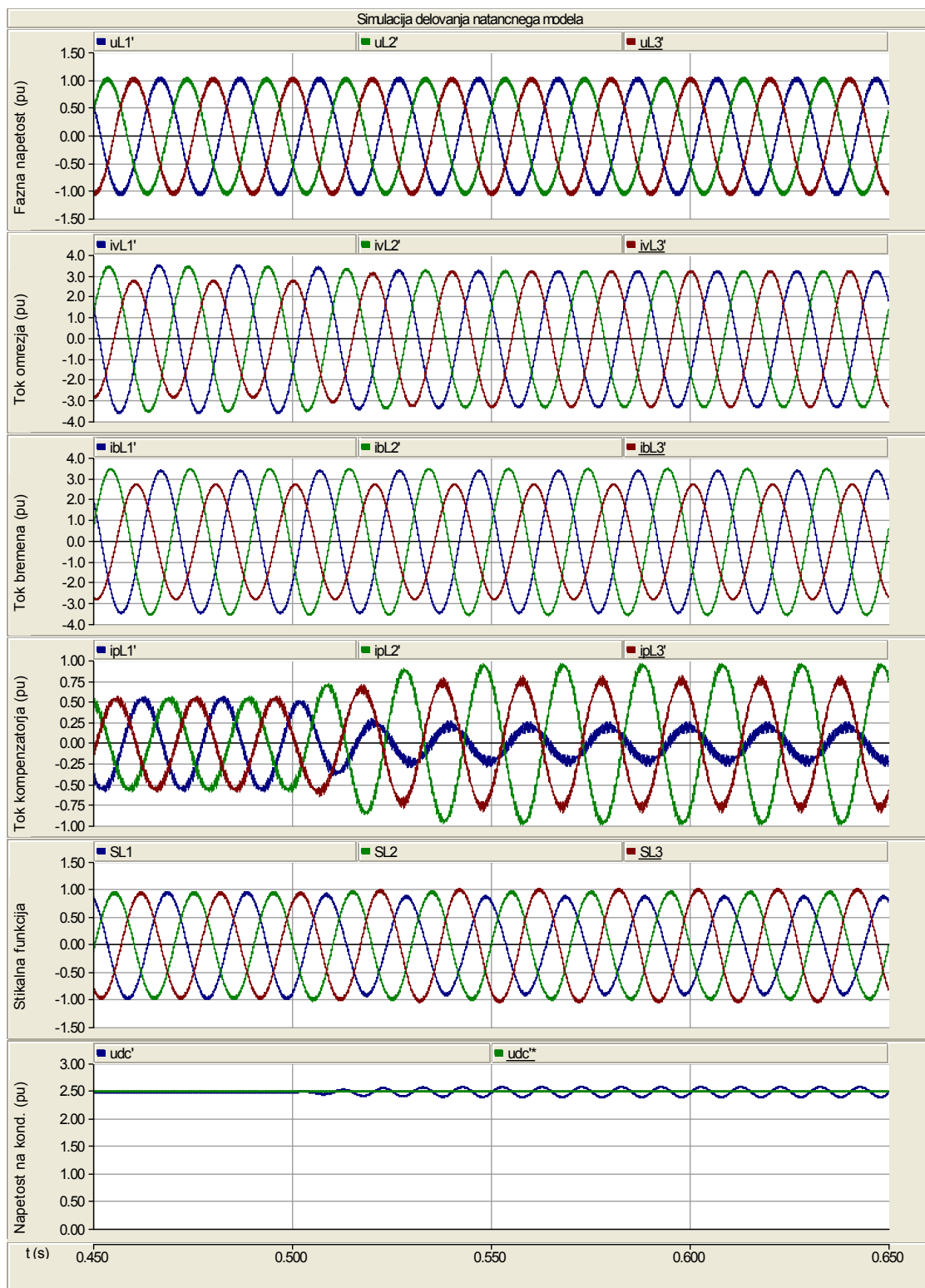
*Tabela 6.5: Tretja harmonska komponenta tokov kompenzatorja brez modulacije in z modulacijo stikalne funkcije.*

### 6.3.1.1 Kompenzacija nesimetričnega bremena z modulacijo stikalne funkcije



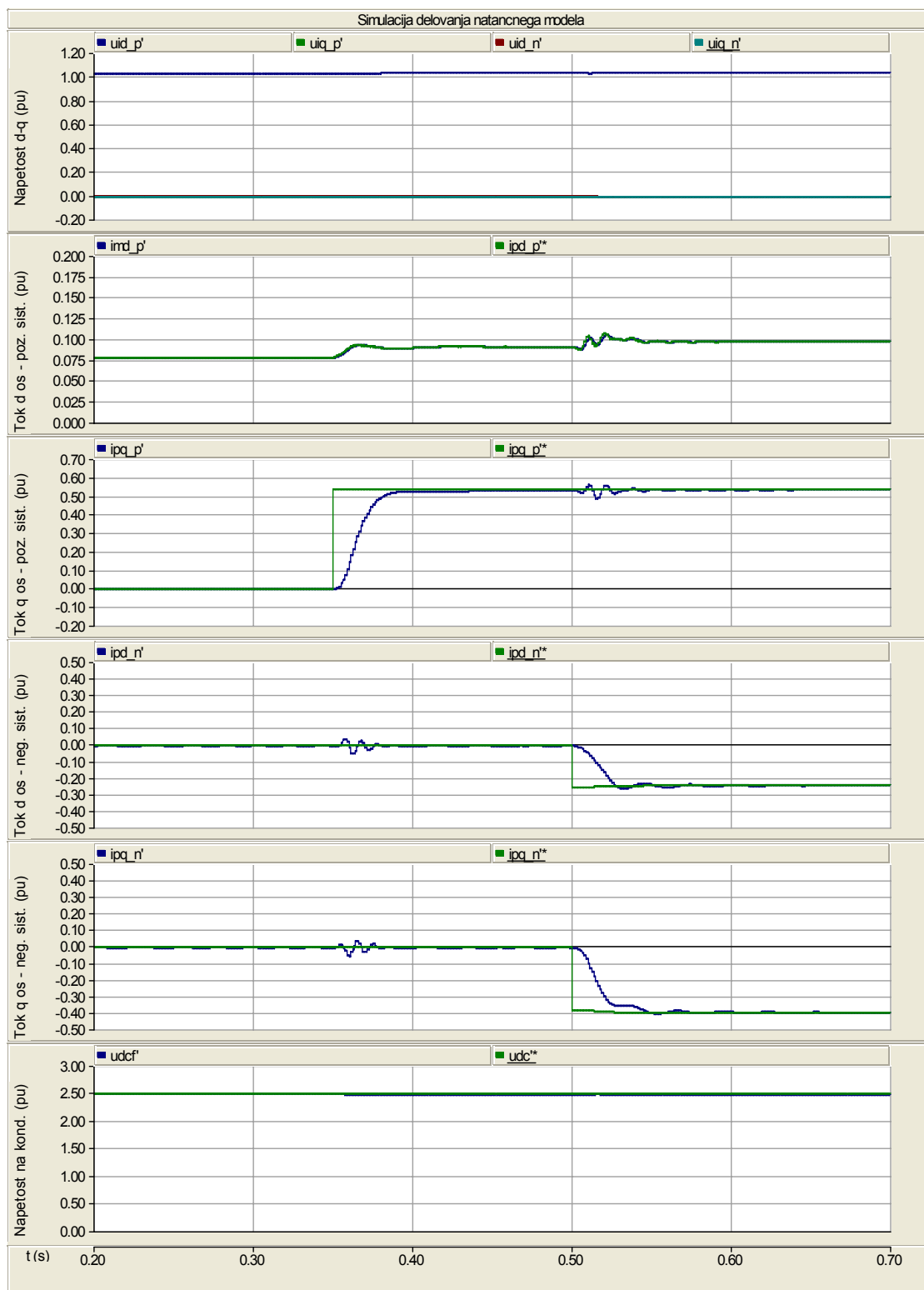
Slika 6.9: Simulacija delovanja natančnega modela – napetosti in tokovi v  $d$ - $q$  koordinatnem sistemu (z modulacijo stikalne funkcije).



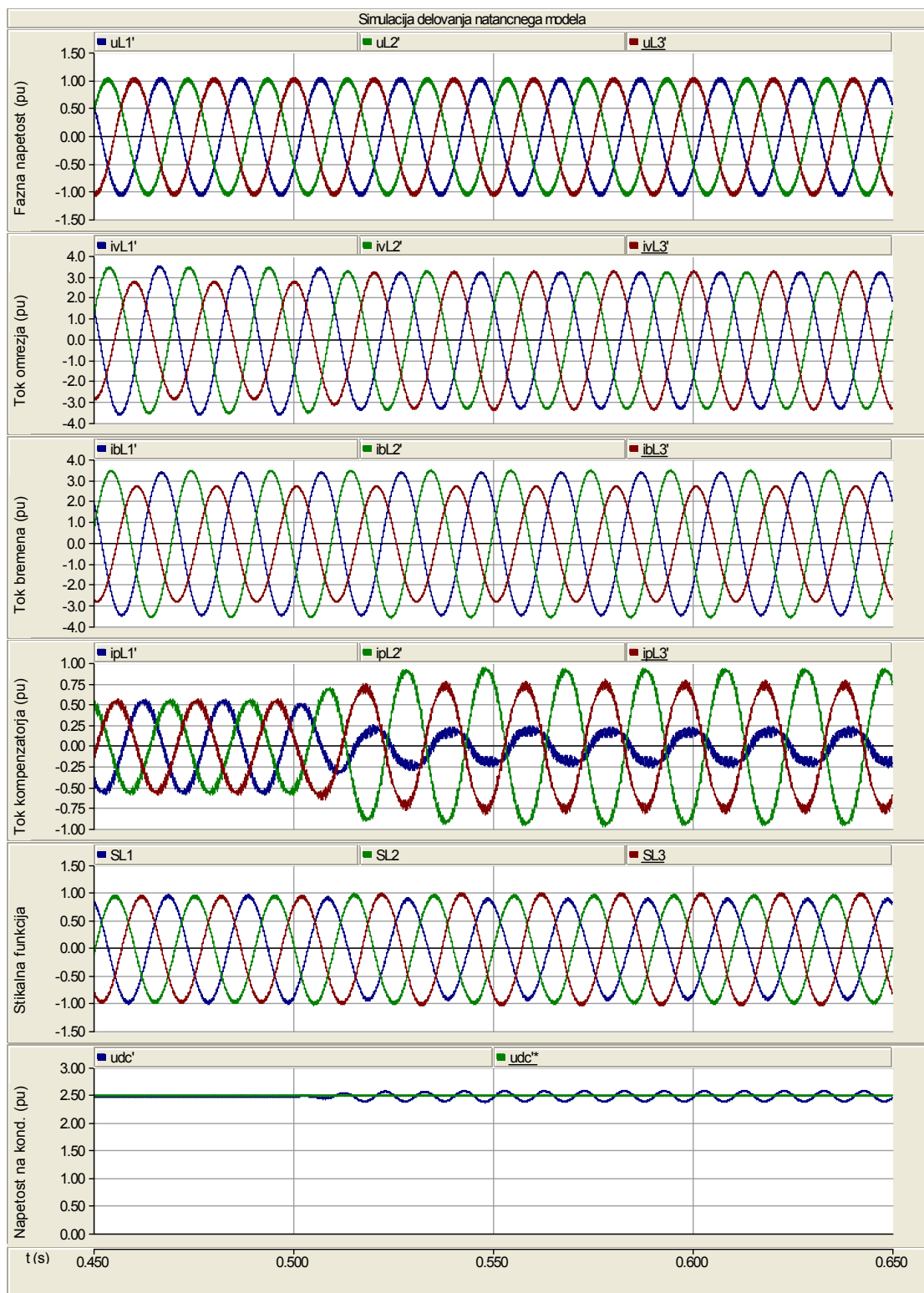


Slika 6.10: Simulacija delovanja natančnega modela – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju (z modulacijo stikalne funkcije).

### 6.3.1.2 Kompenzacija nesimetričnega bremena brez modulacije stikalne funkcije



Slika 6.11: Simulacija delovanja natančnega modela – napetosti in tokovi v  $d$ - $q$  koordinatnem sistemu (brez modulacije stikalne funkcije).



Slika 6.12: Simulacija delovanja natančnega modela – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju (brez modulacije stikalne funkcije).

### 6.3.2. Delovanje ob nesimetričnem kratkem stiku

Pri simulaciji je bilo uporabljeno omrežje, opisano v začetku poglavja 6.2 in prikazano na sliki 6.8. Priključeno breme  $Z_b$  je bilo sestavljeno samo iz simetričnega bremena  $Z_{b1}$ , nesimetrični del ( $Z_{b2}$ ) je bil izključen (tabela 6.3). V tem primeru statični kompenzator obratuje kot generator jalovega toka, ki v omrežje daje jalovo kapacitivno moč (pozitivnega sistema)  $q=1$  pu. Potek simulacije je sledeč: v času  $t=0,200$  s prične kompenzator z generiranjem jalovega toka pozitivnega sistema (1 pu), v času  $t=0,450$  pa pride v 110 kV omrežju do enofaznega upada napetosti, ko napetost upade za 0,4 pu na vrednost 0,6 pu. Tak upad je npr. posledica oddaljenega kratkega stika. Okvara je odpravljena po 200 ms, ko se napetost vrne na staro vrednost. Cilj regulacijskega algoritma je, da zagotavlja stabilno delovanje naprave tudi v času okvare, ko je napetost na priključnem mestu spremenjena in nesimetrična. Kompenzator mora še naprej generirati na izhodnih sponkah referenčni tok, tok negativnega sistema pa mora ostati na nič, da ne pride do preobremenitve pretvornika. Pri tem ne sme priti do generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov, ki so sicer posledica delovanja pri napetostni oz. tokovni nesimetriji. Simulirani so bili trije primeri, opisani v poglavjih Kratek stik I, II in III. V prvem primeru nastopi napetostni upad, ko je trenutna fazna napetost v okvarjeni fazi na 110 kV enaka temenski vrednosti, v drugem primeru pa, ko je trenutna napetost enaka nič. V tretjem primeru je simulirano enako obratovalno stanje kot v prvem primeru (upad, ko je napetost enaka temenski vrednosti), uporabljen pa je pol manjši kondenzator kot v dosedanjih primerih ( $C'=1,0$  pu namesto 0,5 pu). Referenčna vrednost toka  $i_{pq,p'}$  je 1 pu, referenčna vrednost tokov negativnega sistema pa je enaka nič. Referenčna vrednost enosmerne napetosti je 2,5 pu. Rezultati simulacij so prikazani na slikah od 6.13 do 6.21.

V poglavju 6.3.2.4 so podani še rezultati simulacije natančnega modela z regulacijskim algoritmom, ki je bil predstavljen v [44]. Omrežje, kompenzator in obratovalne razmere ostajajo enake kot v prejšnjih primerih.

V poglavju 6.3.2.1 so prikazani rezultati za napetostni upad v 110 kV omrežju, ki nastopi, ko je trenutna vrednost napetosti enaka temenski vrednosti. Rezultati so prikazani na slikah od 6.13 do 6.15. Iz rezultatov na sliki 6.13 vidimo, da napetost na kondenzatorju nekoliko zaniha. Najvišje odstopanje od referenčne vrednosti je 0,12 pu oz. približno 5 % referenčne vrednosti. Kot posledica spremembe enosmerne napetosti zaniha tudi jalov tok pozitivnega sistema in seveda delovni tok pozitivnega sistema, preko katerega se vzdržuje konstantna enosmerna napetost na kondenzatorju. Tok negativnega sistema ostane praktično na nič, oscilacije, ki nastopijo ob prehodnem pojavu, pa so posledica že omenjene nepopolne razklopitve v dinamičnih razmerah. Prehodni pojav ob nastopu, oz. ob koncu upada, traja približno 80 ms. Sliki 6.14 in 6.15 prikazujeta tokove in napetosti ob nastopu upada (slika 6.14) in ob koncu upada (slika 6.15). Sprememba amplitude toka kompenzatorja je v obeh primerih majhna, kar je predvsem posledica hitre spremembe stikalne funkcije, ki se odzove na spremembo omrežne napetosti. Najvišja amplituda toka ob prehodnem pojavu znaša nekje 1,15 pu. Na kondenzatorju se pojavi druga harmonska komponenta napetosti. Tok kompenzatorja vsebuje harmonike višjega reda, ki so posledica preklopov stikal pretvornika. Frekvenca najznačilnejše harmonske komponente je enaka dvakratniku frekvence proženja, t.j. 5100 Hz. Fourierova analiza faznih tokov pretvornika pokaže, da nižjih harmonskih komponent praktično ne vsebujejo (v stacionarnih razmerah), kar kaže na učinkovitost modulacije stikalne funkcije. Vrednost tretje harmonske komponente toka v posameznih fazah je manjša oz. enaka od 0,6 %.

V poglavju 6.3.2.2 so prikazani rezultati za napetostni upad v 110 kV omrežju, ki nastopi, ko je trenutna vrednost napetosti enaka nič. Rezultati so prikazani na slikah od 6.16 do 6.18 in so praktično enaki tistim v prejšnjem poglavju.

V poglavju 6.3.2.3 so prikazani rezultati za enake obratovalne razmere kot v poglavju 6.3.2.1, z razliko, da smo pri statičnem kompenzatorju uporabili pol manjši kondenzator na enosmerni strani ( $C'=1,0$  pu namesto 0,5 pu). Rezultati so prikazani na slikah od 6.19 do 6.21. Poteki veličin (slika 6.19) so po obliki podobni tistim pri večjem kondenzatorju, vendar so prenehajo ob prehodnem pojavu precej večji. Največji upad enosmerne komponente napetosti tako znaša 0,3 pu (12 % referenčne vrednosti), največje odstopanje jalovega toka  $i_{pq,p}'$  od referenčne vrednosti pa je 0,4 pu. Tudi oscilacije tokov negativnega sistema so precejšnje. Prehodni pojav je dobro viden tudi na slikah 6.20 in 6.21. Amplitude tokov ob upadu napetosti precej narastejo; tako npr. amplituda toka v fazi L2 doseže vrednost 1,28 pu. Kljub vsemu pa delovanje naprave ostaja stabilno in na izmenični strani praktično ne generira harmonskih komponent nižjih frekvenc. Statični kompenzator bi lahko načeloma obratoval tudi z manjšim kondenzatorjem, v kolikor bi bil napetostni pretvornik načrtovan za tokovne preobremenitve, ki nastopijo.

V poglavju 6.3.2.4 so podani rezultati simulacije statičnega kompenzatorja z regulacijskim algoritmom, predstavljenim v [44]. Simulirano omrežje, obratovalne razmere in kompenzator so enaki kot v poglavju 6.3.2.1. Rezultate prikazujejo slike od 6.22 do 6.24. Ob prehodnem pojavu napetost na enosmerni strani znatno zaniha (slika 6.22). Največji prenehaj znaša 0,4 pu, kar je približno 16 % referenčne vrednosti. Posledica spremembe enosmerne napetosti so tudi dinamične spremembe tokov. Tok  $i_{pq,p}'$  npr. ob napetostnem upadu pade na 0,5 pu, tokova negativnega sistema pa znatno zanihata. Slabša dinamika je vidna tudi iz grafov trifaznih veličin (sliki 6.23 in 6.24) – temenska vrednost toka v fazi L3 naraste do skoraj 1,7 pu, kar znatno obremeni pretvornik. Vzrok za slabšo dinamiko uporabljenega regulacijskega algoritma je predvsem v drugačnem pristopu k določanju stikalne funkcije. Stikalna funkcija se namreč v celoti izračuna v d-q koordinatnem sistemu, kar zahteva tudi filtriranje omrežne napetosti. Filtriranje je potrebno za določitev komponent pozitivnega in negativnega sistema. Zakasnitev zaradi filtriranja, ki znaša približno 10 ms, precej poslabša dinamiko regulacije v primerjavi z regulacijo, ki je predstavljena v doktorski disertaciji. Slabša dinamika stikalne funkcije ob spremembi napetosti je vidna na grafih trifaznih veličin (sliki 6.23 in 6.24). Kljub omenjenim slabostim, je delovanje regulacijskega algoritma stabilno, vsebnost harmonikov v generiranem toku pa je majhna. Vrednost tretje harmonske komponente toka v posameznih fazah je manjša od 2 %.

Relativne vrednosti tretje harmonske komponente toka kompenzatorja (glede na osnovno komponento) pri simuliranih kratkih stikih so prikazane v tabeli 6.6.

Kot smo omenili že pri opisu simuliranega sistema v poglavju 6.2, je za učinkovito delovanje regulacijskega algoritma zelo pomembna tudi izvedba sinhronizacije na omrežno napetost. Sinhronizacija je zlasti pomembna ob spremembah napetosti, ko pride do hitre dinamične spremembe faznega kota napetosti. Morebitno napako pri sinhronizaciji v dinamičnih razmerah mora korigirati regulacijski algoritem, kar lahko poslabša njegov odziv in tudi stabilnost.

Od algoritma za sinhronizacijo zahtevamo predvsem dovolj hitro sledenje spremembam faznega kota napetosti in stabilnost v dinamičnih razmerah (npr. ob napetostnih upadih), ko pride do tranzientne spremembe kota napetosti. V vseh simuliranih primerih je bil, kot že omenjeno, uporabljen element iz

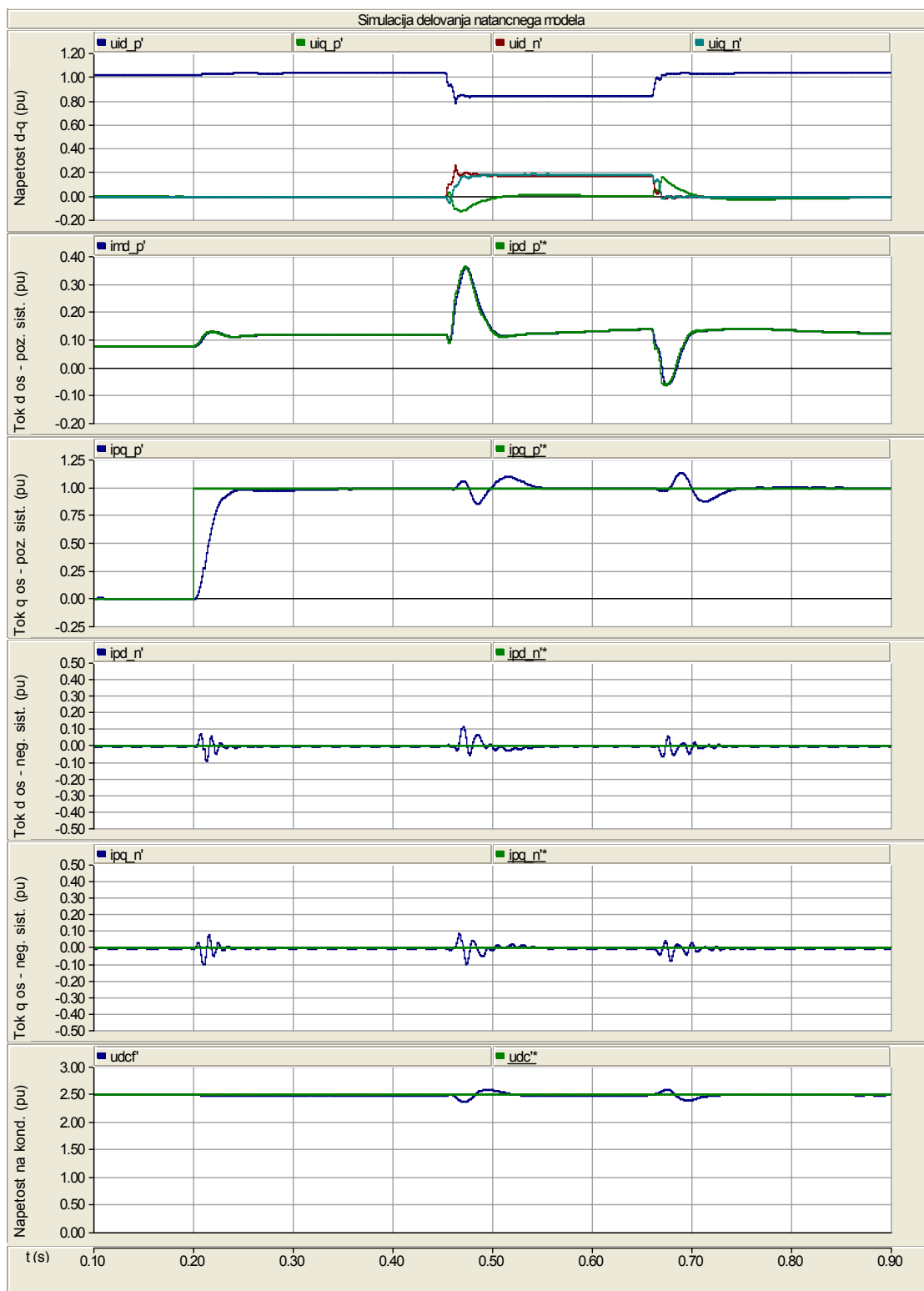
knjižnice PSCAD-a, to je PLL, ki omogoča robustno in efikasno sinhronizacijo. Delovanje sinhronizacije v dinamičnih razmerah je vidno npr. iz poteka napetosti  $u_{iq,p}'$  ob napetostni spremembi (npr. slika 6.13). Vidimo lahko, da ob nastopu in ob koncu upada napetostna komponenta  $u_{iq,p}'$  prehodno zaniha in se nato zopet ustali na vrednosti nič. V primeru idealne sinhronizacije, ki je seveda nemogoča, bi bila ta napetostna komponenta tudi v dinamičnih razmerah enaka nič. Vpliv sinhronizacije na delovanje regulacijskega algoritma v dinamičnih razmerah je težje oceniti, ker je odziv pogojen tako s samo sinhronizacijo kot tudi z delovanjem regulatorjev. V realnih aplikacijah je vsekakor pomemben algoritem, ki je uporabljen za izvedbo sinhronizacije.

Za zaključek lahko povzamemo, da je odziv naprave na relativno globok upad napetosti dober, z majhnimi pretokovi in z majhnim upadom enosmerne napetosti. Kompenzator je sposoben vzdrževati referenčni tok na izhodnih sponkah in lahko izvaja npr. napetostno podporo tudi v takih obratovalnih razmerah. Poleg tega zaradi uporabe modulacije stikalne funkcije ne pride do generiranja nižje-harmonskih komponent na izmenični strani, kljub temu, da je napetost na enosmerni strani popačena. Dobra dinamika predstavljenega regulacijskega algoritma temelji predvsem na hitrem odzivu stikalne funkcije na spremembo napetosti na priključnem mestu kompenzatorja. Sam regulacijski algoritem je namreč optimiran za regulacijo tokov, ki predstavljajo regulirane veličine. Sprememba napetosti pa vstopa v algoritem kot motnja, kar je bilo upoštevano ob načrtovanju regulacijskega algoritma. Sama omrežna napetost neposredno v regulacijski krog ne vstopa. V regulacijskih zankah posameznih tokov namreč vseskozi operiramo s padcem napetosti na sklopni impedanci, kjer omrežna napetost ni upoštevana. Vrednost omrežne napetosti se uporabi šele za končni izračun trifazne stikalne funkcije. Na ta način je odziv stikalne funkcije na spremembo napetosti skoraj trenuten. Iz izpeljave regulacijskega algoritma lahko povzamemo še naslednjo ugotovitev, ki se kaže tudi v simulacijskih rezultatih: v kolikor je želena vrednost tokov negativnega sistema enaka nič, regulatorja za d in q komponento negativnega sistema toka ne igrata nobene vloge. V takem primeru je namreč tudi željeni padec napetosti negativnega sistema na sklopni impedanci, ki predstavlja izhod iz regulatorja, enak nič. Regulatorja za tok negativnega sistema pa sta seveda potrebna, če želimo tokova negativnega sistema regulirati na vrednost, različno od nič.

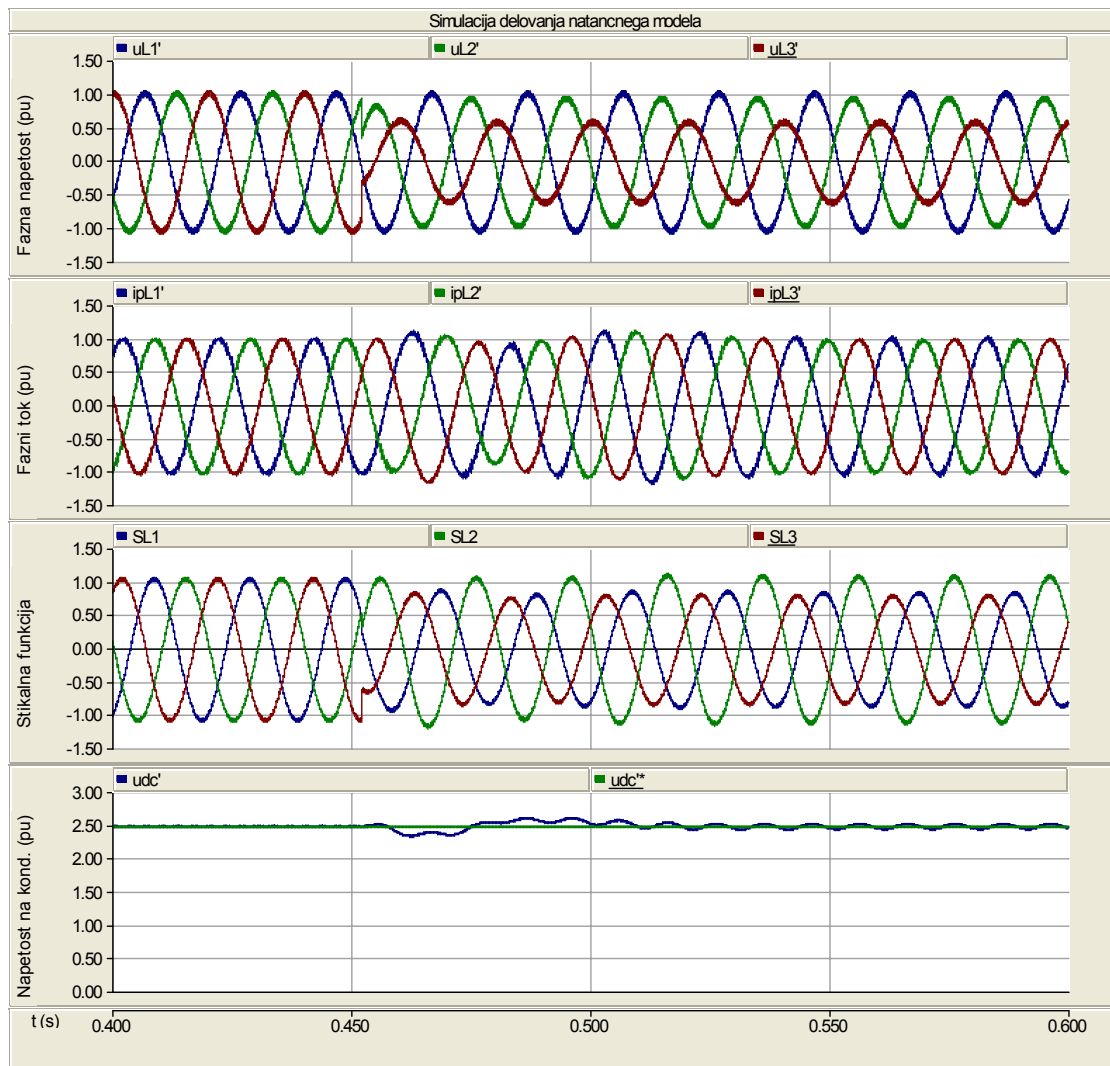
Veličina	Tretja harmonska komponenta (%)			
	Kratek stik I	Kratek stik II	Kratek stik III	Algoritem [44]
$i_{pL1}'$	0,4	0,5	0,5	1,8
$i_{pL2}'$	0,6	0,6	0,6	1,8
$i_{pL3}'$	0,4	0,4	0,5	1,1

Tabela 6.6: Tretja harmonska komponenta tokov kompenzatorja pri simuliranih kratkih stikih.

### 6.3.2.1 Kratek stik I

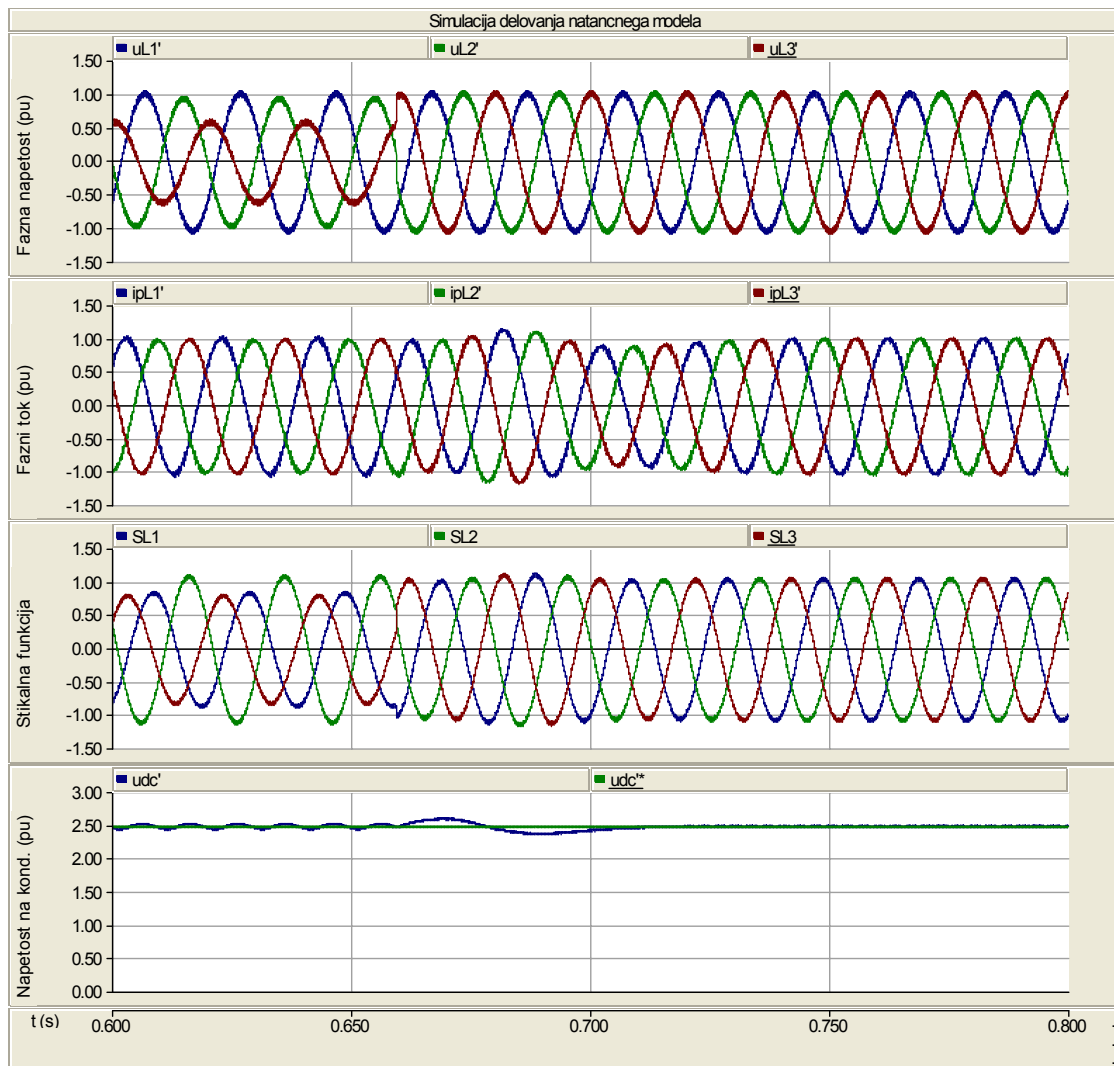


Slika 6.13: Simulacija delovanja natančnega modela – napetosti in tokovi v  $d$ - $q$  koordinatnem sistemu (kratek stik I).



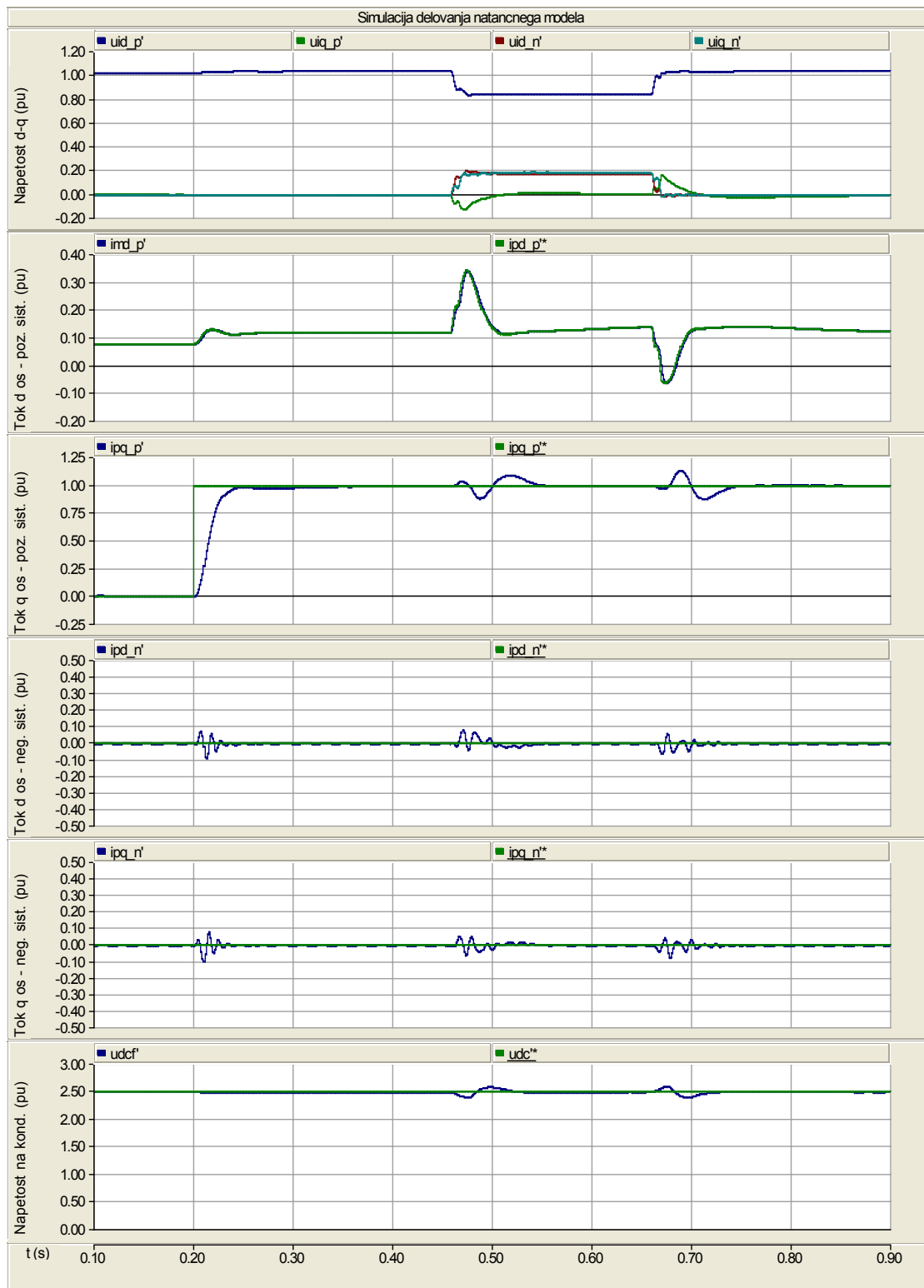
Slika 6.14: Simulacija delovanja natančnega modela – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju (kratek stik I), začetek upada.



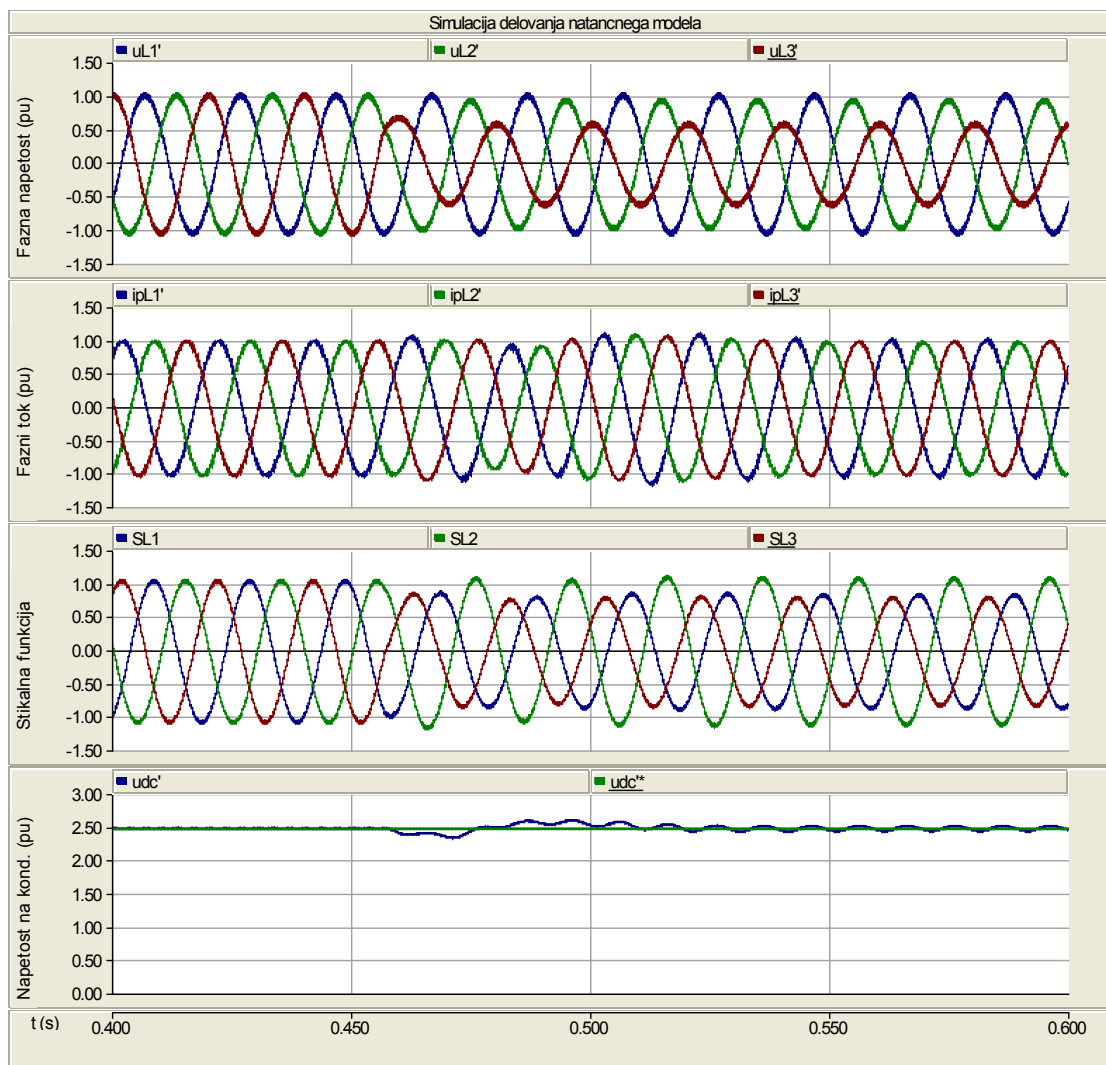


Slika 6.15: Simulacija delovanja natančnega modela – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju (kratek stik I), konec upada.

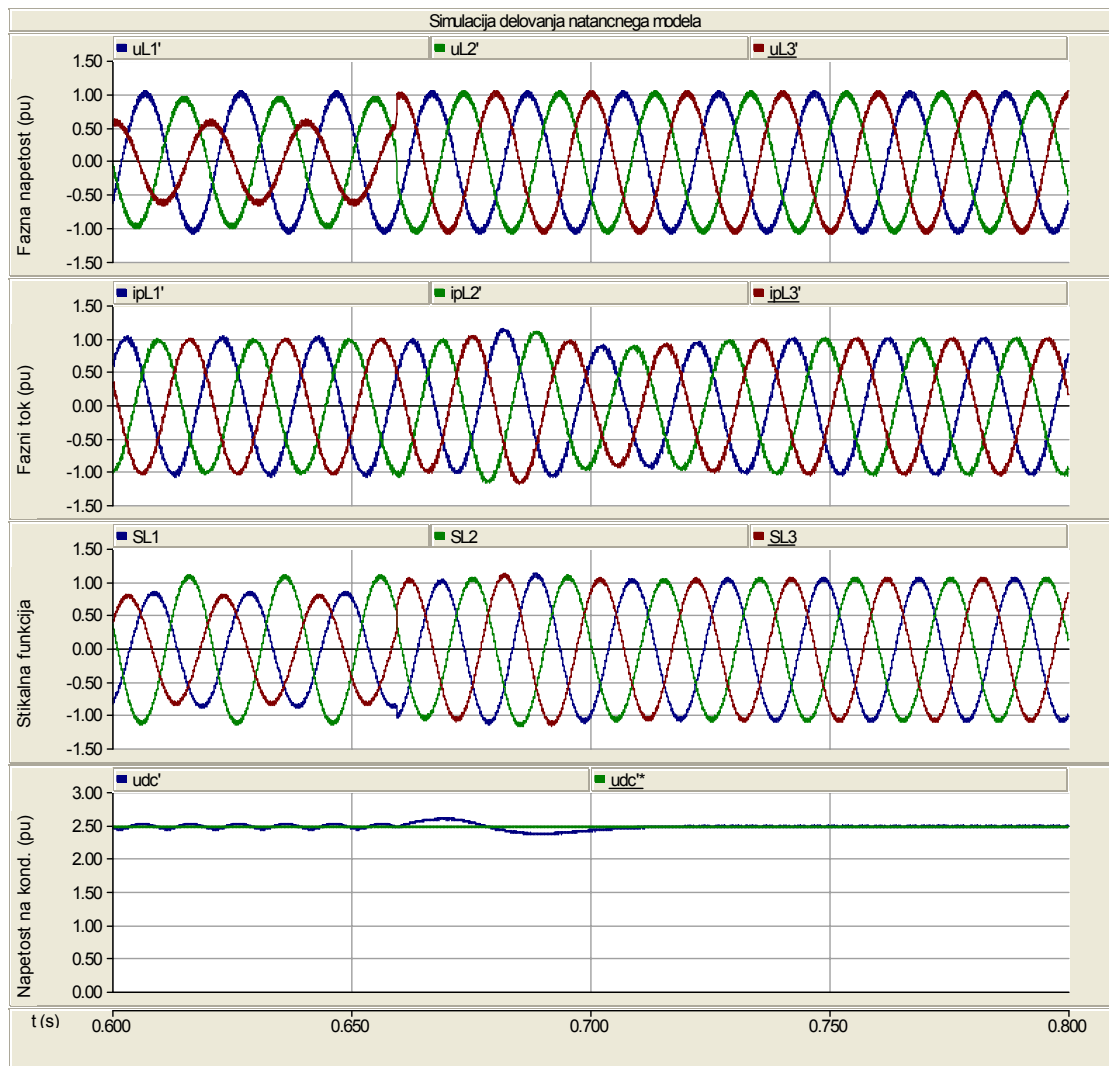
### 6.3.2.2 Kratek stik II



Slika 6.16: Simulacija delovanja natančnega modela – napetosti in tokovi v d-q koordinatnem sistemu (kratek stik II).

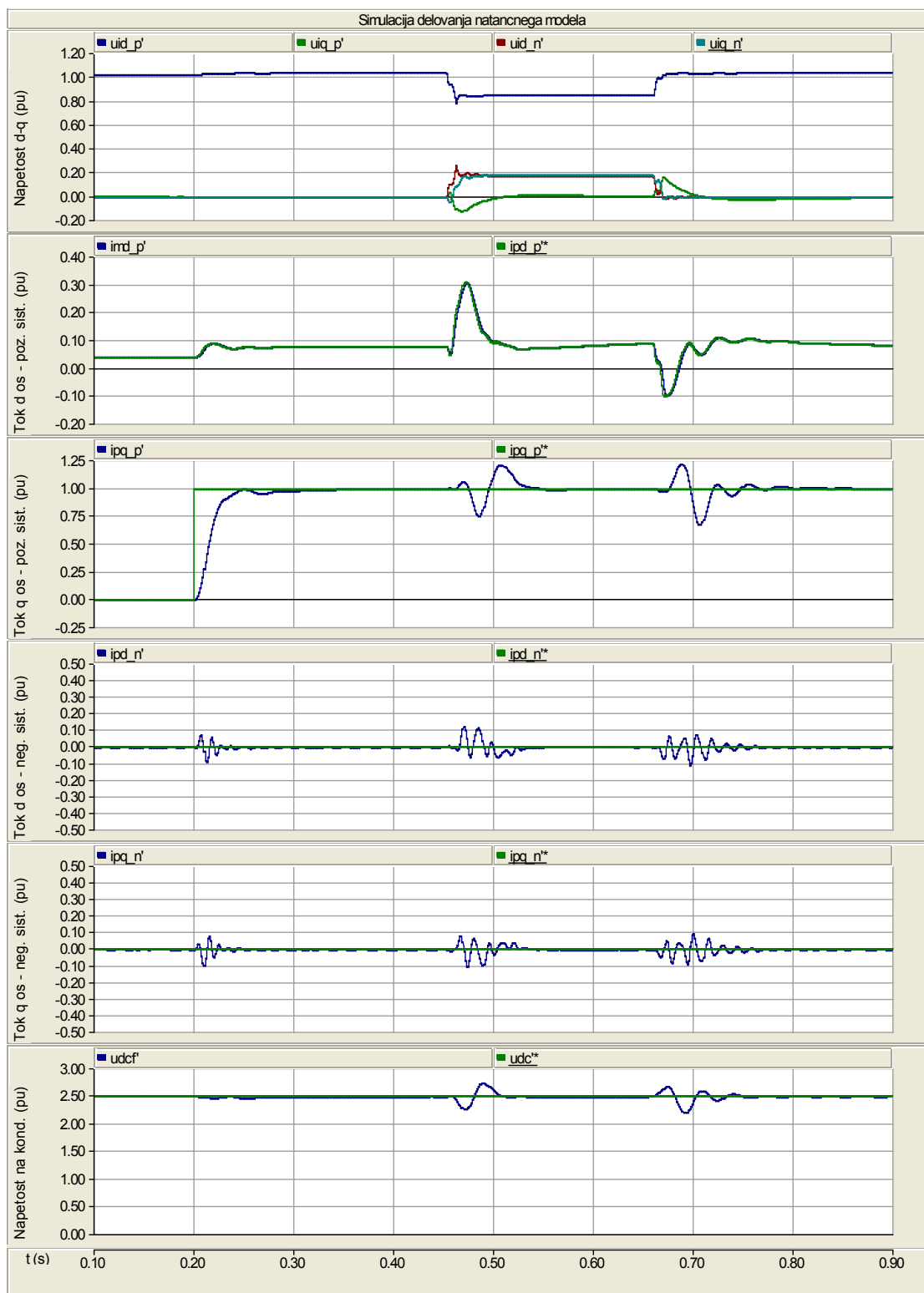


Slika 6.17: Simulacija delovanja natančnega modela – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju (kratek stik II), začetek upada.

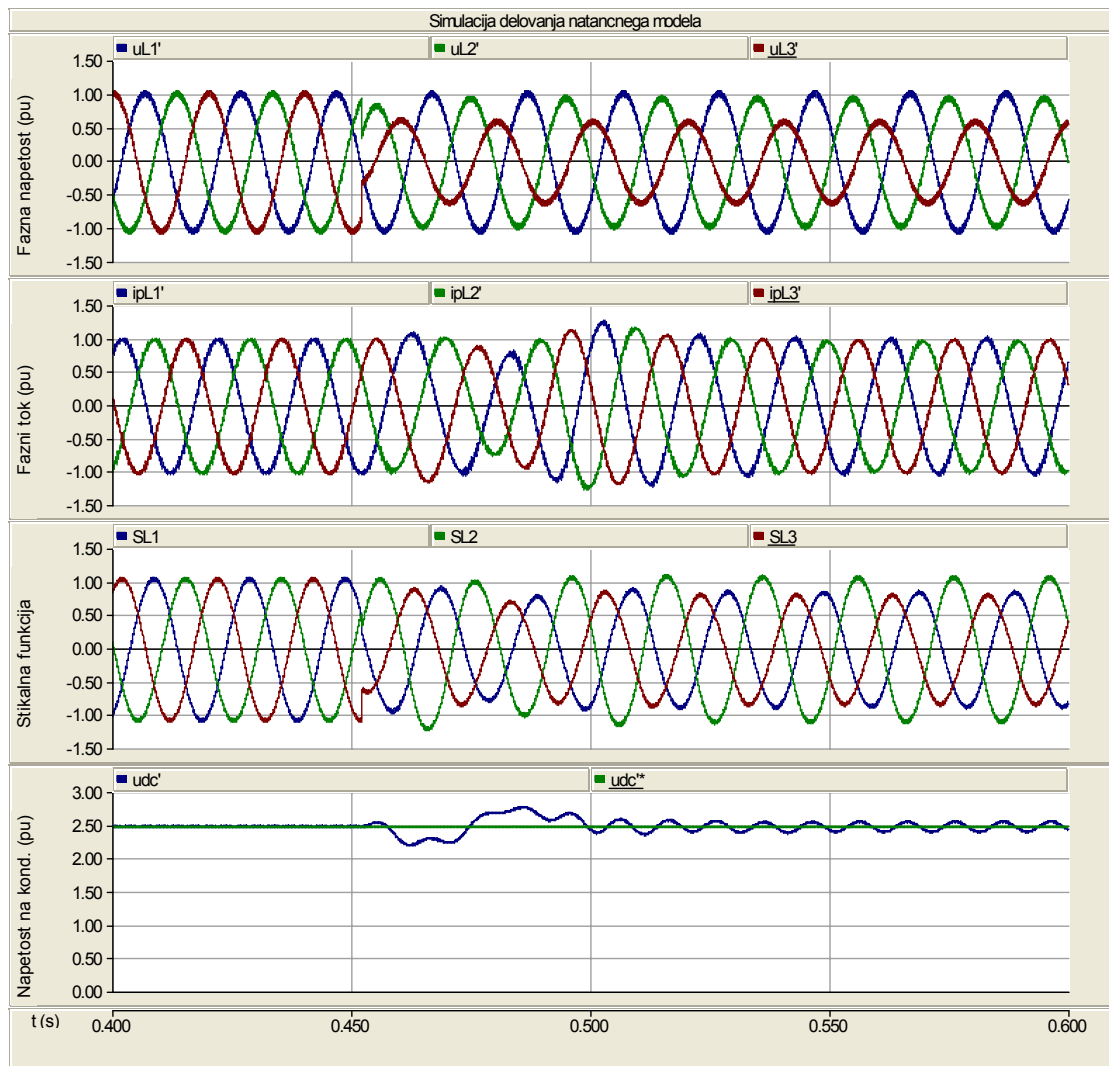


Slika 6.18: Simulacija delovanja natančnega modela – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju (kratek stik II), konec upada.

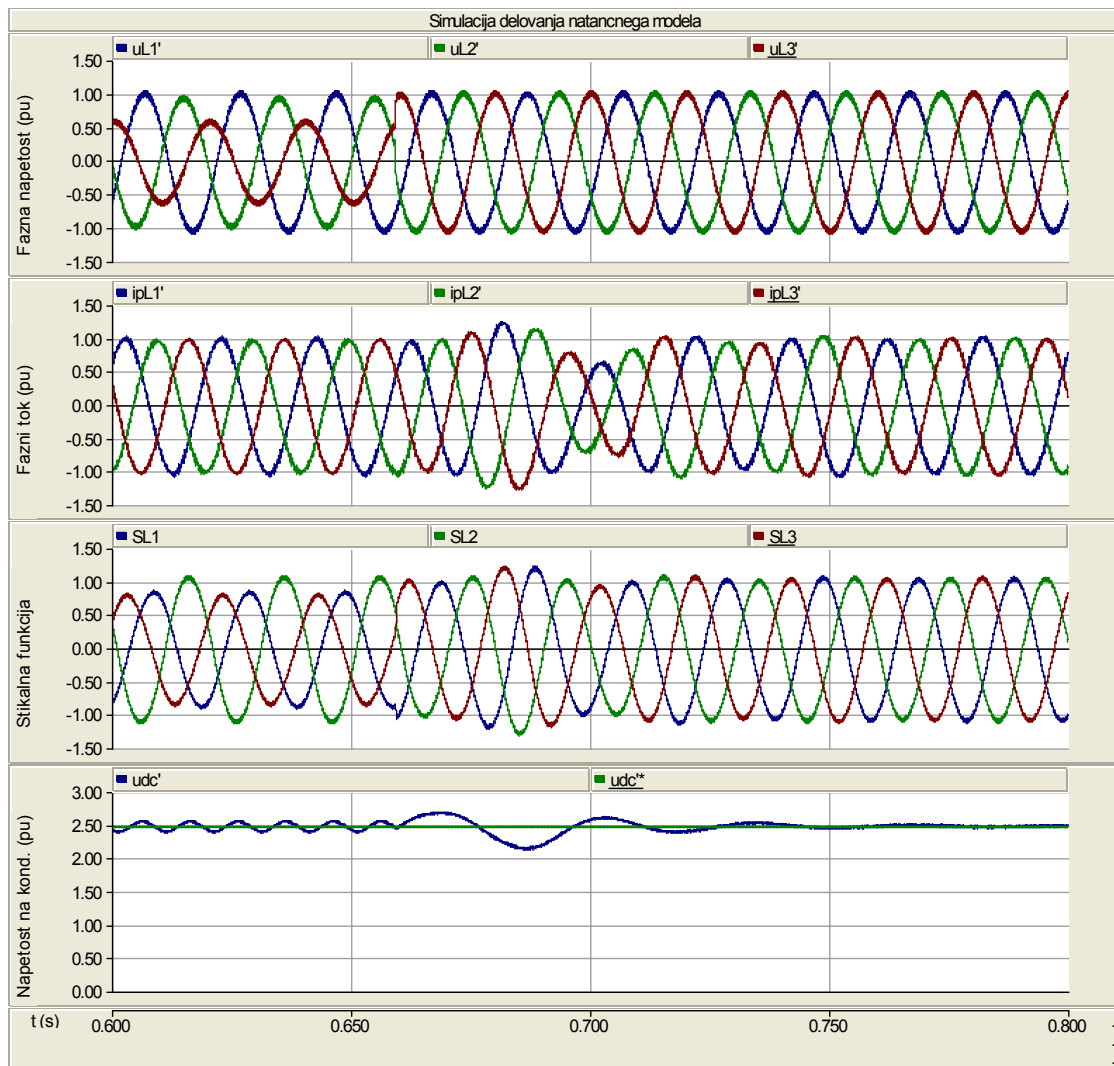
### 6.3.2.3 Kratek stik III



Slika 6.19: Simulacija delovanja natančnega modela – napetosti in tokovi v  $d$ - $q$  koordinatnem sistemu (kratek stik III).

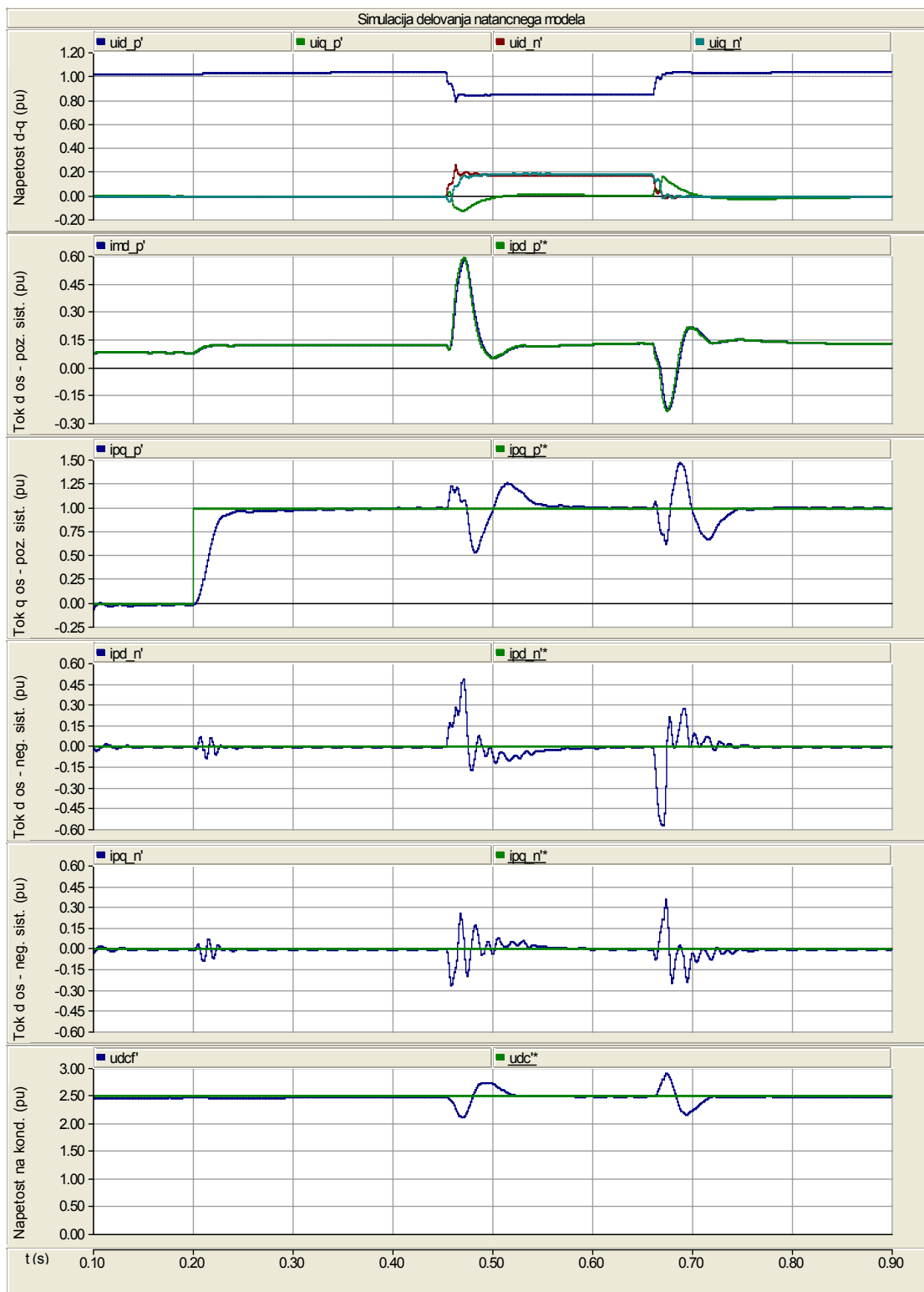


Slika 6.20: Simulacija delovanja natančnega modela – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju (kratek stik III), začetek upada.



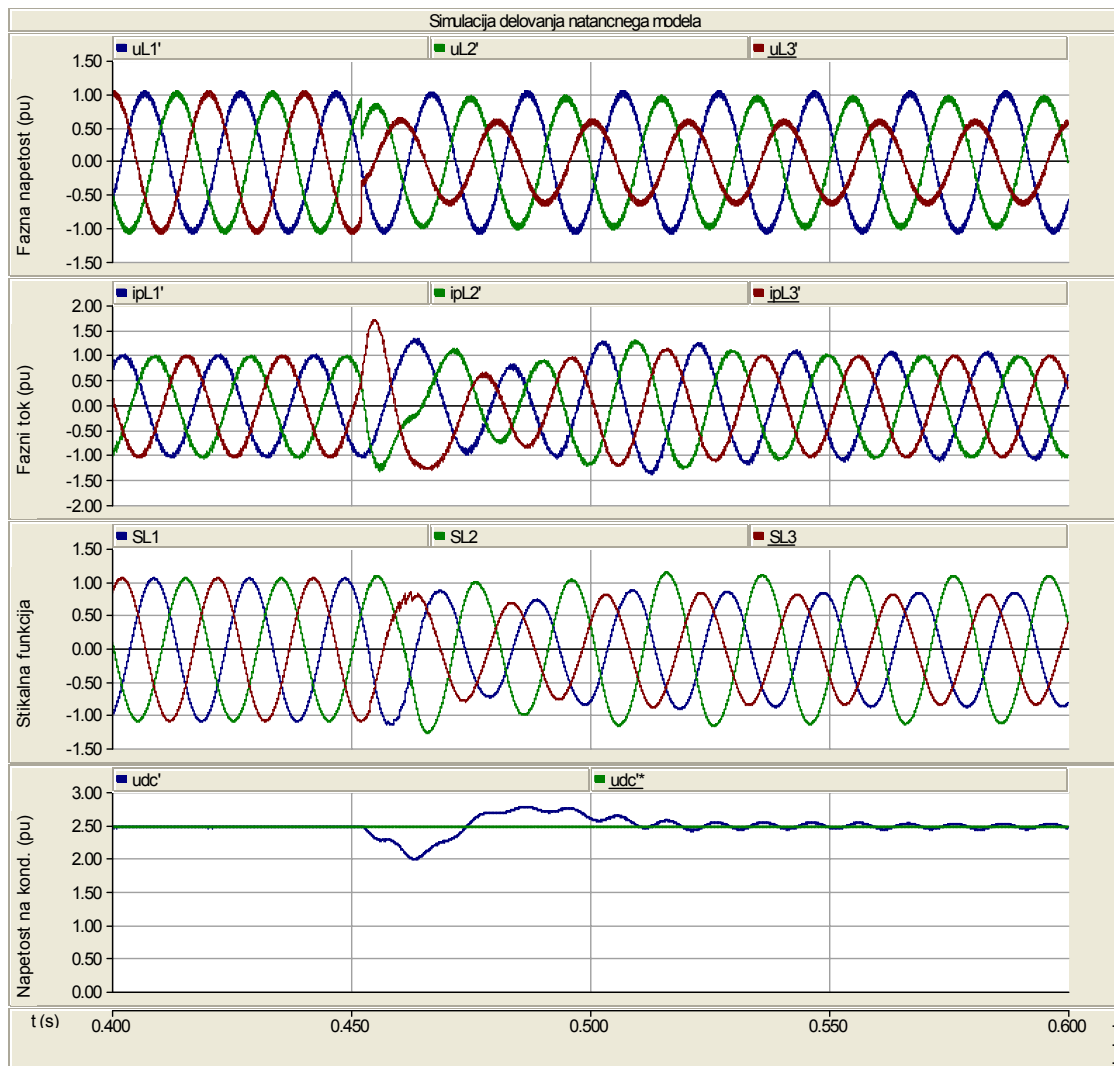
Slika 6.21: Simulacija delovanja natančnega modela – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju (kratek stik III), konec upada.

### 6.3.2.4 Primerjava z regulacijskim algoritmom iz [44]

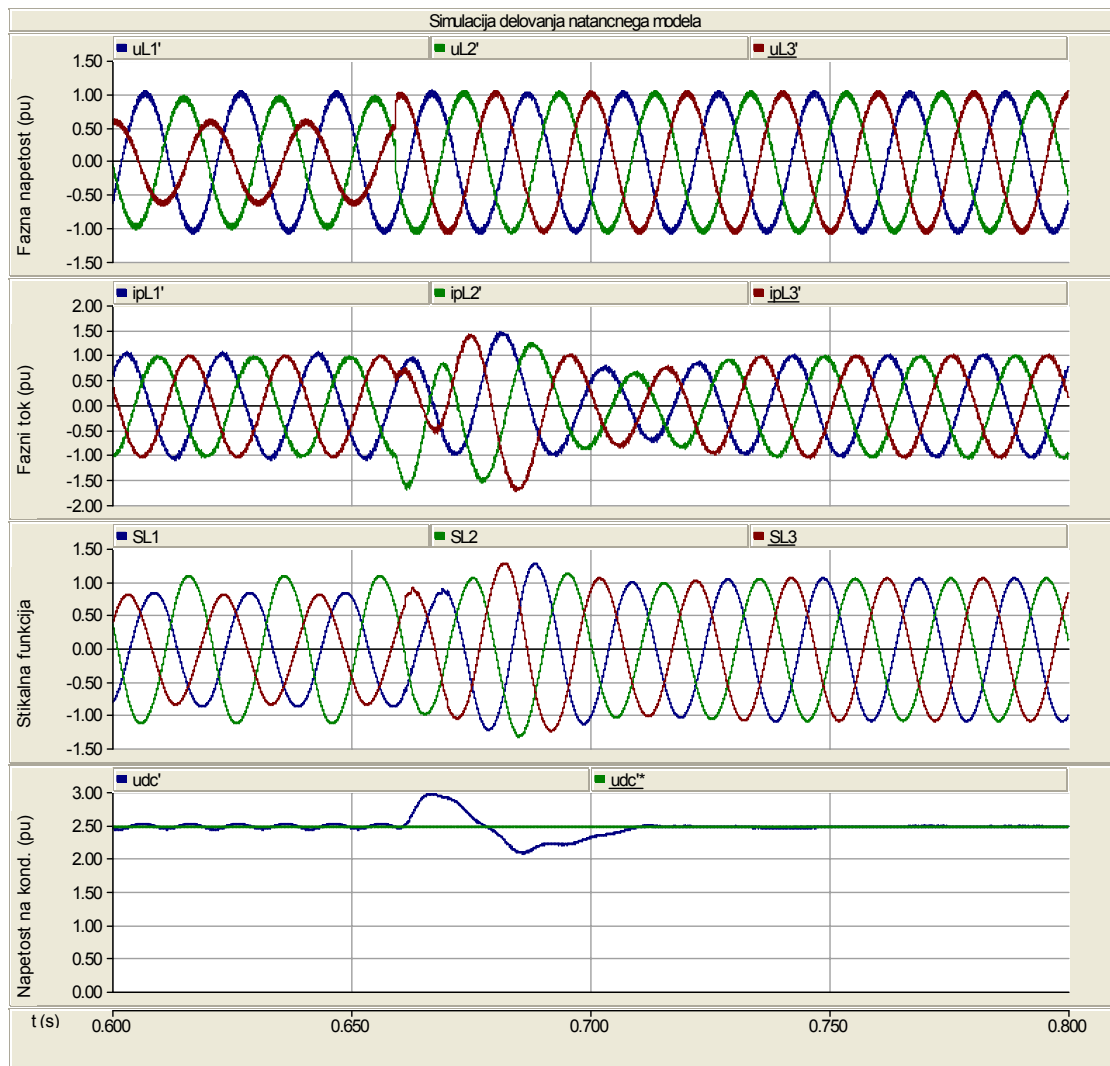


Slika 6.22: Simulacija delovanja natančnega modela [44] – napetosti in tokovi v  $d$ - $q$  koordinatnem sistemu.





Slika 6.23: Simulacija delovanja natančnega modela [44] – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju, začetek upada.



Slika 6.24: Simulacija delovanja natančnega modela [44] – trifazne napetosti in tokovi ter napetost na kondenzatorju, konec upada.

## 7. SKLEP

Osrednja tema, obravnavana v doktorski disertaciji, je obratovanje statičnega kompenzatorja (StatCom-a) pri napetostni in tokovni nesimetriji. Osrednji prispevek doktorske disertacije je razklopljen regulacijski algoritem statičnega kompenzatorja, ki napravi omogoča učinkovito obratovanje v nesimetričnih razmerah.

V prvem poglavju so bile podane splošne značilnosti paralelnega statičnega kompenzatorja. Naprava je opisana kot napetostni vir, pri katerem lahko spreminjamo frekvenco, amplitudo in fazni kot generirane napetosti. Jedro statičnega kompenzatorja tvori napetostni pretvornik, ki omogoča štirikvadrantno obratovanje. Opisane so osnovne obratovne lastnosti trifaznega pretvornika in glavne topologije, ki se uporabljajo pri napravah večjih moči. Posebej je podana stikalna funkcija, ki opisuje preklope stikalnih elementov in tvori povezavo med enosmernim in izmeničnim delom naprave.

V drugem poglavju je izpeljan trifazni matematični model statičnega kompenzatorja, ki omogoča analizo obratovanja v različnih razmerah. Simulacije delovanja naprave v stacionarnih razmerah in frekvenčna analiza pretvornika so potrdile že znano dejstvo, da se pri uporabi statičnega kompenzatorja v realnih omrežjih obratovne lastnosti naprave precej poslabšajo. V doktorski disertaciji se osredotočamo na delovanje statičnega kompenzatorja pri napetostni in tokovni nesimetriji. Nesimetrične razmere nastopijo, kadar je napetost na priključnem mestu kompenzatorja nesimetrična ali kadar naprava izmenjuje z omrežjem nesimetrične tokove.

Pri obratovanju v nesimetričnih razmerah sta bila izpostavljena dva temeljna problema: prvi je generiranje harmonikov nižjih frekvenc na izmenični strani naprave, drugi pa je nekontrolirano generiranje negativnega sistema tokov npr. ob napetostnem upadu v omrežju. Tako se lahko zgodi, da je npr. ob napetostnem upadu v omrežju, ko bi napetostno podporo statičnega kompenzatorja najbolj potrebovali, potreben izklop naprave. Glavni cilj doktorske disertacije je razvoj regulacijskega algoritma statičnega kompenzatorja, ki bi kompenzatorju omogočil delovanje tudi pri napetostni in tokovni nesimetriji.

V drugem poglavju so bile predstavljene in kritično ovrednotene rešitve, ki so najpogosteje obravnavane v literaturi. V literaturi je opisana problematika obratovanja statičnega kompenzatorja sicer obravnavana, vendar celovite rešitve problema regulacije veličin pozitivnega in negativnega sistema nismo zasledili. Večina avtorjev se osredotoča bodisi na omejevanje negativnega sistema tokov ob napetostnem upadu v omrežju bodisi na kompenzacijo nesimetričnih bremenskih tokov. Nerešeno ostaja predvsem vprašanje generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov. Večini rešitev je skupno, da se problem harmonikov rešuje s povečanjem kondenzatorja na enosmerni strani, kar poveča in podraži kompenzator.

V tretjem poglavju je bil podan predlog rešitve generiranja nizkofrekvenčnih harmonikov na izmenični strani kompenzatorja. V nasprotju s tradicionalno prakso, ki predvideva povečanje kondenzatorja in s tem znižanje harmonskih komponent v kondenzatorski napetosti, je v disertaciji uporabljena modulacija stikalne funkcije. Kompenzator torej obratuje s popačeno napetostjo na enosmerni strani, kar kompenziramo z ustrezno modulacijo stikalne funkcije. Tak pristop prepreči

generiranje nizkofrekvenčnih harmonskih komponent na izmenični strani in obenem omogoča uporabo relativno majhnega kondenzatorja. Veljavnost metode je preizkušena s simulacijo.

V četrtem poglavju je izpeljan matematični model statičnega kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu za obratovanje pri napetostni in tokovni nesimetriji. Izpeljan matematični model predstavlja osnovo za kasnejšo izpeljavo regulacijskega algoritma. Ob uporabi modulacije stikalne funkcije je kompenzator v nesimetričnih razmerah opisan s tremi sklopi enačb: opisom pozitivnega sistema, opisom negativnega sistema in opisom skupnega enosmerne vezja. Pri tem je še pomembno, da smo iz modela lahko izpustili harmonske komponente, ki nastopijo na enosmerni strani, saj zaradi modulacije stikalne funkcije ne vplivajo na generiranje napetosti na izmenični strani. Modulacija stikalne funkcije je torej ključna za izpeljavo matematičnega modela.

V četrtem poglavju je bilo opisanih tudi nekaj možnih metod za določevanje simetričnih komponent v pravokotnem koordinatnem sistemu. Izkaže se, da vsaka od obravnavanih metod doprinese določeno časovno zakasnitev transformiranega signala. Poleg same zakasnitve so bile metode primerjane tudi glede na odziv v nestacionarnih razmerah in glede na to, kako se pretvorba obnese pri harmonsko popačenih signalih. Posamezne transformacije so bile najprej obravnavane analitično, nato pa so bile pridobljene ugotovitve preizkušene še na numeričnem zgledu. Na osnovi analitičnih izpeljav in rezultatov numeričnih izračunov smo zaključili, da je za določanje simetričnih komponent signala najprimernejša metoda, ki temelji na transformaciji trifaznega signala v d-q koordinatni sistem in filtriranju druge harmonske komponente, ki se pojavi kot posledica nesimetričnega signala. Metoda sicer doprinese 10 ms zakasnitev v nestacionarnih razmerah, a ob tem daje korekten in harmonsko nepopačen rezultat tudi, kadar so v izvornem signalu prisotni harmoniki tretjega reda ali višji. Je tudi edina izmed obravnavanih metod, pri kateri je odvod rezultata v nestacionarnih razmerah zvezen.

V petem poglavju je izpeljan regulacijski algoritem za obratovanje statičnega kompenzatorja pri tokovni in napetostni nesimetriji v omrežju. Izpeljani algoritem omogoča neodvisno regulacijo pozitivnega in negativnega sistema tokov in razklopitev tokov v d in q osi tako pozitivnega kot tudi negativnega sistema toka. Zaradi uporabe modulacije stikalne funkcije je možna uporaba relativno majhnega kondenzatorja na enosmerni strani pretvornika brez generiranja harmonikov nizke frekvence na izmenični strani. V poglavju je bila obravnavana tudi problematika zakasnitve merjenih veličin (tokov, napetosti) zaradi filtriranja v merilni progi, kar znatno vpliva na dinamiko samega regulatorja. Kot rešitev je bil uporabljen interni matematični model, ki predstavlja aproksimacijo dejanskega sistema. Posebna pozornost pri načrtovanju regulacije je bila posvečena odzivu naprave na napetostne upade. Regulirane veličine statičnega kompenzatorja so namreč tokovi in enosmerna napetost, sprememba omrežne napetosti pa predstavlja motnjo, ki ima lahko precejšen vpliv na delovanje naprave. V izpeljanem algoritmu omrežna napetost neposredno vpliva na stikalno funkcijo, kar prinese hiter odziv naprave na napetostne spremembe. Delovanje regulacijskega algoritma je bilo preverjeno s simulacijami matematičnega modela naprave.

V šestem poglavju je bilo delovanje regulacijskega sistema preverjeno na natančnem modelu naprave, ki temelji na modeliranju napetostnega pretvornika z modeli polprevodniških stikal, proženih z ustreznim algoritmom generiranja prožilnih pulzov. V začetku poglavja je bilo 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. Simulirani sta bili naslednji obratovalni situaciji kompenzatorja:

- kompenzacija nesimetričnega bremenskega toka in
- delovanje ob nesimetričnem napetostnem upadu v omrežju.

Rezultati simulacij so pokazali, da je v vseh simuliranih primerih obratovanje kompenzatorja stabilno, da je dinamika naprave dobra in da kljub relativno majhnemu kondenzatorju na enosmerni strani ne pride do generacije nizkofrekvenčnih harmonskih komponent na izmenični strani. Tudi odziv naprave na relativno globok upad napetosti je dober, z majhnimi pretokovi in z majhnim upadom enosmerne napetosti. Pri tem je kompenzator sposoben vzdrževati referenčni tok na izhodnih sponkah in lahko izvaja npr. napetostno podporo tudi v takih obratovalnih razmerah. Dobra dinamika regulacijskega algoritma na upad napetosti temelji predvsem na hitrem odzivu stikalne funkcije na spremembo napetosti na priključnem mestu kompenzatorja. Sama omrežna napetost namreč neposredno v regulacijski krog ne vstopa. V regulacijskih zankah posameznih tokov vseskozi operiramo s padcem napetosti na sklopni impedanci, kjer omrežna napetost ni upoštevana. Vrednost omrežne napetosti se uporabi šele za končni izračun trifazne stikalne funkcije. Na ta način je odziv stikalne funkcije na spremembo napetosti hiter.



## Prispevki doktorske disertacije k znanosti

Osrednji prispevek doktorske disertacije je regulacijski algoritem statičnega kompenzatorja, s katerim lahko ločeno reguliramo pozitivni in negativni sistem tokov in ki obenem preprečuje generiranje nizkofrekvenčnih harmonikov na izmenični strani.

Glavne prispevke doktorske disertacije lahko strnemo v naslednje točke:

- razvoj algoritma kompenzacije stikalne funkcije, ki preprečuje generiranje nizkofrekvenčnih harmonikov na izmenični strani statičnega kompenzatorja,
- izpeljava matematičnega modela statičnega kompenzatorja v rotirajočem koordinatnem sistemu za obratovanje v nesimetričnih razmerah ob upoštevanju kompenzacije stikalne funkcije,
- razvoj regulacijskega algoritma statičnega kompenzatorja za obratovanje v nesimetričnih razmerah in
- predlog metode določitve simetričnih komponent signala osnovne frekvence v stacionarnih in nestacionarnih razmerah.





## Izjava o avtorstvu doktorske disertacije

Podpisani Boštjan Blažič, rojen 28.5.1975 v Šempetru pri Novi Gorici, izjavljam, da sem doktorsko disertacijo z naslovom 'Obratovanje statičnega kompenzatorja pri napetostni in tokovni nesimetriji v omrežju' izdelal sam, pod mentorstvom prof. dr. Igorja Papiča. Pomoč drugih sodelavcev sem v celoti navedel v zahvali.

Boštjan Blažič



## LITERATURA

- [1] Hingorani N.G., Gyugyi L.: Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems, *IEEE Press*, New York, 2000.
- [2] Song Y. H., Johns A. T.: Flexible ac Transmission Systems (FACTS), *IEE*, London, 1999.
- [3] 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.
- [4] Ghosh A., Ledvich G.: Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices, *Kluwer Academic Publishers*, USA, 2002.
- [5] IEEE P1409 Distribution Custom Power Task Force: Custom Power Technology Development, May 2000.
- [6] Papič I.: Modeliranje in digitalna simulacija delovanja statičnega kompenzatorja, magistrska naloga, *Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Univerza v Ljubljani*, 1995.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] Holtz J.: Pulse-width Modulation for Electronic Power Conversion, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, No. 8, pp. 1194-1214, August 1994.
- [10] 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.
- [11] Gole A. M.: Steady State Frequency Response of STATCOM, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 16, No. 1, pp. 18-23, January 2001.
- [12] Ekstrom A.: General Analysis of Harmonic Transfer Through Converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 2, pp. 287-293, March 1997.
- [13] 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.
- [14] Papič I.: Univerzalna naprava za spreminjanje pretokov moči v elektroenergetskih omrežjih, doktorska disertacija, *Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Univerza v Ljubljani*, 1998.
- [15] 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.

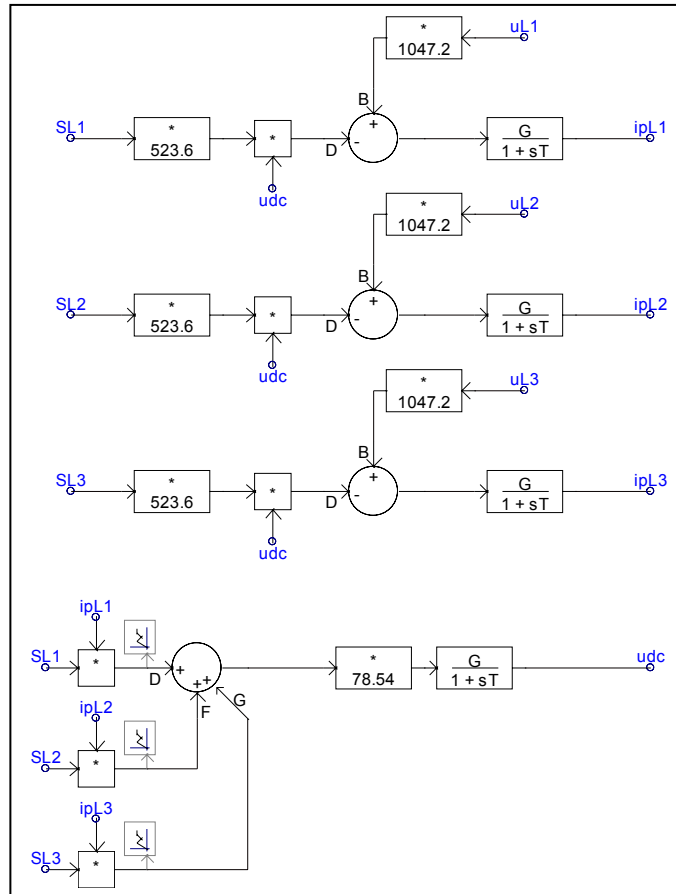
- [16] Žunko P., et al.: Baterijsko-akumulacijski sistem v električnih omrežjih kot sistem za pokrivanje koničnih obremenitev, raziskovalno-razvojni projekt, *KEESN, Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo*, Ljubljana, januar 1994.
- [17] Papič I., Gole A.: Steady State Frequency Response of the Unified Power Flow Controller, *članek*.
- [18] Papič I., Žunko P.: UPFC converter-level control system using internally calculated system quantities for decoupling, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, No. 25, pp. 667-675, 2003.
- [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] 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.
- [22] 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.
- [23] Soto D., Green T.: A Comparison of High-Power Converter Topologies for the Implementation of FACTS Controllers, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 5, pp. 1072-1079, October 2002.
- [24] Cavaliere C. A. C., et. al.: Multi-pulse StatCom Operation Under Unbalanced Voltages, *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002 IEEE*, Vol. 1, pp. 567 - 572, 27-31 Jan. 2002.
- [25] 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.
- [26] Jiang Y., Ekstrom A.: Applying PWM to control overcurrents at unbalanced faults of forced-commutated VSC's used as static var compensators, *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 12, No. 1, pp. 273-278, Jan. 1997.
- [27] Sonnenmoser A., Lehn P. W.: Line current balancing with a unified power flow controller, *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 14, No. 3, pp. 1151-1157, Jul. 1999.
- [28] 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.
- [29] 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.

- [30] Chandra A., et. al.: An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power-factor correction and balancing of nonlinear loads, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, No. 3, pp. 495-507, May. 2000.
- [31] Lin B., Lee Y.: Three-Phase Power Quality Compensator Under the Unbalanced Sources and Nonlinear Loads, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 5, pp. 1009-1017, October 2004.
- [32] Verdelho P.: Marques G. D., An active power filter and unbalanced current compensator, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 3, pp. 321-328, Jun. 1997.
- [33] Escobar G., et. al.: An Adaptive Controller in Stationary Reference Frame for D-StatCom Unbalanced Operation, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 2, pp. 401-409, Apr. 2004.
- [34] Bhavaraju V. B., Enjeti P. N.: Analysis and Design of an Active Power Filter for Balancing Unbalanced Loads, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, pp. 640-647, October 1993.
- [35] Ahn S., Hyun D.: New Control Scheme of Three-Phase PWM AC/DC Converter Without Phase Angle Detection Under the Unbalanced Input Voltage Conditions, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 616-622, September 2002.
- [36] Rioual P., Pouliquen H., Louis J.. Regulation of a PWM Rectifier in the Unbalanced Network State Using a Generalized Model, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, No. 3, pp. 495-502, May 1996.
- [37] 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.
- [38] 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.
- [39] Song H., Nam K.: Dual Current Control Scheme for PWM Converter Under Unbalanced Input Voltage Conditions, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 5, pp. 953-959, October 1999.
- [40] 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.
- [41] Paap G. C.: Symmetrical Components in the Time Domain and Their Applications to Power Network Calculations, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 15, pp. 522-528, May 2000.
- [42] Alammari R. A., et. al.: Two Digital Filtering Algorithms for Fast Estimation of Symmetrical Components in a Power System: a Static Estimation Approach, *Electric Power System Research*, vol. 66, str. 133-137, 2003.

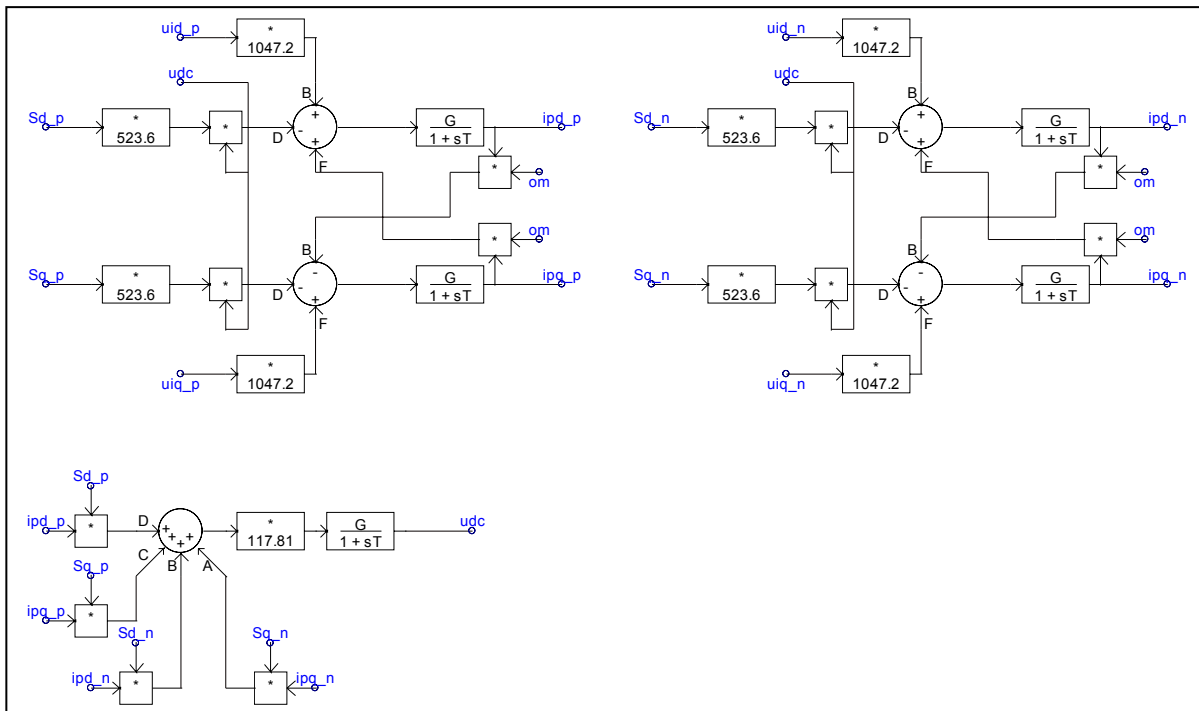
- [43] Liang Y.: A New Time Domain Positive and Negative Sequence Component Decomposition Algorithm, *Power Engineering Society General Meeting*, IEEE, vol 3, str. 1638-1643, 13-17 July 2003.
- [44] Blažič B.: Obratovanje statičnega kompenzatorja v nesimetričnih razmerah, magistrska naloga, *Fakulteta za elektrotehniko in računalništvo, Univerza v Ljubljani*, 2003.
- [45] Blažič B., Papič I.: A new mathematical model and control of D-StatCom for operation under unbalanced conditions, *Electric Power System Research*, vol. 72, no. 3, str. 279-287, dec. 2004.
- [46] PSCAD User's Guide, Manitoba HVDC Research Centre, 2001.
- [47] EMTDC User's Guide, Manitoba HVDC Research Centre, 2001.
- [48] 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.
- [49] 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.

## PRILOGE

Na slikah, ki sledijo, bodo prikazane sheme, ki so bile uporabljene v PSCAD-u za simulacijo delovanja regulacijskega algoritma statičnega kompenzatorja.

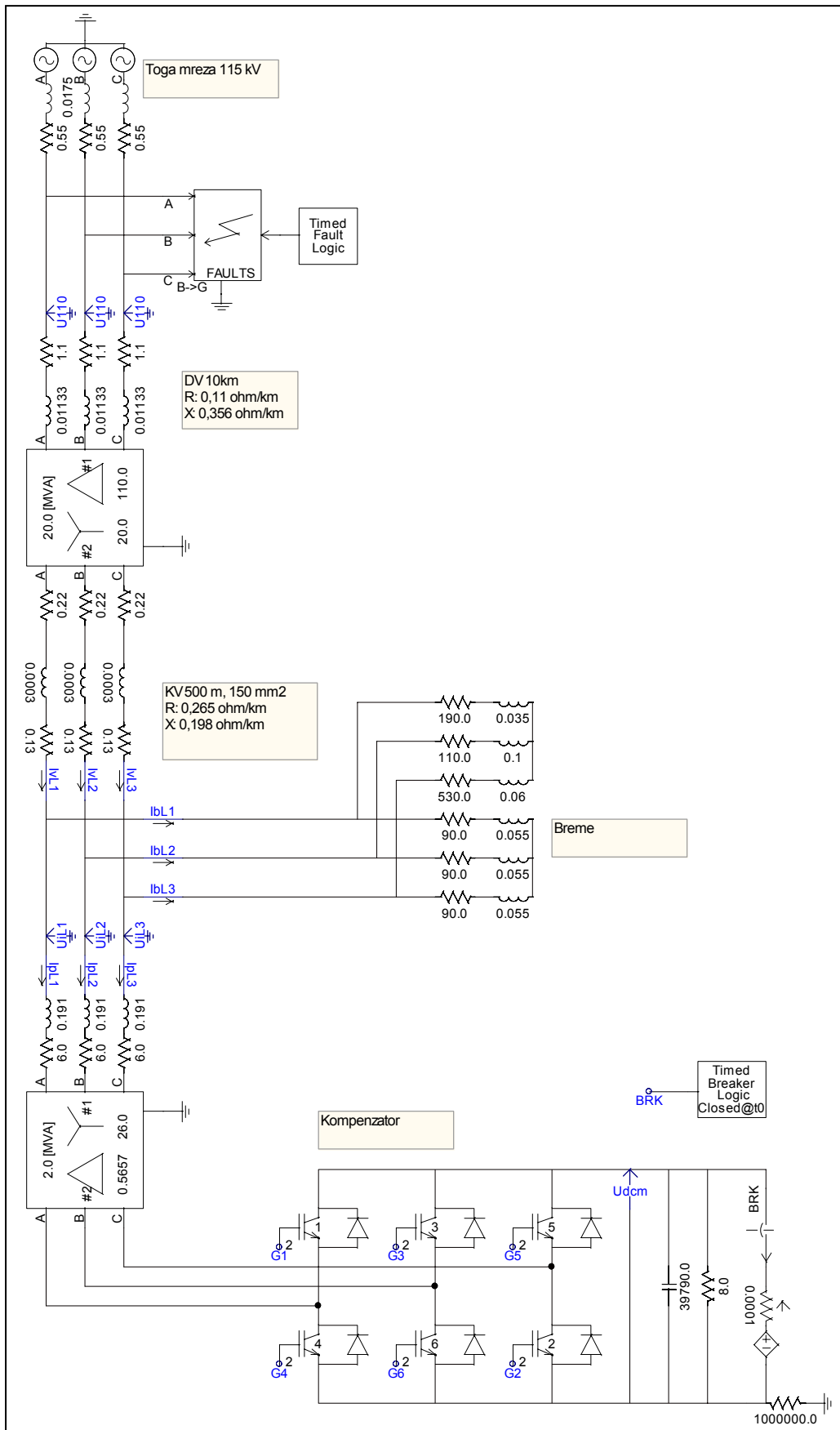


Slika P.1: Matematični model statičnega kompenzatorja v trifaznem sistemu – blokovna shema v PSCAD-u.

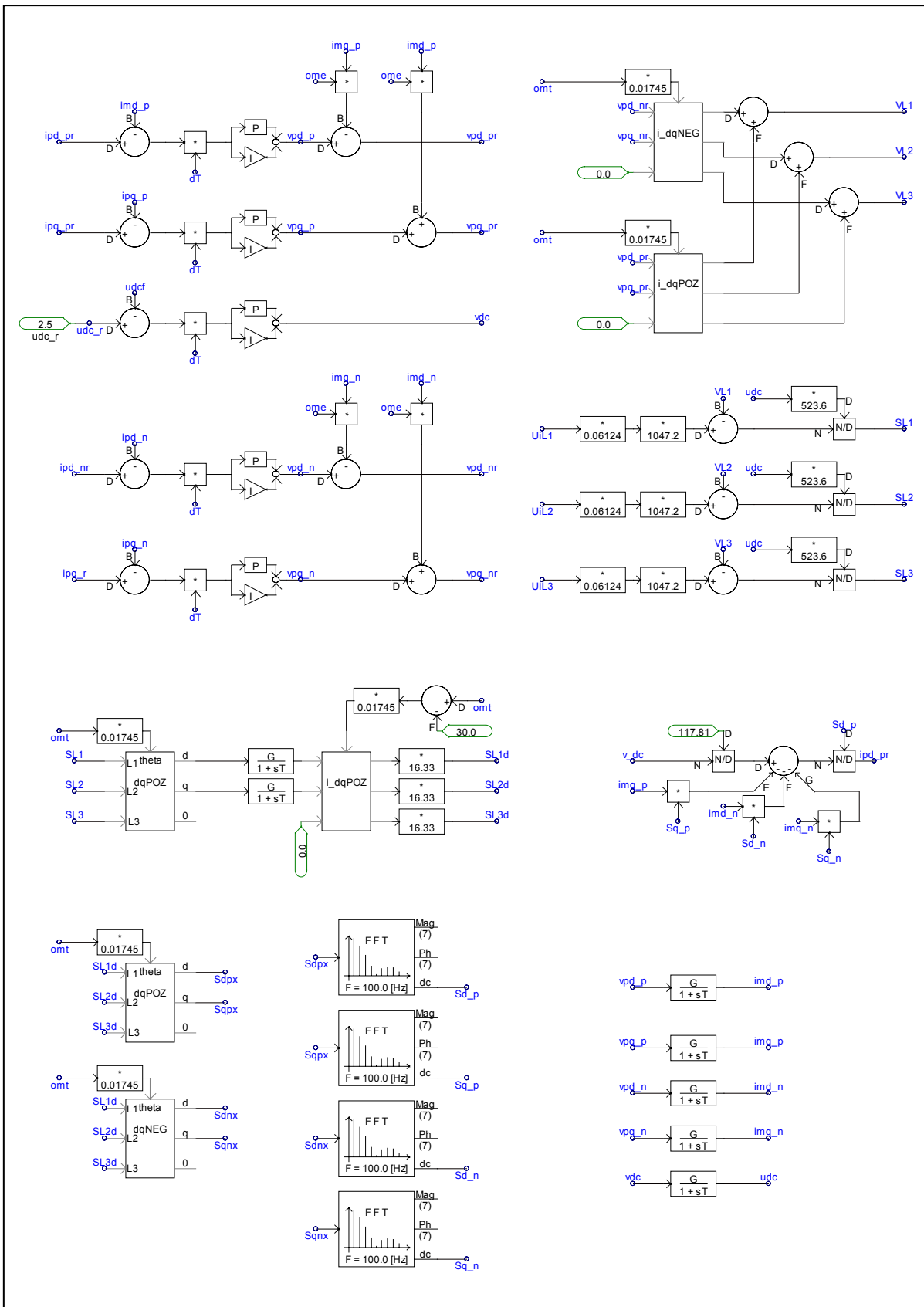


Slika P.2: Matematični model statičnega kompenzatorja v d-q koordinatnem sistemu za pozitivni in negativni sistem veličin – blokovna shema v PSCAD-u.

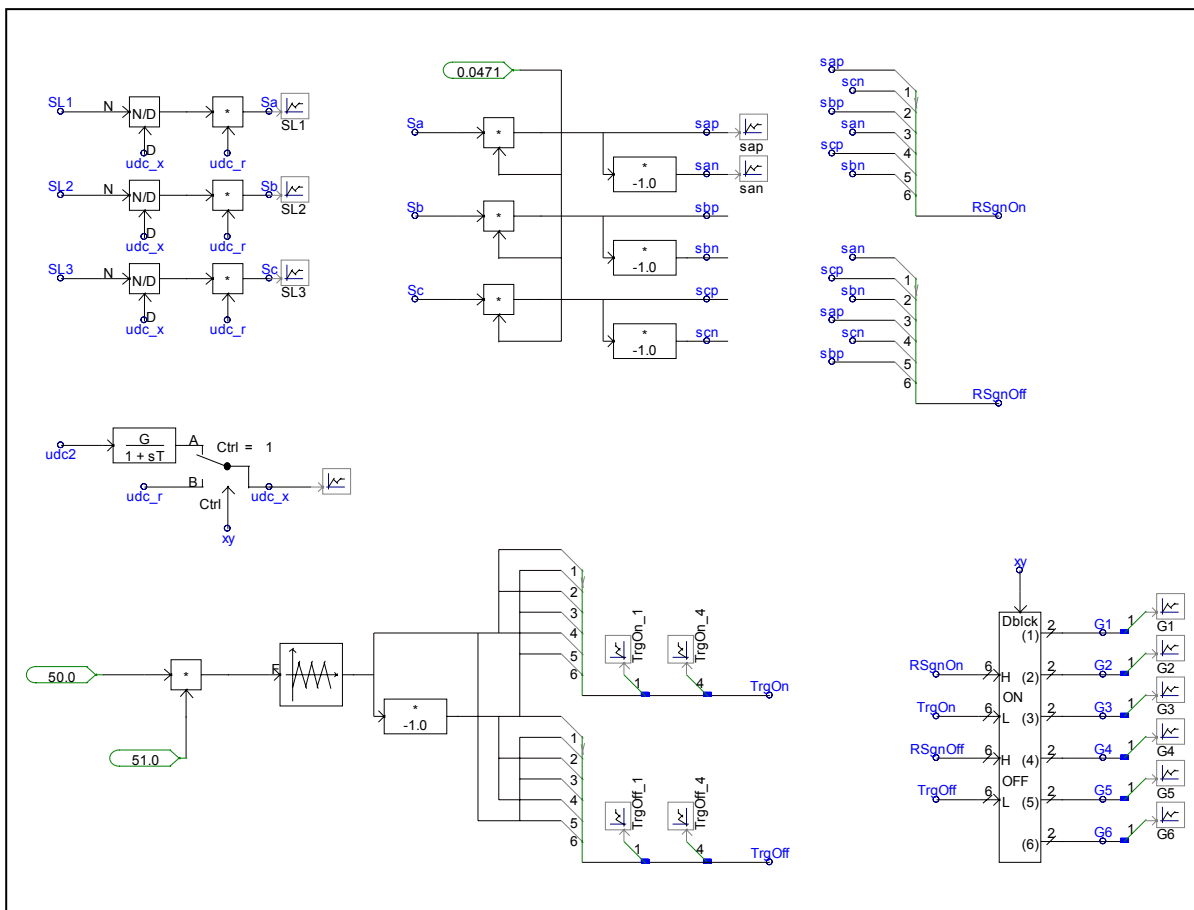




Slika P.3: Simulacijski model omrežja – shema v PSCAD-u.



Slika P.4: Regulacijski algoritem za pozitivni in negativni sistem – shema v PSCAD-u.



Slika P.5: Generiranje prožilnih pulzov –shema v PSCAD-u.