



Univerza v Mariboru

Fakulteta za elektrotehniko,
računalništvo in informatiko

Doktorska disertacija

**VPLIV PREKLOPNE FREKVENCE SISTEMA
ZA UPOROVNO TOČKOVNO VARJENJE NA
VARILNI TOK IN NA IZGUBE**

April 2018

Robert Brezovnik, univ. dipl. inž. el.



Univerza v Mariboru

Fakulteta za elektrotehniko,
računalništvo in informatiko

Doktorska disertacija

**VPLIV PREKLOPNE FREKVENCE SISTEMA
ZA UPOROVNO TOČKOVNO VARJENJE NA
VARILNI TOK IN NA IZGUBE**

Avtor: Robert Brezovnik, univ. dipl. inž. el.

Mentor: izr. prof. dr. Jožef Ritonja

Lektoriranje: Jasmina Vajda Vrhunec, prof. slov.

April 2018

Zahvala

Več kot trideset let učenja in raziskovanja v mojem življenju je privedlo do te doktorske disertacije, na katero so imeli na takšen ali drugačen vpliv številni ljudje, katerih življenjske poti so se križale z mojo potjo. Z nekaterimi smo se že razšli, spet z drugimi še vztrajamo skupaj, kljub temu pa je vsak izmed njih pustil določeno sled tudi v nastanku tega dela, za kar se jim iskreno zahvaljujem. Največji pečat v času doktorskega študija in nastajanja tega dela pa je pustila skupina ljudi, ki bi se jim rad še posebej zahvalil.

Najprej se zahvaljujem prof. dr. Dragu Dolinarju za ponujeno priložnost, strokovno pomoč in vodenje med doktorskim študijem in raziskovalnim delom. Prav tako velja zahvala mentorju izr. prof. dr. Jožefu Ritonji za izdatno strokovno pomoč in vodenje v času študija.

Posebna zahvala velja sodelavcem v Laboratoriju za vodenje elektromehanskih sistemov in Laboratoriju za električne stroje Inštituta za močnostno elektrotehniko na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko Univerze v Mariboru, brez katerih ni možno opravljati zahtevnega in kakovostnega raziskovalnega dela.

Reševanje zahtevnih realnih problemov iz industrije ni možno brez tesnega sodelovanja z lokalno industrijo, zato se zahvaljujem podjetju Bosch Rexroth iz Škofje Loke za strokovno sodelovanje in pomoč na področju sistemov za uporovno točkovno varjenje, ki so obravnavani v disertaciji.

Največja zahvala velja mojim najbližjim, očetu Bojanu, mami Kristini in bratu Janezu, za podporo, razumevanje, potrpežljivost in pomoč.



Univerza v Mariboru

Slomškov trg 15
2000 Maribor, Slovenija

Maribor, 27. 9. 2016
Številka: 414/2016/41/416-MGM

Na osnovi 287., 140., 142. in 144. člena Statuta Univerze v Mariboru (Statut UM-UPB11, Ur. l. RS, št. 44/2015, 92/2015) ter sklepa 14. redne seje Senata Univerze v Mariboru, ki je potekala 27. 9. 2016 v zvezi z vlogo doktorskega kandidata Roberta Brezovnika za sprejem odločitve o predlagani temi doktorske disertacije in mentorja

izdajam naslednji

SKLEP

Odobri se tema doktorske disertacije Roberta Brezovnika s Fakultete za elektrotehniko, računalništvo in informatiko z naslovom »Vpliv preklopne frekvence sistema za uporovno točkovno varjenje na varilni tok in na izgube«. Za mentorja se imenuje izr. prof. dr. Jožef Ritonja. Kandidat mora članici predložiti izdelano doktorsko disertacijo v zadostnih izvodih najpozneje do 26. 9. 2020.

Obrazložitev:

Kandidat Robert Brezovnik je 3. 6. 2016 na Fakulteti za elektrotehniko računalništvo in informatiko vložil vlogo za potrditev teme doktorske disertacije z naslovom »Vpliv preklopne frekvence sistema za uporovno točkovno varjenje na varilni tok in na izgube«. Za mentorja je bil predlagan izr. prof. dr. Jožef Ritonja.

Senat Fakultete za elektrotehniko, računalništvo in informatiko je na osnovi pozitivnega mnenja komisije za oceno teme doktorske disertacije, ki je ugotovila, da kandidat izpolnjuje pogoje za pridobitev doktorata znanosti, in ocenila, da je predlagana tema ustrezna, sprejel pozitivno mnenje in poslal predlog teme doktorske disertacije s predlogom mentorja v odobritev Senatu univerze.

Senat Univerze v Mariboru je po proučitvi vloge in na osnovi določil Statuta Univerze v Mariboru sprejel svojo odločitev o predlagani temi doktorske disertacije in imenoval mentorja, kot izhaja iz izreka.

V skladu s 144. členom Statuta Univerze v Mariboru mora kandidat za pridobitev doktorata znanosti najpozneje v štirih letih od dneva izdaje tega sklepa članici predložiti izdelano doktorsko disertacijo v zadostnih izvodih. Kandidatu je bil določen rok za oddajo izdelane doktorske disertacije glede na datum sprejetja teme na pristojnem organu.

Pouk o pravnem sredstvu:

Zoper ta sklep je možna pritožba na Senat Univerze v Mariboru v roku 8 dni od prejema tega sklepa.

Obvestiti:

1. Kandidata.
2. Fakulteto.
3. Arhiv.

Rektor Univerze v Mariboru:
Prof. dr. Igor Tičar



Kazalo

Seznam slik	xi
Seznam tabel	xiii
1 Uvod	1
1.1 Motivacija	3
1.2 Raziskovalni cilji	4
1.3 Hipoteze doktorske disertacije	6
1.4 Predpostavke in omejitve	7
1.5 Pregled doktorske disertacije po poglavjih	9
2 Pregled postopkov varjenja	11
2.1 Uporovno varjenje	12
2.1.1 Uporovno točkovno varjenje	15
2.2 Prednosti in slabosti varjenja z izmeničnim in enosmernim tokom	17
3 Opis obravnavanega sistema za UTV velikih moči z enosmernim tokom	21
3.1 Močnostni frekvenčni pretvorniki	23
3.1.1 Uporabljen sistem pulzno-širinske modulacije	27
3.2 Transformator za UTV	30
3.3 Diodni usmernik	37
3.4 Varilne klešče in var ter njun laboratorijski nadomestek	38
4 Vezni model sistema za UTV	43
4.1 Vezni model sistema za UTV s pripadajočimi parametri	45
4.2 Določitev vrednosti parametrov veznega modela	47
4.2.1 Predstavitev osnovne ideje optimizacije z roji delcev	48
4.2.2 Implementacija optimizacije z roji delcev	49
4.2.3 Meritev potrebnih primarnih in sekundarnih napetosti in tokov	51
4.2.4 Izračunane vrednosti parametrov veznega modela sistema za UTV	57
5 Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka	61
5.1 Meritve varilnega toka pri različnih frekvencah napajalne napetosti in prevajalnih razmerjih	63
5.2 Analiza rezultatov numeričnih izračunov s programom Matlab/Simulink	68
5.3 Analiza rezultatov numeričnih izračunov z MKE	70

5.4	Pojasnilo časovnih potekov električnih količin v času ene polperiode	76
5.4.1	Časovna intervala $t_0 < t < t_1$ in $t_4 < t < \frac{T}{2}$	78
5.4.2	Časovni interval $t_1 < t < t_2$	80
5.4.3	Časovni interval $t_2 < t < t_3$	82
5.4.4	Časovni interval $t_3 < t < t_4$	83
5.5	Določitev izrazov za analitični izračun odvisnosti varilnega toka od frekvence	84
5.5.1	Analitična določitev D_{min}	89
5.5.2	Analitična določitev D_{max}	90
5.5.3	Analitični izračun varilnega toka I_w pri $D_{min} \leq D \leq D_{max}$	95
5.6	Analiza vpliva spreminjanja vrednosti parametrov veznega modela na zmanjšanje varilnega toka	98
5.7	Predlagane spremembe konstrukcije transformatorja za zmanjšanje frekvenčne odvisnosti varilnega toka	102
6	Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na joulske izgube	107
6.1	Analiza merilnih rezultatov	108
6.2	Analiza rezultatov numeričnih izračunov z MKE	111
6.3	Razdelitev izgub na stacionarne in dinamične	115
6.4	Predlagane spremembe konstrukcije transformatorja za zmanjšanje vpliva frekvence napajalne napetosti na izgube v navitjih	122
7	Sklep	127
	Literatura	133
	Dodatek A Predstavitev merilne opreme	139
	Dodatek B Uporabljeni načini za hitrejše doseganje stacionarnega stanja I_w pri izračunih z MKE	143
	Dodatek C Življenjepis kandidata	151

Seznam slik

2.1	Koraki tvorjenja uporovnega točkovnega vara	15
3.1	Shematski prikaz sistema za UTV	22
3.2	Shematski prikaz frekvenčnega pretvornika	23
3.3	Frekvenčni pretvornik	26
3.4	Princip sredinsko umeščenih pulzov PŠM	28
3.5	Varilni transformator PSG6130 v odprti obliki	31
3.6	Jedro transformatorja PSG6130, sestavljeno iz dveh C-jeder	33
3.7	Lamelirano C-jedro transformatorja	33
3.8	Magnetilna krivulja železnega jedra obravnavanega transformatorja	34
3.9	2D-presek transformatorja: a) vezava primarnega navitja in b) vezava sekundarnih tuljav	35
3.10	Ena tuljava primarnega navitja s štirinajstimi ovoji žice 1 x 5 mm	36
3.11	En E-ovoj sekundarnega navitja, ki se razdeli v dve polovici	36
3.12	Usmernik varilnega transformatorja PSG6130	37
3.13	Primer robotov za varjenje karoserij na proizvodni liniji proizvajalca BMW	38
3.14	Primer robotskih industrijskih varilnih klešč	39
3.15	Varilne elektrode različnih oblik za različne namene	40
3.16	Primer varjenja dveh pločevin z vročim varom	40
3.17	Breme transformatorja v obliki zanke finožičnega vodnika	41
3.18	Prerez bremena: finožična vodno hlajena pletenica premera 2,5 cm	41
4.1	Vezni model celotnega sistema za UTV	45
4.2	Vezni model sistema za UTV za določitev parametra R_c in L_c	53
4.3	Vezni model celotnega sistema za UTV za določitev parametrov R_w in L_w	54
4.4	Vezni model celotnega sistema za UTV za določitev preostalih parametrov	54
4.5	Primerjava izmerjenega in izračunanega časovnega poteka i_p in i_w	56
5.1	Časovni potek varilnega toka i_w pri frekvenci 1 kHz in $D = 90\%$	64
5.2	Odvisnost varilnega toka I_w od prevajalnega razmerja D pri različnih frekvencah f napajalne napetosti varilnega transformatorja	66
5.3	Odvisnost varilnega toka I_w od frekvence napajalne napetosti f pri različnih prevajalnih razmerjih D	67
5.4	Vezje sistema za UTV, sestavljeno v programu Simulink	68
5.5	Primerjava efektivnih vrednosti varilnih tokov I_w med meritvami in Simulinkovimi izračuni za različne frekvence f pri prevajalnem razmerju $D = 90\%$	70

5.6	Prikaz gostote tokov v primarnih in sekundarnih ovojih J_{prim} in J_{sek} , gostote magnetnega pretoka B v železnem jedru in magnetne poljske jakosti H v zraku pri hitrih spremembah vrednosti tokov	72
5.7	Prikaz gostote tokov v primarnih in sekundarnih ovojih J_{prim} in J_{sek} , gostote magnetnega pretoka B v železnem jedru in magnetne poljske jakosti H v zraku pri počasnih spremembah vrednosti tokov	73
5.8	Primer gostote mreže končnih elementov pri izračunu z MKE	74
5.9	Primerjava efektivnih vrednosti varilnih tokov meritev in izračunov pri $D = 90\%$	75
5.10	Polperioda časovnih potekov u_p , i_p in i_w	77
5.11	Nadomestno vezje za časovni interval $t_0 < t < t_1$ in $t_4 < t < \frac{T}{2}$	79
5.12	Nadomestno vezje, ki določa naraščanje primarnega toka i_p v časovnem intervalu $t_1 < t < t_2$	80
5.13	Nadomestno vezje, ki določa naraščanje varilnega toka i_w na intervalu $t_2 < t < t_3$	82
5.14	Varilni tok v ustaljenem stanju, če je $T_{rise} = 0$	86
5.15	Odvisnost efektivne vrednosti varilnega toka I_w od vrednosti prevajalnega razmerja D	90
5.16	Primer časovnega poteka toka primarnega navitja i_p na intervalu prevajalnega razmerja $D_{min} \leq D \leq D_{max}$	90
5.17	Primer časovnega poteka toka primarnega navitja i_p pri vrednosti prevajalnega razmerja $D = D_{max}$	91
5.18	Varilni tok v ustaljenem stanju pri $D = 1$, $T_{OFF} = 0$	93
5.19	Potek varilnega toka v ustaljenem stanju pri $D_{min} < D < D_{max}$	96
5.20	Potek varilnega toka v ustaljenem stanju z označenima površinama pod intervalom upadanja in naraščanja toka za izračun efektivne vrednosti I_w	97
5.21	Primerjava frekvenčne odvisnosti I_w z odstranjenimi induktivnostmi	100
5.22	Šest različnih primerov izvedb navitij varilnega transformatorja	104
5.23	Primerjava I_w v odvisnosti od f šestih različnih modelov varilnega transformatorja pri $D = 0,9$	105
6.1	Primerjava časovnih potekov moči celotnih in stacionarnih izgub primarnega (zgoraj) in sekundarnega navitja (spodaj) v času ene periode pri $f = 1$ kHz in $D = 0,9$	118
6.2	Primerjava časovnih potekov moči celotnih in stacionarnih izgub primarnega (zgoraj) in sekundarnega navitja (spodaj) v času ene periode pri $f = 5$ kHz in $D = 0,9$	120
A.1	Sprednji del merilnega sistema Dewetron DEWE-2600 HSI	139
A.2	Elektronsko vezje (integrator) merilnega sistema PEM CWT 3 LFR	141
A.3	Tuljavica Rogowskega, ki je del merilnega sistema PEM CWT 3 LFR	141
A.4	Krmilni sistem dSpace DSP 1103 za vodenje frekvenčnega pretvornika	142
B.1	Poteka varilnega toka i_w pri dejanski in zmanjšani vrednosti induktivnosti bremena L_w za frekvenco napajalne napetosti 5 kHz	144
B.2	Nadomestno vezje z dodanim tokovnim virom za določitev začetne vrednosti varilnega toka i_w	147

Seznam tabel

3.1	Nazivni podatki varilnega transformatorja PSG6130	32
4.1	Parametri veznega modela sistema za UTV	58
5.1	Efektivne vrednosti varilnega toka I_w	65
6.1	Izmerjene efektivne vrednosti varilnega toka I_w	109
6.2	Vrednosti vhodne delovne moči P_p na sponkah primarnega navitja . .	109
6.3	Vrednosti izhodne delovne moči P_w na bremenu	109
6.4	Vrednosti izkoristka η varilnega transformatorja z diodnim usmernikom	110
6.5	Primerjave I_w med izračuni z MKE in meritvami	111
6.6	Primerjava izkoristkov η med izračuni z MKE in meritvami	112
6.7	Vrednosti efektivnih prevajalnih razmerij D_e , dobljenih z MKE	113
6.8	Vrednosti moči izgub in bremena, dobljenih z izračuni z MKE	114
6.9	Deleži stacionarnih in dinamičnih moči izgub v primarnem in sekundarnem navitju transformatorja v odvisnosti od frekvence f in prevajalnega razmerja D	121
6.10	Efektivne vrednosti varilnega toka I_w različnih konstrukcij varilnih transformatorjev pri $D = 90\%$	122
6.11	Izkoristki η različnih konstrukcij varilnih transformatorjev pri $D = 90\%$	123
6.12	Moči izgub transformatorja P_{tr} različnih konstrukcij varilnih transformatorjev pri $D = 90\%$	124
6.13	Nadomestne upornosti R_{nad} različnih konstrukcij varilnih transformatorjev pri $D = 90\%$	124

UPORABLJENI SIMBOLI

W_w	električna energija, dovedena varu
I_w	efektivna vrednost varilnega toka
$I_{w,min}$	minimalna efektivna vrednost varilnega toka pri D_{min}
$I_{w,max}$	maksimalna efektivna vrednost varilnega toka pri D_{max}
R_w, L_w	upornost in induktivnost bremena
L_c, R_c	razsipana induktivnost in upornost priključnega kabla
L_p, R_p	razsipana induktivnost in upornost primarnega navitja transformatorja
i_p	trenutna vrednost toka primarnega navitja transformatorja
i_w	trenutna vrednost varilnega toka
N_{s1}, N_{s2}	števili ovojev posameznih vej sekundarnega navitja transformatorja
L_{s1}, L_{s2}	razsipani induktivnosti posameznih vej sekundarnega navitja transf.
L_{s12}	skupna induktivnost vzporedne vezave L_{s1} in L_{s2}
R_{s1}, R_{s2}	upornosti posameznih vej sekundarnega navitja transformatorja
u_{Ds1}, u_{Ds2}	napetosti diod izhodnega usmernika
L_{s3}, R_{s3}	razsipana induktivnost in upornost skupnih delov izh. usmernika
i_{s1}, i_{s2}	trenutni vrednosti toka posameznih vej sekundarnega navitja transf.
u_{s1}, u_{s2}	trenutni vrednosti napetosti posameznih vej sekundarnega navitja transf.
u_p	trenutna vrednost napetosti primarnega navitja transformatorja
u_w	trenutna vrednost napetosti bremena
T_{cv}	čas varjenja oziroma dovajanja električne energije varu
u_a, u_b, u_c	trenutne vrednosti faznih napetosti trifaznega električnega omrežja
U_{dc}	enosmerna napetost vodila frekvenčnega pretvornika
U_f	fazna napetost omrežja
ω	krožna frekvenca
$S_1 \dots S_4$	stikala oziroma stikalni tranzistorji frekvenčnega pretvornika
D_1, D_2	diodi izhodnega usmernika varilnega transformatorja
$D_{H1} \dots D_{H4}$	povratne zaščitne diode frekvenčnega pretvornika
f	osnovna frekvenca napajalne napetosti frekvenčnega pretvornika
T	perioda napajalne napetosti
H	magnetna poljska jakost
B	gostota magnetnega pretoka

S_{Fe}	površina preseka železnega jedra
δ	dolžina zračne reže jedra transformatorja
l_{av}	srednja dolžina poti magnetnega polja v jedru transformatorja
μ_0	permeabilnost praznega prostora
J_{prim}	gostota električnega toka v primarnem navitju transformatorja
J_{sek}	gostota električnega toka v sekundarnem navitju transformatorja

Pulzno-širinska modulacija

u_{tr}	trenutna vrednost trikotne napetosti
A	amplituda trikotne napetosti
U_{ref}	referenčna vrednost napetosti pri pulzno-širinski modulaciji
u_{T+}	trenutna vrednost napetosti proženja stikal S_1 in S_4
u_{T-}	trenutna vrednost napetosti proženja stikal S_2 in S_3
T_{ON}	čas prevajanja tranzistorjev pretvornika v času polperiode $\frac{T}{2}$
T_{OFF}	čas neprevajanja tranzistorjev pretvornika v času polperiode $\frac{T}{2}$
u	napetost na izhodu frekvenčnega pretvornika
U	efektivna vrednost napetosti na izhodu frekvenčnega pretvornika
D	prevajalno razmerje v okviru pulzno-širinske modulacije

Nazivni podatki transformatorja PSG6130

U_{1N}	nazivna napajalna napetost transformatorja
U_{2N}	nazivna izhodna napetost transformatorja
N_p, N_s	števili ovojev primarnega in sekundarnega navitja transformatorja
K_u	napetostna prestava transformatorja
K_i	tokovna prestava transformatorja
S_{1P}	nazivna trajna moč transformatorja
S_{1N}	nazivna trenutna moč transformatorja
I_{2N}	nazivni enosmerni izhodni tok transformatorja
Q	pretok hladilne tekočine transformatorja
f_N	nazivna frekvenca napajalne napetosti transformatorja

Optimizacija z roji delcev

\mathbf{X}	vektor vrednosti spremenljivk
$\mathbf{X}^{(l)}$	vektor vrednosti spodnjih omejitev spremenljivk (angl. <u>l</u> ower)
$\mathbf{X}^{(u)}$	vektor vrednosti zgornjih omejitev spremenljivk (angl. <u>u</u> pper)
N	število delcev roja
\mathbf{P}_{best}	vektor najboljše vrednosti \mathbf{X} posameznega delca v vseh iteracijah
\mathbf{G}_{best}	vektor najboljše vrednosti \mathbf{X} vseh delcev v vseh iteracijah
\mathbf{V}	vektor hitrosti delca
c_1	lastni kognitivni faktor učenja
c_2	kognitivni faktor učenja roja
r_1, r_2	naključni števili z enakomerno porazdelitvijo
θ	inercijska utež
θ_{max}	maksimalna (začetna) vrednost inercijske uteži
θ_{min}	minimalna (končna) vrednost inercijske uteži
i_{max}	maksimalno število iteracij

Analitična izpeljava frekvenčne odvisnosti varilnega toka

T_{rise}	čas vzpona primarnega toka
$T_{rise,0}$	čas vzpona primarnega toka i'_p iz vrednosti $-i_{w,max}^*$ do vrednosti nič
T_{fall}	čas padanja primarnega toka
T_w	čas naraščanja varilnega toka v času $\frac{T}{2}$
D_l	izguba prevajalnega razmerja (ang. <u>l</u> oss)
D_e	efektivno prevajalno razmerje (ang. <u>e</u> ffective)
$D_{e,max}$	maksimalno efektivno prevajalno razmerje
D_{min}	minimalno prevajalno razmerje
D_{max}	maksimalno prevajalno razmerje
L_2	nadomestna induktivnost, ki določa upadanje varilnega toka
R_2	nadomestna upornost, ki določa upadanje varilnega toka
τ_2	časovna konstanta upadanja varilnega toka
U_d	napetost modela diode izhodnega usmernika
R_d	upornost modela diode izhodnega usmernika
i_{w0}	začetna vrednost upadanja varilnega toka

L_3	nadomestna induktivnost, ki določa strmo naraščanje primarnega toka
R_3	nadomestna upornost, ki določa strmo naraščanje primarnega toka
τ_3	časovna konstanta strmega naraščanja primarnega toka
L_1	nadomestna induktivnost, ki določa naraščanje varilnega toka
R_1	nadomestna upornost, ki določa naraščanje varilnega toka
τ_1	časovna konstanta naraščanja varilnega toka
$i_{w,min}$	minimalna vrednost varilnega toka pri stacionarnem stanju I_w
$i_{w,max}$	maksimalna vrednost varilnega toka pri stacionarnem stanju I_w
$\Delta i_{w,T_{ON}}$	sprememba varilnega toka v času T_{ON}
$\Delta i_{w,T_{OFF}}$	sprememba varilnega toka v času T_{OFF}
$A_{w,rise}$	vrednost integrala kvadrata funkcije naraščanja varilnega toka
$A_{w,fall}$	vrednost integrala kvadrata funkcije upadanja varilnega toka

Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na joulske izgube

P_p	dovedena delovna moč na sponkah varilnega transformatorja
P_w	izhodna delovna moč varilnega transformatorja (na bremenu)
η	izkoristek varilnega transformatorja z usmernikom
$P_{cu,p}$	moč izgub primarnega navitja transformatorja
$P_{cu,s}$	moč izgub sekundarnega navitja transformatorja
P_{Rs1}	moč izgub upornosti povezave prve veje sekundarnega navitja transformatorja
P_{Rs2}	moč izgub upornosti povezave druge veje sekundarnega navitja transformatorja
P_{Rs3}	moč izgub skupnih povezav izhodnega diodnega usmernika
P_{Ds1}	moč izgub 1. diode izhodnega usmernika
P_{Ds2}	moč izgub 2. diode izhodnega usmernika
P_{tr}	skupna moč izgub <u>tr</u> ansformatorja z izhodnim usmernikom
i_{vs}	trenutna vrednost <u>v</u> siljenega toka idealnega tokovnega vira
R_{nad}	<u>n</u> adomestna upornost varilnega transformatorja na osnovi izgub in toka
$p_{izg,p}$	trenutna vrednost moči <u>izg</u> ub <u>p</u> rimarnega navitja transformatorja
$p_{izg,s}$	trenutna vrednost moči <u>izg</u> ub <u>s</u> ekundarnega navitja transformatorja

UPORABLJENE OZNAKE

2D	dvodimenzionalno
AC	izmenični tok (angl. <u>a</u> lternating <u>c</u> urrent)
A/D	<u>a</u> nalogno/ <u>d</u> igitalna pretvorba
BMW	Bayerische Motoren Werke (slov. Bavarski motorni obrat)
BNC	<u>B</u> ayonet <u>N</u> eill- <u>C</u> oncelman
DAQ	sistem za zajem podatkov (angl. <u>d</u> ata <u>a</u> c <u>q</u> uision system)
DC	enosmerni tok (angl. <u>d</u> irect <u>c</u> urrent)
DSP	digitalni signalni procesor (angl. <u>d</u> igital <u>s</u> ignal <u>p</u> rocessor)
HSI	izolirani visokohitrostni modul (angl. <u>h</u> igh- <u>s</u> peed <u>i</u> solation)
HSI-LV	niskonapetostni izolirani visokohitrostni modul (angl. <u>l</u> ow <u>v</u> oltage)
HSI-HV	visokonapetostni izolirani visokohitrostni modul (angl. <u>h</u> igh <u>v</u> oltage)
IGBT	bipolarni tranzistor z izoliranimi vrati (angl. <u>i</u> nsulated- <u>g</u> ate <u>b</u> ipolar <u>t</u> ransistor)
LCD	tekočekristalni zaslon (<u>l</u> iquid <u>c</u> rystal <u>d</u> isplay)
MKE	<u>m</u> etoda <u>k</u> ončnih <u>e</u> lementov (angl. FEM – <u>f</u> inite <u>e</u> lement <u>m</u> ethod)
PSO	optimizacija z roji delcev (angl. <u>p</u> article <u>s</u> warm <u>o</u> ptimization)
PŠM	<u>p</u> ulzno- <u>š</u> irinska <u>m</u> odulacija (angl. PWM – <u>p</u> ulse- <u>w</u> idth <u>m</u> odulation)
SSD	negibljiivi disk (angl. <u>s</u> olid- <u>s</u> tate <u>d</u> rive)
TR	<u>t</u> ransformator
UTV	<u>u</u> porovno <u>t</u> očkovno <u>v</u> arjenje
ZCS	breztokovno preklapljanje tranzistorjev (angl. <u>z</u> ero- <u>c</u> urrent <u>s</u> witching)
ZVS	breznapetostno preklapljanje tranzistorjev (angl. <u>z</u> ero- <u>v</u> oltage <u>s</u> witching)

VPLIV PREKLOPNE FREKVENCE SISTEMA ZA UPOROVNO TOČKOVNO VARJENJE NA VARILNI TOK IN NA IZGUBE

Ključne besede: uporovno točkovno varjenje, varilni transformator, DC-DC pretvorniki, preklopna frekvenca, vezni modeli, analitični modeli, navitja transformatorja, izgube, železno jedro, vrtnični toki, kožni pojav, sosedstveni pojav, metoda končnih elementov.

UDK: 621.791.037(043.2)

Povzetek

V doktorski disertaciji je predstavljena analiza srednjefrekvenčnega sistema za uporovno točkovno varjenje, ki se v industriji uporablja za varjenje pločevin. Sistem za uporovno točkovno varjenje sestavljajo frekvenčni pretvornik, varilni transformator z nameščenim diodnim usmernikom in varilne klešče z elektrodami. Ti sistemi se večinoma uporabljajo v avtomatizirani avtomobilski industriji za varjenje karoserij s pomočjo robotov. Varilni transformator je nameščen na premikajoči se robotski roki, zato je teža zelo pomemben dejavnik. Z manjšo težo prihranimo na energiji in povečamo dinamiko robota. Težo varilnega transformatorja lahko zmanjšamo z lažjimi in kakovostnejšimi materiali, kar pa je povezano z višjo ceno in je pogosto nesprejemljivo. Težo lahko zmanjšamo tudi s povišanjem frekvenca napajalne napetosti, kar omogoča zmanjšanje preseka železnega jedra. Manjši presek železnega jedra pomeni tudi krajše ovoje navitij in s tem manjšo težo. Višanje napajalne frekvenca pa negativno vpliva na velikost varilnega toka in izgube, ki sta glavni temi raziskovanja doktorske disertacije. Z višanjem frekvenca se namreč zmanjšuje največji varilni tok zaradi izgube prevajalnega razmerja. Pojav izgube prevajalnega razmerja in efektivno prevajalno razmerje sta podrobno analizirana na podlagi časovnih potekov tokov in napetosti. Frekvenčna odvisnost maksimalnega varilnega toka je karakteristična lastnost varilnega transformatorja, ki jo lahko določimo z drago merilno opremo ali z zahtevnimi numeričnimi izračuni. V disertaciji je predstavljena možnost analitičnega izračuna na osnovi poznanih parametrov veznega modela. Ker gre v danem primeru za zahteven, nelinearen in časovno spremenljiv sistem, je tudi analitična rešitev temu primerno zahtevna. Analitična rešitev pa ne omogoča samo neposrednega izračuna frekvenčne odvisnosti varilnega toka, temveč tudi njegovo odvisnost od kateregakoli drugega parametra veznega modela. Analitična rešitev je potrjena tako z meritvami kot z numeričnimi izračuni z reševanjem vezij in z uporabo metode končnih elementov (MKE). Ker modeli MKE zajemajo tudi vpliv kožnega in sosedstvenega pojava, je bilo z izračuni potrjeno, da ti pojavi v opazovanem frekvenčnem področju nimajo opaznega vpliva na frekvenčno odvisnost varilnega toka. S pomočjo MKE in meritev so bili analizirani tudi vplivi frekvenca na joulske izgube varilnega transformatorja. Izgube se je razdelilo na deleže stacionarnih in dinamičnih izgub, kjer slednje naraščajo z naraščanjem frekvenca. Na osnovi rezultatov meritev in izračunov s predlogom šestih novih konstrukcij navitij transformatorja so podani splošni napotki za zmanjšanje neželenega zmanjšanja varilnega toka in povečanje izgub pri povečanju frekvenca napajalne napetosti.

THE IMPACT OF SWITCHING FREQUENCY OF A RESISTANCE SPOT WELDING SYSTEM ON WELDING CURRENT AND POWER LOSSES

Keywords: resistance spot welding, welding transformer, dc-dc converters, switching frequency, circuit models, analytical models, transformer windings, losses, iron core, eddy currents, skin effect, proximity effect, finite element method.

UDK: 621.791.037(043.2)

Abstract

This doctoral dissertation describes a medium-frequency resistance spot welding system which is used in the industry for welding metal sheets. This system consists of a frequency converter, a welding transformer with an integrated diode rectifier and a welding gun with electrodes. These welding transformers are widely used in the automated automotive industry for welding chassis. The welding transformer is usually mounted on a moving robotic arm, therefore its weight is a very important factor. The reduced weight has an influence on the robot's energy consumption and dynamic performance. The weight of the welding transformer can be reduced with lighter and better materials, but due to the higher price this is usually not an option. The weight can also be reduced with higher frequency which allows the reduction of the iron core cross-section. A smaller cross-section means shorter windings and less weight. The higher frequency has a negative impact on the maximum welding current and on power losses, which are the main focus of this dissertation. With a higher frequency the maximum welding current decreases due to the duty cycle loss. The duty cycle loss and effective duty cycle are thoroughly described as part of the behaviour of the currents and voltages within the selected time interval. The frequency dependence of the maximum value of the welding current is a characteristic behaviour of the welding transformer, which can be determined with sophisticated and time-consuming simulations or expensive measurements. This dissertation presents the third option, which allows a direct calculation by taking into account the known parameters of the circuit model. As the analysed system is complex, nonlinear and time-variant, the analytical solution is not simple. The presented analytical solution does not allow only the direct calculation of the frequency dependent value of welding currents, but also of its dependence on any of the parameters of the circuit model. The analytical solution is confirmed by the measurements and numerical calculations of the circuit model and by a finite element method (FEM) based calculation. As the FEM takes into the account the skin effect and the proximity effect, it was confirmed that these effects do not have a considerable impact on the frequency dependent value of the welding current. The analysis of the measurements and the FEM included also the analysis of the frequency dependent transformer's power losses. The power losses were separated into a static and a dynamic part, where the dynamic part increases according to the frequency. By taking into account the measurements and the results of the numerical calculations of six new transformer's winding constructions the thesis provides general suggestions on how to decrease the negative impact of higher frequency on the welding current and on power losses.

Poglavje 1

Uvod

Kljub nenehnemu razvoju metod in tehnologij za pridobivanje alternativnih virov energije so konvencionalni viri še vedno ključni za proizvodnjo električne energije v gospodarstvu, čeprav imajo negativne vplive tako na okolje kot na človeštvo. Zaradi nenehnega izkoriščanja neobnovljivih in velike izkoriščenosti obnovljivih virov energije je pomembno, da se na drugi strani vlaga v razvoj in izboljšave tehnologij za čim manjšo porabo energije in zmanjšanje negativnih vplivov na okolje. Čeprav se v zadnjih letih močno povečuje delež predvsem osebnih vozil, ki so hibridna ali pa delujejo izključno na električni pogon, se še vedno velik del fosilnih goriv uporablja za transport ljudi in blaga. Vozila z električnimi motorji imajo številne prednosti pred klasičnimi motorji z notranjim izgorevanjem, kar pripomore k zmanjšani porabi energije, pridobljene iz fosilnih goriv. Morebitna zamenjava klasičnih motorjev z električnimi pa ne reši problema velike porabe električne energije, ki je potrebna za proizvodnjo vozil ne glede na vrsto pogona.

Eden izmed velikih porabnikov električne energije pri proizvodnji vozil je proces varjenja avtomobilskih karoserij. Spajanje dveh prevodnih kovinskih materialov s pomočjo velikega električnega toka, ki na mestu spoja stopi material in tako združi dva dela v mehansko trdno povezavo, predstavlja preprost, učinkovit in cenovno ugoden postopek spajanja pločevine. Za postopek spajanja dveh prevodnih materialov z uporovnim točkovnim varjenjem (UTV) se je v preteklosti uporabljal predvsem izmenični tok z omrežno frekvenco 50/60 Hz. Zaradi hitrega razvoja močnostne elektronike, ki zagotavlja proizvodnjo močnostnih diod z možnostjo prevajanja zelo velikih tokov velikosti nekaj 10 kA, pa so se zelo razširili tako imenovani močnostni DC-DC-pretvorniki. S hitrim razvojem in množično uporabo v vseh vejah elektrotehnike ter posledično s padcem cen močnostnih DC-DC-pretvornikov so se ti začeli pojavljati tudi v avtomobilski industriji za UTV, saj imajo številne prednosti pred klasičnimi varilnimi sistemi, ki so temeljili na izmeničnem toku. S pomočjo sodobnih DC-DC-pretvornikov lahko dosegamo bistveno večje gostote moči, boljše izkoristke, boljše kakovost zvarov in večjo delovno učinkovitost ter zagotavljamo lažje vodenje

in avtomatizacijo.

Eden izmed ključnih elementov DC-DC-pretvornika, ki se danes uporabljajo za varjenje, je transformator, ki s pretvornikom s pulzno-širinsko modulacijo (PŠM) visoko vrednost enosmerne napajalne napetosti transformira na nižjo vrednost z zelo velikim tokom. Vendar pa DC-DC-pretvorniki velikih moči s transformatorjem in izhodnim diodnim usmernikom ne dosegajo tako velikih izkoristkov kot klasični energetski transformatorji, predvsem zaradi diodnega usmernika. Če upoštevamo, da se v avtomobilski industriji na leto proizvede več kot 60 milijonov osebnih avtomobilov in vsaka karoserija vsebuje približno 5000 zvarov, ugotovimo, da je že za varjenje avtomobilskih karoserij potrebne ogromno energije. K temu pa je treba dodati še veliko porabljene energije za avtomatizirano premikanje robotskih rok in hlajenje varilnih sistemov. Povečanje izkoristka DC-DC-pretvornika za UTV bi lahko prihranilo ogromno električne energije, prav tako pa bi povečali izkoriščenost uporabljenih materialov in zmanjšali porabo energije za njihovo proizvodnjo.

Pri varjenju pločevine pri proizvodnji avtomobilskih karoserij je varilni transformator z diodnim usmernikom običajno nameščen na gibajoči se robotski roki. Posledično je teža varilnega transformatorja z usmernikom zelo pomemben dejavnik, saj vpliva na velikost in moč robota ter posledično na porabo električne energije za premikanje robotske roke. Zaradi tega težimo k zmanjšanju teže varilnega transformatorja, ki pa mora ohraniti enake nazivne vrednosti napetosti in tokov. Načinov za zmanjšanje teže varilnega transformatorja je več. Enega predstavlja uporaba lažjih materialov za sestavo transformatorja, še posebej jedra transformatorja, kar pa je pogojeno z višjo ceno končnega izdelka, zato se proizvajalci zamenjavi materialov raje izogibajo. Bolj smiseln in cenejši način je uporaba višje frekvence napajalne napetosti transformatorja. Varilni transformator je napajan s PŠM-napetostjo, katere osnovna frekvenca delovanja je običajno 1 kHz. Z uporabo napetosti z višjo napajalno frekvenco lahko zmanjšamo velikost površine preseka jedra transformatorja in s tem težo jedra, ki predstavlja velik del teže celotnega transformatorja s prigradenim izhodnim diodnim usmernikom. Z zmanjšanjem velikosti površine preseka jedra transformatorja pa se občutno zmanjša tudi dolžina posameznega ovoja primarnega in sekundarnega navitja, kar še dodatno pripomore k zmanjšanju teže transformatorja. Krajša navitja pomenijo zmanjšanje ohmske upornosti ter posledično zmanjšanje izgub transformatorja in prihranek na električni energiji.

Povečanje frekvence napajalne napetosti, za katero je grajen varilni transformator, ima tudi negativne učinke, kar je glavna tema raziskav te doktorske disertacije. Z višanjem frekvence napajalne napetosti smo soočeni z dvema negativnima učinkoma, in sicer z zmanjšanjem maksimalnega varilnega toka pri istem bremenu ter povečanjem izgub zaradi kožnega in sosedstvenega pojava. Za raziskovanje obeh omenjenih negativnih učinkov povišanja frekvence je treba določiti ustrezni nado-

mestni model sistema za UTV z vsemi pripadajočimi parametri, ki imajo vpliv na obnašanje sistema v odvisnosti od frekvence. Določitev vseh pripadajočih parametrov veznega modela transformatorja z izhodnim diodnim usmernikom pa je zahtevna in zamudna.

Sam transformator in izhodni diodni usmernik sta povezana z masivnimi bakrenimi elementi, katerih ohmske upornosti so zelo male, dolžine pa zelo kratke, zato so zelo male tudi razsipane induktivnosti, ki jih je težko določiti brez posebne merilne opreme. Pri tem je natančno poznavanje vrednosti omenjenih parametrov ključnega pomena za ugotavljanje velikosti njihovega vpliva na zmanjšanje maksimalnega varilnega toka pri naraščanju frekvence napajalne napetosti, kar omogoča iskanje konstrukcijskih možnosti za zmanjšanje tega vpliva. Tudi povečanje joulskih izgub zaradi kožnega in sosedstvenega pojava lahko zmanjšamo s spremembo konstrukcije, vendar je treba predhodno določiti izgube v posameznih delih transformatorja in diodnega usmernika ter jih razdeliti na tako imenovane stacionarne in dinamične izgube. Stacionarne izgube bi se pojavile, če bi bil tok homogeno razporejen po celotni površini preseka električno prevodnih delov, razliko med celotnimi in stacionarnimi izgubami pa predstavljajo tako imenovane dinamične izgube zaradi kožnega in sosedstvenega pojava, ki so posledica spreminjanja velikosti primarnega in sekundarnega toka v masivnih prevodnih delih varilnega transformatorja.

Zaradi napajanja varilnega transformatorja s PŠM-napetostjo in izhodnega usmeriškega vezja nimamo opravka s harmoničnimi električnimi količinami, ki bi omogočale razmeroma enostavne izračune izgub v navitjih transformatorja. Pri izmenični napajalni napetosti varilnega transformatorja in izhodnem usmerniku dobimo na izhodu enosmerni varilni tok, ki se ustali pri določeni neznani vrednosti. Zaradi tega so za analizo frekvenčne odvisnosti varilnega toka potrebni računsko zahtevni in dolgotrajni tranzientni izračuni z MKE [1], [2], [3], kar zahteva iskanje novih načinov, s katerimi lahko dobimo podobne rezultate v bistveno krajšem času, kar bo prav tako obravnavano v doktorski disertaciji.

1.1 Motivacija

Transformatorji za UTV se uporabljajo predvsem v avtomobilski industriji za varjenje karoserij, kjer so nameščeni na premikajoči se robotski roki, zato je teža varilnega transformatorja s prigrajenim izhodnim diodnim usmernikom zelo pomembna. Težo lahko najenostavneje zmanjšamo z zvišanjem frekvence napajalne napetosti transformatorja za UTV iz obstoječe vrednosti 1 kHz na višjo, s čimer se zmanjša vrednost površine potrebnega preseka železnega jedra in posledično dolžina primarnih in sekundarnih navitij transformatorja. Meritve na obstoječi industrijski izvedbi transformatorja za 1 kHz in prototipu transformatorja za obratovanje pri

5 kHz so pokazale, da z naraščanjem frekvence napajalne napetosti nad 1 kHz pri enakem bremenu ni možno ohraniti enake nazivne vrednosti varilnega toka, ki za obravnavan primer znaša 25 kA. Kljub enakim pogojem varjenja in višji frekvenci prilagojenemu transformatorju z zmanjšano vrednostjo površine preseka železnega jedra in krajšimi navitji namreč ni možno doseči enake nazivne vrednosti varilnega toka. Maksimalni varilni tok se bo kljub enakim varilnim pogojem vedno zmanjševal z višanjem frekvence napajalne napetosti.

Takšnega obnašanja varilnega toka v odvisnosti od frekvence ni bilo enostavno pojasniti. Najprej se je takšno obnašanje pripisovalo povečani impedanci sistema zaradi višje frekvence napajalne napetosti in večji navidezni upornosti zaradi kožnega in sosedstvenega pojava v masivnih vodnikih transformatorja ter izhodnega usmernika. Kljub številnim raziskavam s tega področja v Laboratoriju za vodenje elektromehanskih sistemov, v okviru katerih je bilo v zadnjih desetih letih narejenih en magisterij [4] in pet doktoratov [5, 6, 7, 8, 9], upadanje vrednosti varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti ni bilo ustrezno pojasnjeno. Omenjeno je glavni motiv za izvedbo ustrezne analize vpliva frekvence napajalne napetosti na maksimalno vrednost varilnega toka in na izgube. Dodatno motivacijo pa je predstavljalo dejstvo, da smo lahko frekvenčno odvisnost maksimalne vrednosti varilnega toka najprej določili zgolj z zahtevnimi simulacijskimi izračuni ali z meritvami s pomočjo drage merilne opreme, ne pa s kakšnim znanim analitičnim nastavkom, ki bi ga bilo mogoče zaslediti v strokovni literaturi. Analitično rešitev, s pomočjo katere bi lahko zgolj z znanimi vrednostmi parametrov veznega modela sistema za UTV določili njegovo karakteristično lastnost – frekvenčno odvisnost maksimalnega varilnega toka, smo morali določiti sami.

Del analize frekvenčne odvisnosti maksimalne vrednosti varilnega toka temelji tudi na izračunih z MKE, s pomočjo katerih lahko hkrati analiziramo tudi frekvenčno odvisne izgube sistema za UTV. Z meritvami je za zdaj še zelo težko ločiti izgube transformatorja na izgube v primarnem in sekundarnem navitju, zato je bila dodatna motivacija te določiti s pomočjo izračunov z MKE.

1.2 Raziskovalni cilji

Raziskovalni cilji doktorske disertacije izhajajo iz same motivacije. Zaradi nezadostne strokovne razlage v literaturi in pojava zmanjševanja vrednosti varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti je bila opravljena analiza, ki je predmet doktorske disertacije.

Za temeljito raziskavo omenjenih vplivov je treba izbrati ustrezen vezni model sistema, ki bo omogočal ponazoritev obnašanja analiziranega sistema za UTV. Za izbrani vezni model obravnavanega sistema je treba določiti vrednosti parametrov,

kar pa ni tako enostavno. Parametri veznega modela sistema za UTV imajo namreč male vrednosti upornosti in induktivnosti, ki pa imajo zelo velik vpliv na dogajanje v sistemu, zato jih je treba določiti čim bolj točno.

V nadaljevanju je podanih pet glavnih ciljev doktorske disertacije:

1. določitev parametrov nadomestnega veznega modela sistema za UTV s pomočjo meritev in optimizacijskih izračunov, kjer uporabljen nadomestni vezni model:
 - (a) vsebuje komponente močnostne elektronike z nelinearnimi lastnostmi (tranzistorje, diode) in
 - (b) upošteva upornosti in razsipane induktivnosti vseh prevodnih delov;
2. določitev vpliva višanja frekvence napajalne napetosti na manjšanje velikosti varilnega toka. Zato je bila opravljena:
 - (a) analiza s pomočjo simulacijskega modela brez upoštevanja kožnega in sosedstvenega pojava z uporabo linearnega modela transformatorja,
 - (b) analiza s tranzientnimi numeričnimi izračuni z MKE z upoštevanjem kožnega in sosedstvenega pojava ter nelinearnim modelom transformatorja,
 - (c) analiza na osnovi izmerjenih vrednosti vseh pomembnih napetosti in tokov sistema za UTV,
 - (d) izpeljava analitičnega modela v obliki izrazov za izračun varilnega toka v odvisnosti od izbranih parametrov nadomestnega veznega modela sistema za UTV;
3. določitev vpliva višanja frekvence napajalne napetosti na višanje jouskih izgub in manjšanje izkoristka. V ta namen so bili opravljeni:
 - (a) izračuni izgub sistema z MKE pri različnih frekvencah in prevajalnih razmerjih,
 - (b) meritve izgub sistema s posebno merilno opremo z visoko točnostjo pri različnih frekvencah in prevajalnih razmerjih,
 - (c) razdelitev skupnih izgub na stacionarne in dinamične izgube;
4. predlog sprememb konstrukcije varilnega transformatorja, ki bi:
 - (a) zmanjšal vpliv manjšanja varilnega toka z višanjem frekvence,
 - (b) zmanjšal vpliv višanja jouskih izgub z višanjem frekvence;
5. določiti postopke za hitrejši tranzientni izračun z MKE v primerih:

- (a) ko nas zanima časovni potek ene periode napajalne napetosti v stacionarnem stanju efektivne vrednosti varilnega toka,
- (b) ko je osnovna frekvenca napajalne napetosti višja od 1 kHz in tranzientni izračuni postanejo zelo dolgotrajni (več mesecev pri frekvenci 30 kHz).

1.3 Hipoteze doktorske disertacije

V doktorski disertaciji želimo ugotoviti vpliv višanja frekvenca napajalne napetosti transformatorja za UTV na manjšanje varilnega toka in višanje izgub zaradi kožnega in sosedstvenega pojava. Tovrstna analiza zahteva izbiro ustreznega nadomestnega veznega modela, ki bo omogočal analizo obravnavanih vplivov in za katerega bo mogoče določiti vrednosti pripadajočih parametrov. Parametri veznega modela sistema za UTV pa so težko določljivi kljub uporabi posebne merilne opreme, zato je potrebna kombinacija meritev in numeričnih izračunov, ki temeljijo na optimizacijskih postopkih.

S pomočjo ustreznega nadomestnega veznega modela in predpostavk znanih parametrov želimo ugotoviti, kateri parametri veznega modela vplivajo na manjšanje varilnega toka pri višanju frekvenca napajalne napetosti in kako so izgube razporejene po posameznih komponentah sistema za UTV. Dosedanje analize namreč kažejo, da nekateri parametri veznega modela nimajo vpliva na manjšanje vrednosti varilnega toka.

Frekvenčno odvisnost varilnega toka sistema za UTV lahko določimo z zahtevnimi in časovno zamudnimi simulacijskimi izračuni ali z meritvijo z drago merilno opremo na izdelanih prototipih varilnih transformatorjev, katerih izdelava je precej zamudna in draga. Na osnovi poznanih vrednosti parametrov veznega modela želimo določiti analitične nastavke za izračun frekvenčne odvisnosti varilnega toka sistema za UTV, saj jo lahko na ta način določimo bistveno hitreje in z manj stroški. Na osnovi rezultatov simulacijskih izračunov, meritev in analitičnih rešitev želimo podati konstrukcijske napotke za izdelavo transformatorja za UTV, s katerimi bi lahko zmanjšali vplive višanja napajalne frekvenca na zmanjšanje velikosti varilnega toka in večanje izgub.

V skladu s tem so bile postavljene naslednje hipoteze:

Hipoteza 1: Težko določljivi parametri nadomestnega veznega modela se lahko določijo s kombinacijo meritev s posebno merilno opremo in optimizacijskih postopkov.

Hipoteza 2: Na zmanjšanje največje vrednosti varilnega toka pri višjih frekvencah vplivajo predvsem razsipane induktivnosti primarnega in sekundarnega navitja transformatorja za UTV.

Hipoteza 3: Na zmanjšanje največje vrednosti varilnega toka pri višjih frekvencah

ne vplivajo razsipane induktivnosti delov diodnega usmernika, po katerih teče skupni varilni tok, in sama induktivnost bremena.

Hipoteza 4: S spremembo konstrukcije sekundarnega navitja varilnega transformatorja in diodnega usmernika lahko zmanjšamo vpliv napajalne frekvence na največjo vrednost varilnega toka.

Hipoteza 5: S spremembo konstrukcije primarnega in sekundarnega navitja varilnega transformatorja ter diodnega usmernika lahko zmanjšamo negativni vpliv višanja napajalne frekvence na izgube in na izkoristek.

1.4 Predpostavke in omejitve

Sistem za UTV je kompleksen sistem različnih medsebojno povezanih delov, ki dodatno otežujejo njegovo analizo ter zahtevajo določene poenostavitve in predpostavke pri modeliranju takšnega sistema. Medsebojni vplivi različnih pojavov onemogočajo analizo vpliva spreminjanja zgolj enega parametra sistema, zato je pri numeričnih izračunih treba upoštevati določene električne količine kot konstantne.

Eden izmed izrazitejših primerov predpostavk je povezan s pojavom sesedanja enosmerne napetosti frekvenčnega pretvornika, katere vrednost je odvisna od obremenitve pretvornika, napetosti in obremenjenosti električnega omrežja. Sesedanje enosmerne napetosti ima prav tako vpliv na velikost varilnega toka, zato je v numeričnih izračunih predpostavljena konstantna vrednost napetosti, da lahko analiziramo upadanje varilnega toka zgolj kot posledico višanja frekvence napajalne napetosti.

Druga poenostavitev je povezana z izdelavo prototipov transformatorjev, ki bi morali biti narejeni za različne nazivne vrednosti frekvence napajalne napetosti. Izdelava takšnih prototipov transformatorjev je povezana z velikimi stroški in roki izdelave, zato so bile vse analize narejene na industrijskem primeru varilnega transformatorja, ki je bil v osnovi projektiran za obratovanje pri frekvenci 1 kHz. Na omenjenem transformatorju so bile narejene meritve tudi pri višjih frekvencah napajalne napetosti, vse do 10 kHz.

Omenjeno sta le dve najpomembnejši predpostavki med številnimi drugimi, ki so podane v nadaljevanju. V okviru doktorske disertacije bodo upoštevane naslednje predpostavke in omejitve:

- v obravnavi bo le srednjefrekvenčni sistem za UTV z enosmernim varilnim tokom do 30 kA, nazivno močjo okrog 130 kVA in razmerjem ovojev 55 : 1;
- analizirajo se vplivi spreminjanja frekvence napajalne napetosti varilnega transformatorja do 30 kHz z numeričnimi izračuni in do 10 kHz z meritvami;

- analizira se varilni transformator, ki je industrijsko narejen za obratovanje pri frekvenci 1 kHz;
- kljub analizam varilnega transformatorja pri višjih frekvencah se presek jedra transformatorja ne prilagaja frekvenci in tako vedno ostaja enak;
- prevajalno razmerje 90 % se obravnava kot maksimalno dopustno prevajalno razmerje zaradi zahtevane rezerve, ki preprečuje kratek stik tranzistorjev H-mosta, ki napaja primarno stran transformatorja za UTV;
- železno jedro transformatorja:
 - pri 2D-izračunih z MKE ne upoštevamo lameliranosti jedra, zračne reže in izgub železa;
 - pri 2D-izračunih z MKE je globina analiziranega problema povečana z namenom upoštevanja celotne dolžine navitij transformatorja, kar je kompenzirano s poslabšanjem magnetnih lastnosti železa;
 - pri numeričnih izračunih v Simulinku uporabimo idealni model transformatorja;
- pri numeričnih izračunih v Simulinku in z MKE je uporabljena konstantna vrednost enosmerne napajalne napetosti 560 V;
- zaradi omejitev razpoložljivega pretvornika se meritve opravijo največ do napajalne frekvence 10 kHz, medtem ko se izračuni opravijo do 30 kHz;
- podani konstrukcijski napotki za predlagane spremembe se nanašajo na obravnavani industrijski primer transformatorja za UTV;
- vse meritve in izračuni se opravijo pri enaki vrednosti upornosti in induktivnosti bremena, ki dovoljuje doseganje nazivne vrednosti varilnega toka transformatorja;
- do razlik v rezultatih med meritvami in izračuni bo zagotovo prišlo zaradi naslednjih dejstev:
 - geometrija diodnega usmernika ni upoštevana pri 2D-izračunih z MKE, upoštevane so zgolj upornosti in induktivnosti v sekundarnem vezju;
 - napajalna napetost enosmernega vodila se v realnosti močno sesede, saj je odvisna od velikosti obremenitve, pri izračunih pa se predpostavi konstantna vrednost 560 V;
 - v realnosti se spreminja upornost bakra zaradi segrevanja materiala;
 - v 2D-izračunih z MKE so upoštevani samo ravni vodniki brez krivin.

1.5 Pregled doktorske disertacije po poglavjih

Doktorska disertacija je razdeljena v sedem poglavij, pri čemer je v prvem poglavju podan uvod s kratkim opisom obravnavane tematike sistemov za UTV v srednjefrekvenčnem področju. V uvodu so podani motivi za delo, ki izhaja iz realnega industrijskega problema, to je potreba po zmanjšanju teže varilnega transformatorja z višanjem napajalne frekvence, ki pa ima za posledico manjšanje največje vrednosti varilnega toka in višanje izgub. Podani so raziskovalni cilji in hipoteze, ki se jih je poskušalo potrditi ali ovreči.

V drugem poglavju so na kratko podani splošni postopki varjenja, med katere spada tudi UTV. Podrobneje je obravnavano UTV, saj se obravnavani problem navezuje na tovrstni princip varjenja. Ker lahko UTV izvajamo tako z izmeničnim kot enosmernim tokom, so na kratko podane prednosti in slabosti uporabe obeh oblik varilnega toka. Varjenje z enosmernim tokom, ki ga dosežemo s frekvenčnim pretvornikom, varilnim transformatorjem in izhodnim usmernikom, lahko zagotovimo z različno velikostjo frekvence napajalne napetosti. Predstavljeni so nizko-, srednje- in visokofrekvenčni sistemi za UTV.

V tretjem poglavju je podan podroben opis obravnavanega sistema za UTV. Prikazani so podrobni opisi vseh posameznih komponent, ki ga sestavljajo ter tako vplivajo na frekvenčno odvisnost varilnega toka in na izkoristek sistema, ki sta glavni temi raziskovanja. S pomočjo fotografij so ločeno predstavljene vse komponente, od močnostnega frekvenčnega pretvornika, varilnega transformatorja z železnim jedrom in navitij do izhodnega diodnega usmernika in varilnih klešč oziroma njihovega laboratorijskega nadomestka.

V četrtem poglavju je predstavljen nadomestni vezni model sistema za UTV v obliki razširjenega veznega modela s pomembnimi parametri. Razložena je razširitev veznega modela z upoštevanjem priključnega kabla in deli diodnega usmernika, po katerih teče skupni varilni tok obeh vej sekundarnega navitja transformatorja. Podane so diferencialne enačbe, ki opisujejo obnašanje pripadajočih spremenljivk stanja danega veznega modela. Ker je vrednosti parametrov veznega modela težko določiti zgolj z meritvami, je podrobneje razložen princip določitve s kombinacijo meritev napetosti in tokov varilnega transformatorja in optimizacijskega postopka. Uporabljen je bil optimizacijski algoritem z roji delcev, zato je na kratko podana teoretična razlaga delovanja samega algoritma. Na koncu je podana tabela z vsemi določenimi vrednostmi parametrov veznega modela ter prikazana je primerjava izmerjenih in izračunanih časovnih potekov tokov.

V petem poglavju je obravnavana analiza vpliva preklopne frekvence na velikost varilnega toka. Analiza je opravljena s pomočjo meritev pri različnih velikostih frekvence in prevajalnih razmerij ter s pomočjo izračunov. Izračuni so se izvajali s

Simulinkom in z MKE, pri čemer ta upošteva dejansko geometrijo varilnega transformatorja ter s tem vpliv kožnega in sosedstvenega pojava. Rezultati vseh treh metod so med sabo primerjani pri največji vrednosti prevajalnega razmerja in pri različnih vrednostih frekvence napajalne napetosti, saj to določa maksimalni varilni tok. S pomočjo izračunov s Simulinkom je narejena analiza vpliva vrednosti parametrov modela na velikost varilnega toka. Za konec pa so podani nekateri splošni napotki za spremembo konstrukcije navitij varilnega transformatorja, s pomočjo katerih lahko zmanjšamo negativni vpliv višanja napajalne frekvence na velikost varilnega toka. Vpliv različnih konstrukcij navitij transformatorja se je analiziralo s pomočjo šestih različnih modelov, ki se jih je preverilo z MKE.

V šestem poglavju je obravnavana analiza vpliva preklopne frekvence na joulske izgube varilnega transformatorja. Analiza temelji na podlagi primerjave rezultatov meritev in izračunov s pomočjo MKE za obravnavani industrijski varilni transformator. Zaradi izredno dolgih časov izračuna z MKE, ki se z višanjem napajalne frekvence izredno podaljšajo, sta v dodatku predstavljene dve metodi za hitrejšo doseganje stacionarnega stanja varilnega toka, ki bistveno skrajšata čas izračuna. Z uporabo teh metod so bile izračunane izgube šestih različnih konstrukcij varilnih transformatorjev pri različnih frekvencah napajalne napetosti. Na osnovi dobljenih rezultatov so bili podani splošni konstrukcijski napotki za zmanjšanje negativnih vplivov višanja napajalne frekvence na velikost joulskih izgub. Izračunane izgube s pomočjo MKE v navitjih varilnega transformatorja so bile tudi razdeljene na stacionarni in dinamični del. S pomočjo razdelitve izgub je jasno razviden delež vpliva izgub zaradi kožnega in sosedstvenega pojava na skupne izgube ter s tem na manjšanje izkoristka pri višanju napajalne frekvence.

V zadnjem, sedmem poglavju je podan sklep doktorske disertacije. Predstavljene so pomembni zaključki z izpostavljenimi znanstvenimi prispevki opravljenega dela. Na podlagi pridobljenih rezultatov opravljenih analiz, izračunov in meritev so postavljene hipoteze v celoti potrjene.

V dodatku je podrobno predstavljena uporabljena merilna oprema s podatki o merilnih pogreških. Prav tako sta v dodatku razložena dva vpeljana načina izračuna z MKE, ki omogočata hitrejšo doseganje stacionarne efektivne vrednosti varilnega toka in s tem občutno skrajšata čas numeričnih izračunov pri višjih vrednostih frekvence napajalne napetosti.

Poglavje 2

Pregled postopkov varjenja

Varjenje je spajanje dveh ali več delov v nerazdružljivo in nepretrgano celoto s toploto, pritiskom ali z obema [10], [11], [12]. Spajanje različnih materialov se je v zadnjih letih močno razvilo, zato varjenje vse bolj nadomešča kovičenje, ki se je uporabljalo v preteklosti za spajanje kovinskih materialov. Med spajanje materialov spadata tudi lotanje in lepljenje. Postopki spajanja potekajo s segrevanjem ali brez segrevanja materiala. Toploto za spajanje materialov lahko ustvarimo s pomočjo različnih vrst energije, kot so mehanska, električna, kemična in druge oblike energije. Pri varjenju z mehansko energijo prihaja do varjenja pod pritiskom, kjer ločimo varjenje s pritiskom (stiskanje), varjenje s trenjem (trenje med mirujočim in vrtečim se delom varjenca), varjenje z ultrazvokom in varjenje z difuzijo. Pri varjenju z difuzijo varimo z zelo majhnim pritiskom in tlakom, pri zvišani temperaturi na zvarjenem mestu nad temperaturo rekristalizacije, z enostransko ali izmenjalno difuzijo površinskih atomov na majhne razdalje. Difuzijsko varjenje izvajamo v vakuumu, možno pa je tudi v zaščitnih plinih in solnih kopelih.

Kadar varjencu dovajamo energijo s pomočjo električnega toka, ločimo med upornim in obločnim varjenjem [13], [14] s kovinsko ali ogljeno elektrodo [15]. Pri obločnem varjenju ločimo med varjenjem v prosti atmosferi in varjenjem v zaščitnem okolju z inertnim plinom (helij in argon).

Pri varjenju s pomočjo kemične energije ločimo plamensko, termitno in eksplozijsko varjenje [10]. Plamensko varjenje je talilno varjenje s toploto plamena, ki nastane z zgorevanjem gorljivega plina (acetilen, propan, butan, vodik), goriva (bencin) s čistim kisikom ali s kisikom iz zraka. Pri termitnem varjenju gre za talilno varjenje s talino čiste kovine (iz kovinskih oksidov), nastale s kemijsko reakcijo zmesi kovinskih oksidov in druge čiste kovine v kovinskih oksidih. Pri eksplozijskem varjenju z eksplozijo razstreliva poženemo enega ali oba dela, ki ju želimo združiti, drugega proti drugemu z zelo veliko hitrostjo ($6500 \frac{\text{m}}{\text{s}}$). Na mestu trenutnega stika se zvišata temperatura in tlak tudi do 100 000 bar, tako da postane material tekoč in nastane zvarni spoj.

Poznamo pa tudi druge vrste varjenja, kot sta lasersko varjenje in varjenje z elektronskim snopom [15]. Obe vrsti varjenja spadata med zelo drage načine spajanja zaradi posebne opreme, ki omogoča tovrstno varjenje.

Ne glede na način varjenja po varjenju nastane zvar, ki ne sme imeti razpok ter mora biti žilav in homogen. Njegove mehanske lastnosti in mikrostruktura morajo biti iste, kot jih ima osnovna zlitina. Nastali zvar predstavlja neločljivo zvezo med dvema ali več varjenci, zato mora biti sposoben vzdržati zahtevane pritiske. Zavarjeni del je namreč sestavni del konstrukcije ali izdelka, kjer si ne moremo privoščiti, da bi zaradi slabega vara prišlo do porušitve ali zloma izdelka. Slednje je pomembno tudi v avtomobilski industriji pri varjenju karoserij, kjer so lahko zaradi tega ogrožena tudi človeška življenja.

Ker v doktorski disertaciji obravnavamo sistem za UTV, ki spada v skupino uporovnih varjenj [16], [17], [18], si podrobneje pogledjmo ta način varjenja.

2.1 Uporovno varjenje

Uporovno varjenje je proces, pri katerem se površine materialov združijo kot posledica toplote, ki se sprosti ob prevajanju električnega toka na električni upornosti stične točke površin varjenih materialov. Varilni tok za potrebe varjenja mora biti relativno visok in zagotovljen z relativno nizko napetostjo. Pri varjenju je pomembna sila stiskanja, ki zagotavlja neprekinjen dotok električnega toka in poskrbi za zlitje segrelih delov materialov. Vročina zaradi električnega toka se ustvari na mestu površin, kjer se stikata materiala, ki ju stiskajo varilne klešče prek elektrod. V času varilnega cikla se varjena materiala segrejeta do točke tik pred mejo taljenja materiala, kjer material postane mehak in sila stiskanja oba dela združi med sabo. Površini materiala se zato ne rabita povsem staliti, da nastane var. Varjenca se običajno združita kot posledica vročine in pritiska in ne zaradi samega taljenja materiala. Pri tem načinu varjenja ni treba dodajati materiala, kot recimo pri obločnem varjenju.

Dovedeno energijo v obliki toplote lahko izračunamo z (2.1), kjer so I_w efektivna vrednost varilnega toka, R_w upornost vara oziroma bremena in T_{cv} čas dovajanja električnega toka.

$$W_w = I_w^2 R_w T_{cv} \quad (2.1)$$

Električni tok za uporovno varjenje je običajno zagotovljen s transformatorjem ali s kombinacijo transformatorja in kondenzatorja. V obeh primerih transformator zagotavlja pretvorbo visoke napetosti v nizko napetost z velikim tokom. Pri varilnih aplikacijah manjših moči se uporablja kondenzator, ki shrani električno energijo,

dokler ni porabljena v času varjenja, s čimer je zagotovljen relativno velik varilni tok. Kondenzator namreč omogoča zagotavljanje relativno velikega električnega toka, vendar smo omejeni s kapacitivnostmi, zato je običajno uporabljen v kombinaciji s transformatorjem, ki je lahko zaradi tega manjši.

Zahtevana sila stiskanja oziroma sila elektrod je zagotovljena s pnevmatskim, hidravličnim ali mehanskim sistemom. Potrebna sila stiskanja je odvisna od velikosti varilnega sistema in debeline varjencev ter je lahko od nekaj gramov za zelo male varilne sisteme do več tisoč kilogramov za večje sisteme.

Večina sistemov za uporovno varjenje vsebuje naslednje tri elemente:

- mehanski sistem za držanje varjencev in zagotavljanje sile prek elektrod,
- električni tokokrog, sestavljen iz transformatorja, povezave od transformatorja do varjencev, po kateri teče reguliran varilni tok,
- sistem vodenja za regulacijo varilnega cikla.

Uporovno varjenje omogoča medsebojno spajanje enakih ali različnih materialov (npr. jeklo in baker) in se ga uporablja predvsem za varjenje karoserij, cistern, žic, palic, verig in v drugih primerih. Uporovno varjenje lahko delimo na različne načine, kar je predvsem odvisno od lege varjencev med samim varjenjem in načina segrevanja [10]. Tako poznamo:

- točkovno varjenje (elektrodi oblikovani v točko),
- kolutno varjenje (elektrodi v obliki koluta, ki naredita "šiv" med varjencema),
- bradavičasto varjenje (kvadratni elektrodi in varjenec z bradavicami oziroma čepi),
- sočelno varjenje (nasproti si vpeta varjenca),
- obžigalno varjenje (nasproti si vpeta varjenca, med katerima prihaja do iskrenja).

Točkovno varjenje je najbolj razširjen postopek uporovnega varjenja in se največ uporablja v avtomobilski industriji za varjenje karoserij. V tem trenutku je točkovno varjenje eden izmed najbolj robotiziranih postopkov varjenja. Ker tovrstno varjenje obravnavamo v doktorski disertaciji, bo ta vrsta uporovnega varjenja podrobneje predstavljena v nadaljevanju, na kratko pa so predstavljene še druge vrste uporovnega varjenja.

Kolutno varjenje se od točkovnega varjenja razlikuje le po obliki in vlogah elektrod. Če pri točkovnem varjenju var predstavlja zgolj ena točka, je pri kolutnem

varjenju var daljši in v obliki šiva. Najnazornejši primer kolutnega varjenja je varjenje cistern, kjer var ne sme prepuščati tekočine, zato se vari vzdolž linije v obliki šiva. Naloge elektrod so v tem primeru prevajanje električnega toka ter pritiskanje in premikanje varjenca [10].

Bradavično varjenje se uporablja v primerih, kadar želimo naenkrat zvariti varjenca po večji zvarni površini. Zaradi večje površine točkovno varjenje s široko elektrodo ne pride v poštev. V ta namen se predhodno na eni izmed površin varjenca mehansko ustvari izbokline oziroma bradavice, ki služijo kot stične točke med varjencema in s tem zmanjšajo površino samega varjenja. Zaradi posebej oblikovanih bradavic se stična površina zmanjša, s tem pa se poveča upornost med varjencema, ki tako omogoča varjenje na točno določenih mestih. Z razliko od točkovnega varjenja so pri bradavičastem varjenju elektrode bistveno manj obremenjene električno, toplotno in mehansko, posledično so lahko iz čistega bakra. Vendar pa so zahtevani nekoliko večji toki, ker so zvarne površine večje kot pri točkovnem varjenju. Značilnosti bradavičastega postopka varjenja so hitrejše varjenje od točkovnega, cenejše elektrode z daljšo življenjsko dobo in boljši videz površine zvara, saj ni sledov ožiganja, manjši je vpliv kakovosti površin na trdnost zvara in lažje je pozicioniranje varjencev. Slabost bradavičastega varjenja pa je, da se uporablja le za serijsko delo, saj vsak izdelek potrebuje orodje in stroj za izdelavo bradavic [10].

Sočelno varjenje se uporablja za čelno varjenje paličastih varjencev s premerom do 30 mm. Prehodna upornost na stični površini povzroča segrevanje materiala do mehkega stanja tik pred taljenjem. Po stiskanju z ustrezno veliko silo se varjenca združita v tako imenovani žmulast zvar. Pred varjenjem je treba pripraviti površini, ki morata biti čisti in gladki. Nato se varjenca vpneti in stisneta z manjšo silo. Sledi vklop varilnega toka, da se čelni ploskvi segrejeta. Ko sta čelni ploskvi dovolj segreti, se tok izključi in sledi stiskanje z večjo silo. V določenih primerih lahko sledi ponovno segrevanje za odpravo notranjih napetosti ali normalizacijo strukture zvara. Pri sočelnem varjenju nastane žmulast zvar, ki ga je treba naknadno mehansko in površinsko obdelati, saj izstopa iz površine [10].

Obžigalno varjenje je postopek uporovnega varjenja, ki je zelo podoben sočelnemu varjenju, razlika je le v tem, da je ta postopek primeren za varjenje varjencev z večjimi preseki. Elektrode so v tem primeru močnejše in vodno hlajene. Pri večjih varjencih se uporablja dodatni par elektrod iz jekla, da se razbremeni bakrene elektrode pri večjih mehanskih obremenitvah. Prav tako se pri tem postopku uporablja večje in močnejše varilne transformatorje. Bistvena razlika med sočelnim in obžigalnim varjenjem je faza obžiganja. Z izmeničnim spreminjanjem razdalje med varjencema s posebnimi sanmi se med varjenci vzpostavlja kratek stik. Velika gostota električnega toka povzroča hitro taljenje in uparjanje materiala. Pri tem nastajajo plini, ki odnašajo kapljice staljenega materiala. Po obžiganju sta zvarni

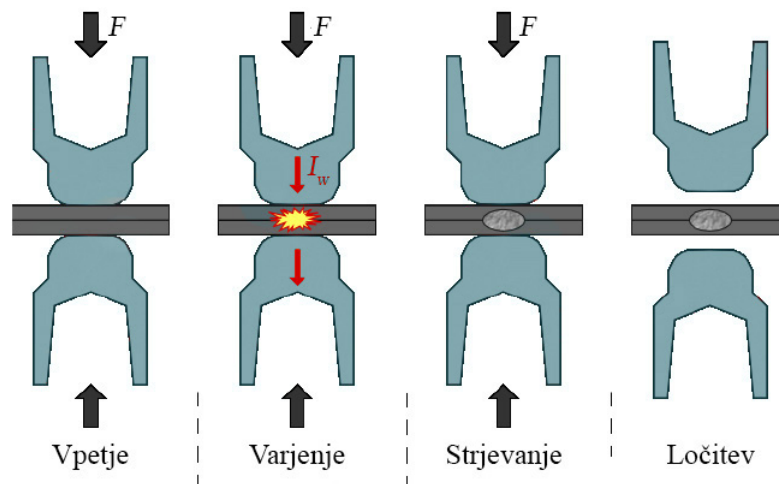
površini čisti in se povsod dotikata, predhodna priprava zvarnih površin zato ni potrebna [10].

2.1.1 Uporovno točkovno varjenje

Ker je v doktorski disertaciji obravnavan sistem za UTV, si podrobneje pogledjmo postopek UTV. Točkovno varjenje je najbolj razširjeno varjenje, ki je tudi najbolj robotizirano med vsemi vrstami uporovnega varjenja. V tem procesu nastane zvar na osnovi sproščanja toplote, ki se ustvari na mestu stičišča varjencev, kjer je električna upornost največja. Na mestu zvara elektrode stiskajo varjenca s potrebno silo in dovajajo ustrezno velik varilni tok, ki je odvisen od številnih dejavnikov. Velikost in obliko zvara določata velikost in oblika varilnih elektrod.

Čas varjenja je določen z vgrajenim časovnikom v sam varilni sistem ali računalnikom, ki vodi in nadzira varilni cikel, ki ga lahko razdelimo v štiri korake, prikazane na sliki 2.1. Varilni cikel obsega:

- čas vpetja ali čas med vpetjem elektrod in vklopom varilnega toka,
- čas varjenja ali čas, ko dejansko teče varilni tok prek varjenca,
- čas strjevanja ali čas, ko elektrodi še vedno stiskata varjenca, varilni tok pa več ne teče,
- čas ločitve ali čas, ko elektrodi nista več v stiku z varjencema.



Slika 2.1: Koraki tvorjenja uporovnega točkovnega vara

Vsi štirje koraki v okviru enega varilnega cikla so grafično prikazani na sliki 2.1, s katere je razvidno, da je sila stiskanja elektrod prisotna v prvih treh korakih, električni varilni tok pa samo v drugi fazi. Varilne elektrode so pri večjih močeh varjenja

vodno hlajene, saj so močno električno in toplotno obremenjene. Prav tako se s časom tudi mehansko obrabijo in jih je treba zamenjati. Proizvajalci sistemov za UTV podajajo tudi tabele z informacijami za točno določene čase vsakega izmed štirih korakov cikla varjenja, ki so odvisni od vrste in debeline materiala. S točkovnim varjenjem se varijo materiali debeline od 25 μm do 25 mm.

Upornost bremena, ki jo najlažje določimo iz vrednosti varilnega toka in padca napetosti na priključnih sponkah izhodnega usmernika varilnega transformatorja, lahko razdelimo v več ločenih, zaporedno vezanih upornosti. Te upornosti so upornost varilnih klešč z elektrodami, obe kontaktni upornosti med pločevino in elektrodami, upornosti varjenih pločevin ter kontaktne upornosti med samimi pločevinami.

Sisteme za UTV lahko v grobem razdelimo v stacionarne in mobilne sisteme. Stacionarni sistemi imajo običajno eno fiksno (spodnjo) in eno premično elektrodo, ki se pomika s pomočjo pnevmatskega sistema, hidravličnega sistema ali pa s pomočjo elektromotorja. Moči takšnih sistemov se gibljejo od 10 kVA do 500 kVA za večje sisteme. Mobilni varilni sistemi za UTV se uporabljajo predvsem v primerih, ko je varjenec prevelik za premikanje. Takšni mobilni sistemi so opremljeni s tlačnim cilindrom za zagotavljanje ustrezne sile, transformatorjem, držalom za elektrode, elektrodami in potrebnimi kontrolami za vodenje sistema. Uporabljajo se v masovni proizvodnji avtomobilov, letal, vlakov, hišnih aparatov in podobnih izdelkov, kjer se varijo relativno tanke pločevine.

Med mobilne sisteme spadajo tudi sistemi za UTV, katerih varilni transformator je pritrjen na robotsko roko. Takšni sistemi se uporabljajo predvsem v avtomatiziranih proizvodnih linijah za varjenje avtomobilskih karoserij. Karoserija je prevelika za uporabo stacionarnih varilnih sistemov, zato je ta v času varjenja stacionarno nameščena, okrog nje pa določeno število robotov s premikanjem roke doseže vse varilne točke. Zaradi relativno velikega varilnega toka in potrebe po zmanjšanju izgub v povezavah od varilnega transformatorja do mesta zvara je varilni transformator nameščen čim bližje samemu varu, to je na koncu robotske roke. Ker se varilni transformator z vgrajenim usmernikom ves čas premika skupaj z robotsko roko, je teža transformatorja zelo pomembna. Teža transformatorja vpliva na potrebno moč in velikost robota, porabo električne energije za pomikanje robotske roke ter dinamiko in s tem na storilnost robota.

Uporovno varjenje lahko delimo tudi glede na obliko varilnega toka, ki je lahko izmenična (angl. Alternating current – AC) ali enosmerna (angl. Direct current – DC). Povsem prvi zametki uporovnega varjenja so bili na osnovi enosmerne toka iz baterijskih celic. Predvsem v času prve in druge svetovne vojne pa se je začelo uporovno varjenje močno razvijati zaradi potreb po hitrem in učinkovitem varjenju v vojaški industriji. V zadnjih nekaj desetletjih so se načini varjenja zelo izpopolnili in prilagodili za zelo specifične potrebe. Tako se danes uporabljata dve vrsti UTV,

ki temeljita na izmeničnem in enosmernem varilnem toku, saj imata obe vrsti svoje prednosti in slabosti. Predvsem v avtomobilski industriji, ki je zelo avtomatizirana z varilnimi roboti, ima UTV na osnovi enosmernega toka številne prednosti pred izmeničnim. Prednosti in slabosti varjenja z izmeničnim in enosmernim varilnim tokom so podane v naslednjem podpoglavju.

2.2 Prednosti in slabosti varjenja z izmeničnim in enosmernim tokom

Sistemi za UTV, ki delujejo na osnovi enosmerne varilnega toka (v nadaljevanju: DC-varilni sistemi), imajo številne prednosti pred sistemi z izmeničnim varilnim tokom. Sistemi z enosmernim varilnim tokom dosegajo veliko večje gostote moči, imajo boljši izkoristek, dosega se boljša kakovost zvarov in večja delovna učinkovitost ter omogočajo lažje vodenje in avtomatizacijo. DC-varilni sistemi imajo bistveno manjšo težo in velikost varilnih transformatorjev, kar omogoča večjo dinamiko premikanja robotske roke, različne možnosti vodenja varilnega toka ter hitrejše in kakovostnejše varjenje, kar vpliva na večjo učinkovitost varilnih sistemov.

Za manjše vrednosti enosmerne varilne tokove lahko uporabimo kondenzatorje, v katerih se začasno shrani električna energija. V trenutku varjenja se ta shranjena energija sprosti v obliki razmeroma velikega enosmerne toka, ki pa je omejen z velikostjo in kapacitivnostjo kondenzatorjev. Takšen princip varjenja se uporablja za varjenje tankih pločevin, kjer za samo varjenje ni potrebne veliko energije. Dodatni kondenzatorji delujejo skupaj z varilnim transformatorjem, katerega velikost je zato lahko tem manjša, kolikor večja je kapacitivnost kondenzatorjev.

Sistem za uporovno varjenje z enosmernim tokom je sestavljen iz frekvenčnega pretvornika, ki napaja varilni transformator, in izhodnega usmernika, s katerim dosežemo enosmerni varilni tok. Frekvenčni pretvorniki, ki spreminjajo napetost enosmerne vodila v izmenično napetost pravokotne oblike, lahko delujejo pri različnih frekvencah. Če bi bila frekvenca enaka frekvenci napetosti omrežja 50 Hz, frekvenčni pretvornik ne bi bil potreben in bi bilo napajanje varilnega transformatorja izvedeno kar s sinusno napetostjo omrežja. Pri neposrednem napajanju iz omrežja lahko imamo enofazne, dvofazne ali trifazne sisteme za UTV, katerih usmerjena napetost na sekundarju varilnega transformatorja je lahko polvalna ali polnovalna. Sisteme za UTV lahko tako delimo glede na frekvenco napajalnega vira ter ločimo nizko-, srednje- in visokofrekvenčne varilne sisteme.

Nizkofrekvenčni so predvsem sistemi z neposrednim napajanjem iz omrežja [19], [20], [21] s frekvenco 50 Hz, zaradi velike teže in velikosti pa se uporabljajo predvsem v stacionarnih varilnih sistemih in ne na robotskih rokah. Z višanjem

napajalne frekvence se zmanjšuje potreben presek železnega jedra varilnega transformatorja, zato se mere in teža tega zmanjšujejo. Pri stacionarnih sistemih teža in mere ne predstavljajo posebne omejitve, prav tako pa ne potrebujemo pretvornika, zato so tovrstni varilni sistemi lahko preprostejši in cenejši.

Srednjefrekvenčni varilni sistemi z enosmernim tokom potrebujejo za napajanje varilnega transformatorja frekvenčni pretvornik. Z višanjem napajalne frekvence se zmanjšujeta potreben presek železnega jedra in volumen materiala za izdelavo transformatorja, zato lahko dosegamo enake moči z manjšimi merami in težo, kar je še posebej primerno za varjenje z roboti. Takšen primer uporabe je predvsem avtomatiziran sistem proizvodnih linij v avtomobilski industriji za varjenje karoserij [22]. V ta namen se uporabljajo srednjefrekvenčni varilni sistemi od 10 kVA do več kot 200 kVA. V primerih, ko je potreba po še večjih močeh, se vzporedno veže več varilnih transformatorjev manjših moči, ki skupaj zagotovijo večji varilni tok in večjo moč sistema. Takšni paralelno vezani sistemi so lahko napajani z ločenimi sinhroniziranimi frekvenčnimi pretvorniki ali z enim skupnim napajalnim sistemom velike moči.

Srednjefrekvenčni varilni sistemi dosegajo zelo velike moči in varilne tokove, zato imajo tudi velike izgube v navitjih transformatorja in v izhodnem diodnem usmerniku. Posledično so vodno hlajeni, kjer voda teče neposredno po masivnih sekundarnih ovojih in povezavah diodnega usmernika. Kljub dodatnim elementom, v katerih se pojavljajo izgube, pa imajo srednjefrekvenčni sistemi za UTV za doseganje enakega varilnega učinka [23] še vedno za približno 20 % boljši izkoristek od sistemov z izmeničnim tokom. Enosmerni varilni tok namreč dovaja energijo na mesto varjenja konstantno, pri izmeničnem toku pa se dovajanje prekinja. Srednjefrekvenčni sistemi za UTV so seveda sestavljeni iz večjega števila elementov kot izmenični sistemi, zato se možnost potencialnih okvar poveča, s tem pa se zmanjša zanesljivost varilnega sistema v primerjavi z izmeničnimi sistemi. Okvaram so podvržene predvsem polprevodniške komponente v diodnem usmerniku, na katerih se sprošča velika toplotna energija, zato morajo biti ustrezno pritrjene za čim boljši odvod toplote. Z zamenjavo diod izhodnega usmernika z ustreznimi tranzistorji dobimo tako imenovani sinhroni usmernik [24], [25], s čimer zelo zmanjšamo izgube izhodnega usmernika. Vendar pa se zaradi večjega števila uporabljenih elementov potencialno še poveča možnost okvar, kar lahko dodatno zmanjša zanesljivost delovanja v primerjavi z navadnim diodnim usmernikom.

Visokofrekvenčni sistemi za UTV so se začeli pojavljati v zadnjem obdobju [26], [27], [28], vendar zaenkrat še za manjše moči in manjše varilne toke, ki pa se povečujejo z razvojem industrijske elektronike. Izdelava teh varilnih sistemov je nekoliko drugačna od srednjefrekvenčnih sistemov, saj se z naraščanjem frekvence izgube zaradi kožnega in sosedstvenega pojava močno povečujejo [29]. Prav tako je

2.2 Prednosti in slabosti varjenja z izmeničnim in enosmernim tokom

jedro transformatorja bistveno manjše, navitja transformatorja pa povsem drugačne tankoplastne ali folijske izvedbe, kar predstavlja izziv za izvedbo vodnega hlajenja takšnih sistemov. Zaradi velike frekvence so preseki železnega jedra transformatorja bistveno manjši od srednjefrekvenčnih sistemov. Velika prednost visokofrekvenčnih sistemov pa je zmanjšana hrupnost delovanja [30], saj je obratovalna frekvenca višja od človeškega spektra zaznavanja zvoka.

Poglavje 3

Opis obravnavanega sistema za UTV velikih moči z enosmernim tokom

V tem poglavju je podrobneje opisan sistem za UTV, ki je obravnavan v doktorski disertaciji. Zaradi obravnave varilnega transformatorja velike moči, 130 kVA, ki se uporablja predvsem za varjenje v avtomobilski industriji, je uporabljen transformator iz serijske proizvodnje PSG6130 družbe BOSCH Rexroth. Podjetje, ki tudi dejansko izdeluje omenjene transformatorje, je v Sloveniji v Škofji Loki. V svetu namreč obstaja le peščica velikih podjetij, ki izdelujejo varilne transformatorje velikih moči za varjenje karoserij v avtomobilski industriji, pokrivajo pa večinski tržni delež vseh proizvedenih tovrstnih transformatorjev.

Varilni transformatorji velikih moči za varjenje karoserij v avtomobilski industriji niso na voljo v prosti prodaji, zato jih je zelo težko dobiti za analizo obratovanja in njihovo primerjavo. Praktično nemogoče pa je brez tesnega sodelovanja s katerim izmed podjetij in medsebojnega interesa pridobiti tudi podrobnejše podatke o zgradbi ali posameznih merah sestavnih delov transformatorja in diodnega usmernika. Določene podatke analiziranega varilnega transformatorja smo uspeli pridobiti in bodo podrobneje predstavljeni v ločenem podpoglavju.

Čeprav je omenjeno podjetje priskrbelo tudi industrijski frekvenčni pretvornik za napajanje varilnega transformatorja, pa je bil ta precej zaprt in ni omogočal spreminjanja vrednosti določenih nastavitvev parametrov, ki so bili pomembni pri raziskovalnem delu. Zato je bil za analize uporabljen v laboratoriju izdelan frekvenčni pretvornik, ki omogoča uporabo različnih načinov vodenja in spreminjanje najrazličnejših parametrov, saj je plod lastnega znanja osebja v laboratoriju, v katerem so bile narejene analize, in je sestavljen iz namensko izbranih komponent. Omenjen frekvenčni pretvornik je tako možno voditi s pomočjo sistema dSpace ali drugega zunanega signalnega procesorja.

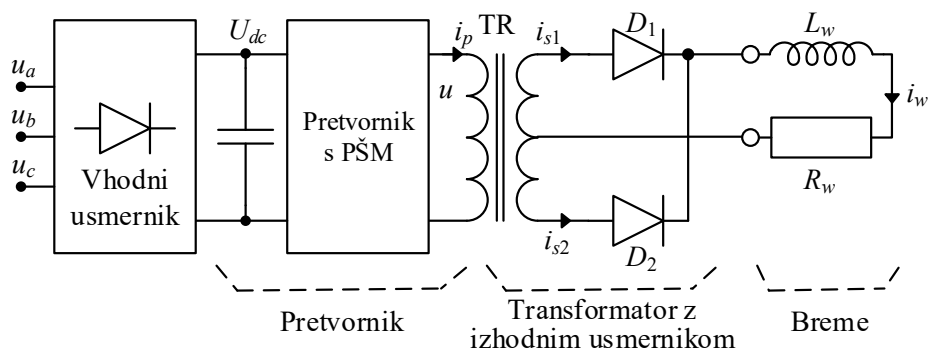
Breme, priključeno na izhodnih sponkah diodnega usmernika varilnega transformatorja, so v realnosti varilne klešče z elektrodami in varjena pločevina (var).

Poglavje 3. Opis obravnavanega sistema za UTV velikih moči z enosmernim tokom

Zaradi spreminjanja induktivnosti in upornosti vara med varjenjem se za namene laboratorijskih analiz uporablja nadomestno breme s čim konstantnejšimi parametri, ki ima približno enake vrednosti upornosti in induktivnosti kot dejansko breme.

Na sliki 3.1 je prikazana blokovna shema celotnega sistema za UTV, ki jo z leve proti desni sestavljajo vhodni diodni usmernik, enosmerno vodilo, pretvornik s PŠM, varilni transformator z izhodnim usmernikom in breme. S PŠM ustrezno vodimo pretvornik v obliki H-mosta tako, da na izhodu pretvornika dobimo izmenično napetost pravokotne oblike, s katero napajamo primarno navitje varilnega transformatorja. Transformator ima na sekundarju navitje s sredinskim odcepom, ki deli navitje na dva dela, ki sta povezana na dve močnostni diodi izhodnega usmernika, da dobimo usmerjeno polnovalno napetost na izhodnih sponkah. Na izhod varilnega transformatorja z diodnim usmernikom so nato priključene varilne klešče z elektrodama, ki skupaj z varom tvorijo breme z ustrezno ohmsko upornostjo in induktivnostjo.

Posamezni deli sistema za UTV, ki so bili uporabljeni za izvedbo meritev in analiz, so podrobneje predstavljeni v nadaljevanju, vključno s fotografijami.



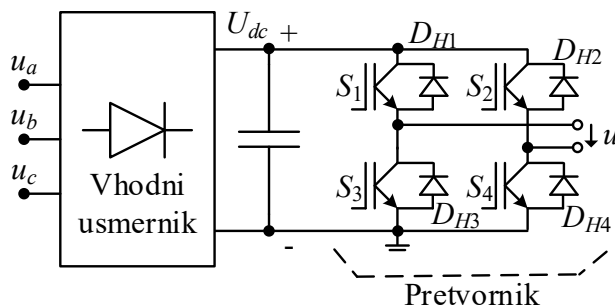
Slika 3.1: Shematski prikaz sistema za UTV

V dodatku [A] doktorske disertacije je podana predstavitev uporabljene merilne opreme s podatki merilnih pogreškov. Z opisano merilno opremo so bile izvedene vse meritve napetosti in tokov varilnega transformatorja z izhodnim diodnim usmernikom, ki so bile uporabljene v disertaciji.

3.1 Močnostni frekvenčni pretvorniki

Prvi element sistema za UTV na sliki 3.1 je močnostni frekvenčni pretvornik, ki je sestavljen iz trifaznega diodnega usmernika, enosmernega vodila in tranzistor-skega razsmernika (angl. inverter) [31]. Frekvenčni pretvorniki se uporabljajo za prilagajanje frekvence in amplitude napajalne napetosti posameznim električnim sistemom, ki potrebujejo napajalno napetost različno od frekvence omrežja 50 Hz. S hitrim razvojem močnostne elektronike so se hkrati zelo razvili in izpopolnili tudi frekvenčni pretvorniki, ki jih odlikujejo visok izkoristek in kompaktne dimenzije. Frekvenčne pretvornike lahko ločimo po številu faz na vhodu in izhodu. Vhodni usmernik je lahko enofazni [32] ali trifazni [31], izhodni pretvornik pa je prav tako lahko enofazni ali večfazni. V sistemih za UTV velikih moči se uporabljajo izključno frekvenčni pretvorniki s trifaznim usmernikom in enofaznim razsmernikom, saj ima varilni transformator eno samo primarno navitje. Frekvenčne pretvornike pa lahko delimo tudi glede na izvedbo usmernika in so lahko aktivni ali pasivni. Za diodne usmernike je značilno, da lahko prenašajo električno energijo samo v eni smeri, če imamo tranzistor-ski usmernik, pa lahko energijo prenašamo v obe smeri.

Na sliki 3.2 je prikazana shema frekvenčnega pretvornika z vhodnim usmernikom, enosmernim vodilom in tranzistor-skim pretvornikom, ki ga tvorijo štirje tranzistorji s povratnimi diodami. Tranzistorji in njihova vezava tvorijo obliko črke H, od koder tudi ime H-most, ki pretvarja enosmerno napetost U_{dc} na vhodu v izmenično napetost u na izhodu pretvornika. Trifazna omrežna napetost s faznimi napetostmi



Slika 3.2: Shematski prikaz frekvenčnega pretvornika

u_a , u_b in u_c je najprej usmerjena s trifaznim polnovalnim usmernikom, ki vsebuje šest diod, da dobimo na vhodu frekvenčnega pretvornika enosmerno napetost vodila U_{dc} . Uporabljen laboratorijski sistem vsebuje vgrajen trifazni diodni usmernik s tremi moduli usmerniških diod SKKD 162/16 podjetja Semicron. Vsak diodni modul vsebuje dve diodi in tako tvori eno vejo diodnega usmernika. Vsaka dioda ima zaporno napetost 1600 V in lahko trajno prevaja tok 150 A pri harmoničnem napajanju pri temperaturi diode do 100 °C. Fazna napetost omrežja je $U_f = 231$ V s frekvenco 50 Hz, zato dobimo temensko vrednost usmerjene napetosti enosmernega

Poglavje 3. Opis obravnavanega sistema za UTV velikih moči z enosmernim tokom

vodila U_{dci} :

$$U_{dci} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_f = 566 \text{ V} \quad (3.1)$$

Vendar pa bi tako temensko vrednost usmerjene fazne napetosti dobili le v idealnem primeru, ko bi imeli na enosmernem vodilu kondenzator z neskončno kapacitivnostjo.

Uporabljen frekvenčni pretvornik vsebuje le osem kondenzatorjev z nazivno napetostjo 400 V in posamezno kapacitivnostjo 1 mF. Teh osem kondenzatorjev je zaradi napetostne omejitve vezanih v dve zaporedno vezani skupini štirih paralelno vezanih kondenzatorjev. Skupna kapacitivnost kondenzatorjev enosmernega vodila tako znaša 2 mF. V času prostega teka, ko frekvenčni pretvornik ni obremenjen, je napetost enosmernega vodila približno enaka 566 V. Napetost enosmernega vodila je odvisna od oblike trifazne sinusne napetosti električnega omrežja, ki je lahko zaradi obremenitve omrežja precej popačena. Z naraščanjem obremenitve pretvornika se zaradi relativno male kapacitivnosti kondenzatorjev enosmernega vodila ti spraznijo, pojavi pa se tudi padec napetosti na omrežju in priključnih vodnikih, kar zniža napetost na vhodu usmerniškega dela. Zaradi praznih kondenzatorjev enosmerna napetost ni več povsem konstantna, temveč se pojavi izmenična komponenta s frekvenco 300 Hz. Zaradi trifaznega polnovalnega usmernika dobimo v eni periodi omrežne frekvence 50 Hz šest temen usmerjene napetosti, kar povzroča značilno nihanje napetosti enosmernega vodila, opisanega s (3.2), ki ga dobimo brez uporabe gladilnih kondenzatorjev.

$$U_{dc} = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}U_f}{2} \left(\left| \sin(\omega t) \right| + \left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| + \left| \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right| \right) \quad (3.2)$$

V skladu s (3.2) se temenska vrednost U_{dc} tudi v prostem teku spreminja med vrednostjo 566 V in 490 V. Zaradi omejene sposobnosti shranjevanja električne energije v kondenzatorjih se pri velikih obremenitvah frekvenčnega pretvornika pojavi precejšnje sesedanje napetosti enosmernega vodila. Tako se lahko zaradi popačenja oblike omrežne napetosti in padca napetosti na dovodnih kabljih pri nazivni obremenitvi varilnega transformatorja napetost enosmernega vodila zniža vse do 480 V. Omejeno dejstvo predstavlja zelo veliko težavo, saj imamo s tem pri analizi obratovanja varilnega transformatorja dodatno spremenljivko, ki je posledica spreminjanja obremenitve. Zaradi tega je pri numeričnih izračunih v Simulinku in z MKE neodvisno od velikosti obremenitve uporabljena konstantna vrednost enosmerne napetosti vodila $U_{dc} = 560 \text{ V}$, kar predstavlja poenostavitev. Zaradi omenjene poenostavitve so pričakovana odstopanja med izračuni in meritvami, saj pri meritvah ni možno doseči konstantne napetosti, ki je zelo pomembna za primerjavo rezultatov.

Skrajno desno na sliki 3.2 je pretvornik v obliki H-mosta, ki ga tvorijo štirje tran-

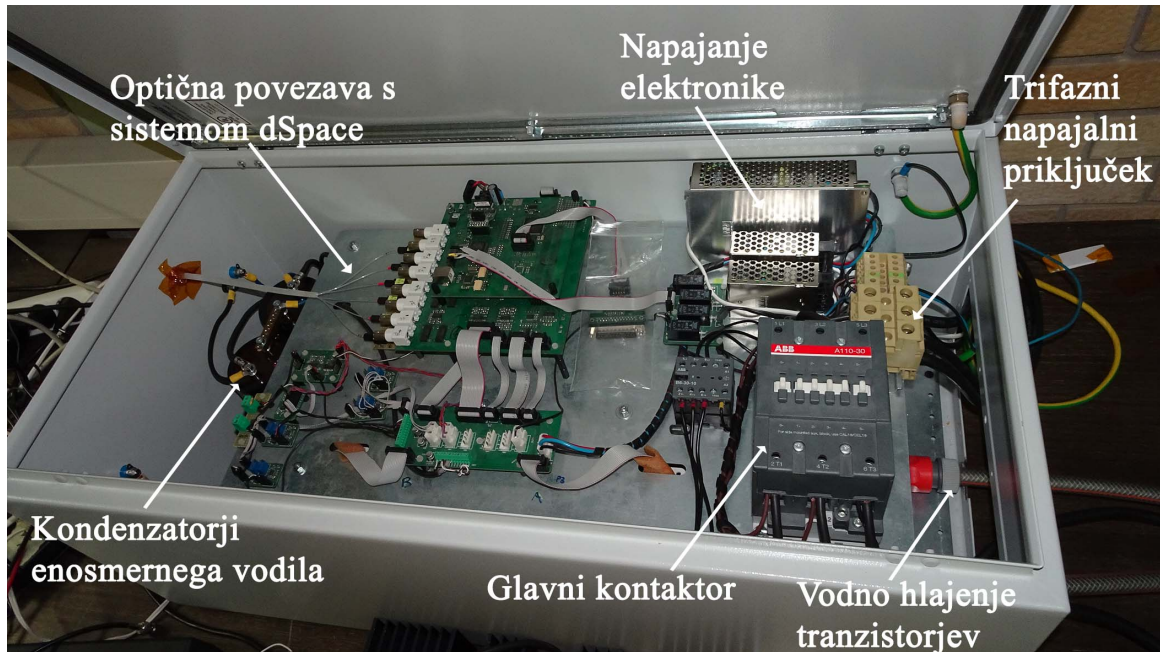
zistorji, ki jih lahko zaradi stikalnega načina obratovanja obravnavamo kot stikala in so označeni z oznakami od S_1 do S_4 . Tranzistorji so razporejeni tako, da sta po dva v veji vezana zaporedno (S_1, S_3 in S_2, S_4). Med dvema zaporedno vezanima tranzistorjema je en izhodni priključek pretvornika, kamor se poveže napajalni vodnik do primarnega navitja varilnega transformatorja. Z ustreznim sočasnim zapiranjem stikal S_1, S_4 ali S_2, S_3 dobimo na izhodnih sponkah pretvornika napetost enosmernega vodila $+U_{dc}$ ali $-U_{dc}$. Če so vsa stikala odprta, pa je izhodna napetost u enaka nič.

Zaradi razsipanih induktivnosti varilnega transformatorja se lahko ob odpiranju stikal in hitri spremembi tokov pojavijo velike inducirane napetosti na izhodnih sponkah pretvornika. Velike inducirane napetosti lahko uničijo stikalne tranzistorje pretvornika, zato so vzporedno k tranzistorjem vezane povratne zaščitne diode, ki omogočajo, da se v razsipanih induktivnostih shranjena energija vrne nazaj v kondenzatorje na enosmernem vodilu in s tem zaščiti tranzistorje.

Odpiranje in zapiranje stikal je usklajeno in določeno s PŠM, ki določa osnovno frekvenco napajalne napetosti varilnega transformatorja ter tako poskrbi za ustrezen čas in polariteto izhodne napetosti u . Vodenje pretvornika je izvedeno s PŠM, s katero zagotovimo izmenično napetost pravokotne oblike s poljubno frekvenco znotraj možnega območja (omejitev pretvornika) in dolžino pulzov v posamezni polperiodi. Podrobnejši princip delovanja PŠM in tvorbe izmenične napetosti za napajanje varilnega transformatorja je podan v naslednjem podpoglavju.

Na sliki 3.3 je prikazana fotografija uporabljenega laboratorijskega pretvornika, izdelanega iz namensko izbranih komponent, ki omogočajo čim večjo univerzalnost spreminjanja obratovalnih lastnosti. Pretvornik je zaprt v kovinsko ohišje električne omarice, ki je ozemljena in s tem preprečuje prenos elektromagnetnih motenj pretvornika na merilne naprave v okolici. Komponente pretvornika so nameščene na kovinsko ploščo, vidno na sliki, pod katero sta komercialna modula s po dvema tranzistorjema, pritrjenima na vodno hlajen hladilnik. Tranzistorski razsmernik je sestavljen iz dveh Semikronovih IGBT-modulov SKiiP 642GB-120-2WD, kjer vsak modul vsebuje dva IGBT-ja, ki skrbita za zagotavljanje izhodne napetosti. Po specifikacijah lahko modul obratuje do frekvence 20 kHz pri maksimalni napetosti enosmernega vodila 900 V in lahko prevaja tokove do 600 A. Modul že vsebuje zaščito pred hkratnim prevajanjem obeh tranzistorjev v isti veji, prav tako so vhodi CMOS kompatibilni in omogočajo proženje z zunanjim neodvisnim vezjem. Vklon ali izklon tranzistorjev traja 1,5 μ s, medtem ko neposredni preklop traja 3,3 μ s (izklon enega tranzistorja in takojšen vklon drugega). Padec napetosti na tranzistorju v času prevajanja je od 1,2 V do 3,2 V, odvisno od vrednosti toka in temperature. Modul že ima vgrajeno zaščito pred prevelikim tokom in pregrevanjem. Če tok preseže vrednost 750 A ali temperatura preseže 120 °C, se modul samodejno izklopi.

Poglavje 3. Opis obravnavanega sistema za UTV velikih moči z enosmernim tokom



Slika 3.3: Frekvenčni pretvornik

Pod kovinsko ploščo na sliki 3.3 je tudi osem prej omenjenih kondenzatorjev za glajenje napetosti enosmerne vodila, ki je povezano s tranzistorji in trifaznim diodnim usmernikom. Zaradi velike skupne kapacitivnosti kondenzatorjev, 2 mF, ki bi v primeru vklopa povzročili zelo velik vklopni tok, je urejen mehki vklop glavnega kontaktorja.

Pretvornik je bil v osnovi mišljen kot samostojna enota s signalnim procesorjem, s katerim bi lahko poljubno spreminjali parametre PŠM in drugih nastavitvev. Zaradi tega je pretvornik opremljen s posebej za ta namen prigrajeno elektroniko in merilniki tokov (zeleni plošča na sliki 3.3), ki potrebujejo svoje napajanje. Tako je pretvornik opremljen tudi s komercialnim stabiliziranim virom enosmerne napetosti za napajanje vse potrebne elektronike. Vendar pa se vgrajen sistem za samostojno proženje ni nikoli uporabljal, saj je omogočeno proženje sistema od zunaj prek vhodnih priključkov, ki so električni ali optični. Zaradi izločanja velikih motenj, ki so posledica velikih izmeničnih in enosmerne tokov do 25 kA, je uporabljena optična povezava med pretvornikom in zunanjim sistemom vodenja dSpace. Z ločenim računalnikom in krmilnim sistemom dSpace je izvedeno vodenje, ki prek namenskega izhoda z ločenim signalnim procesorjem sistema dSpace pošilja signale po optičnih vodnikih za odpiranje in zapiranje tranzistorjev H-mosta pretvornika.

Algoritem vodenja je podan v obliki blokovne sheme s pomočjo sistema dSpace in programskega paketa Matlab/Simulink, v katerem je implementiran tudi grafični vmesnik za spreminjanje osnovnih parametrov PŠM. V okviru PŠM sta pomembna predvsem dva parametra, in sicer osnovna frekvenca f in nastavljeno prevajalno razmerje D (angl. duty ratio), ki v skladu s (3.3) določa širino pulzov T_{ON} in s

tem čas prisotnosti pritisnjene napetosti u na varilnem transformatorju v času ene polperiode $\frac{T}{2}$. V naslednjem podpoglavju je razložena uporabljena PŠM.

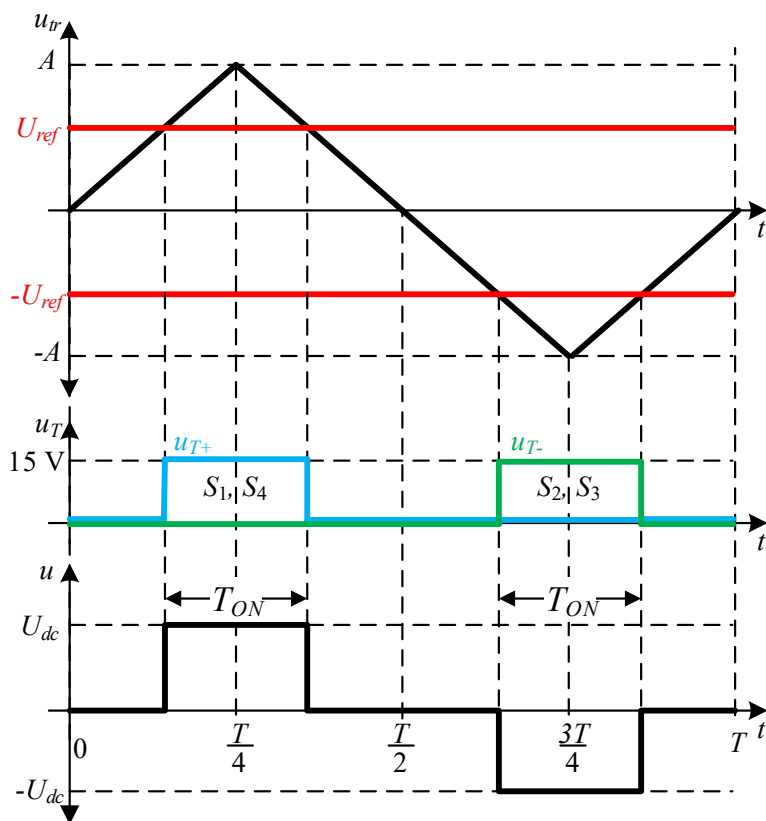
$$D = \frac{2T_{ON}}{T} \quad (3.3)$$

V DC-DC-pretvornikih za napajanje različnih naprav, recimo telekomunikacijskih baznih postaj in podobnih aplikacij manjših moči, ki delujejo na precej višjih frekvencah, se uporabljajo različne vrste PŠM. Ena izmed takšnih je PŠM s faznim zamikom, ki je uporabljena v sistemih, ki z dodatnimi elementi omogočajo zmanjšanje preklopnih izgub stikal H-mosta. Zmanjšanje izgub je zagotovljeno z vklopi in izklopi stikal, ko je bodisi napetost nič (angl. zero voltage switching – ZVS) ali pa je nič tok (angl. zero current switching – ZCS) stikala, kar pomeni preklon brez izgub [33], [34]. Vendar pa za doseg zmanjšanja preklopnih izgub potrebujemo dodatne elemente v obliki kondenzatorjev in tuljav, ki v primeru sistemov z velikimi toki povzročajo dodatne izgube na teh elementih in navitjih transformatorja. Kot je že bilo omenjeno, so preklone izgube stikal H-mosta bistveno manjše od izgub v navitjih transformatorja in izhodnem diodnem usmerniku, zato ni smiselno uvajati ukrepov za zmanjšanje manjših preklopnih izgub na račun dodatnega povečanja že tako velikih izgub v navitjih transformatorja. V obravnavanem primeru se uporablja tako imenovano trdo preklapljanje stikal (angl. hard switching).

3.1.1 Uporabljen sistem pulzno-širinske modulacije

Proces UTV vedno vodimo z generiranjem ustreznih krmilnih signalov na vhodu prožilnih vezij stikal S_1 , S_2 , S_3 in S_4 H-mosta. Na ta način tvorimo ustrezno napetost u na izhodnih sponkah pretvornika, na katere je priključen varilni transformator. Krmilne signale stikal lahko tvorimo z uporabo PŠM [35], [36]. Ker obstaja cela vrsta načinov tvorjenja PŠM, od katerih so določeni načini primerni in prilagojeni za točno določene aplikacije, se bomo v tem primeru osredotočili le na tako imenovano PŠM s sredinsko umeščenimi pulzi [37]. PŠM s sredinsko umeščenimi pulzi (angl. centrally positioned pulses) oziroma simetrični tip PŠM s povečevanjem prevajalnega razmerja D daljša pulz odprtja tranzistorjev iz sredine polperiode. Posledično sta pozitivna in negativna polperioda simetrični v smislu časa trajanja pulza znotraj polperiode napajalne napetosti.

Na sliki 3.4 je prikazan princip sredinsko umeščenih pulzov PŠM, ki je bil uporabljen za generiranje izmenične napetosti u na izhodu pretvornika. Na sliki 3.4 so prikazani trije diagrami časovnih potekov napetosti. Na prvem zgornjem diagramu je prikazan časovni potek trikotne oblike u_{tr} s periodo T in amplitudo A , ki tudi določa izhodno frekvenco napetosti pretvornika. Z rdečima časovnima potekoma



Slika 3.4: Princip sredinsko umeščenih pulzov PŠM

sta določeni referenčni vrednosti napetosti U_{ref} z enako vrednostjo in nasprotnima predznakoma. Pri obeh časovnih potekih je pomembna njuna primerjava, zato absolutna vrednost amplitude trikotnega signala A ni tako pomembna. Referenčna vrednost U_{ref} se spreminja le znotraj vrednosti $0 \leq U_{ref} \leq A$, referenčna vrednost $-U_{ref}$ pa med $0 \geq -U_{ref} \geq -A$. Na srednjem diagramu sta z modro in zeleno barvo prikazana časovna poteka krmilnih napetosti u_{T+} in u_{T-} za odpiranje in zapiranje stikal pretvornika. Kot je prikazano na sliki, je modri časovni potek napetosti u_{T+} namenjen zapiranjju stikal S_1 in S_4 , zeleni časovni potek napetosti u_{T-} pa zapiranjju stikal S_2 in S_3 . Stikala H-mosta so zaprta, kadar je napetost na vhodu prožilnega vezja stikala $u_T = 15\text{ V}$, zato sta oba časovna poteka sestavljena zgolj z enim pravokotnim pulzom. Ker je v eni polperiodi $\frac{T}{2}$ trikotne napetosti u_{tr} zaprt le en par stikal, je napetost na vhodu prožilnega vezja drugega para stikal vedno enaka nič.

Sredinsko umeščene pulze napetosti krmilnih signalov dobimo s pomočjo primerjalnika velikosti trikotne napetosti u_{tr} in referenčne napetosti U_{ref} , kot je prikazano na zgornjem diagramu slike 3.4. Napetost krmilnega signala u_{T+} za zapiranje stikala S_1 in S_4 znaša 15 V samo takrat, kadar je napetost trikotne oblike $u_{tr} \geq U_{ref}$. Prav tako velja, da je napetost krmilnega signala $u_{T-} = 15\text{ V}$ samo takrat, kadar je napetost trikotne oblike $u_{tr} \leq -U_{ref}$, kot je razvidno iz prvega in drugega diagrama

na sliki 3.4. Skladno z zapiranjem parov stikal dobimo tudi napetost u na izhodu pretvornika oziroma na sponkah varilnega transformatorja. Kadar je $u_{T+} = 15\text{ V}$, je $u = U_{dc}$, in kadar je $u_{T-} = 15\text{ V}$, je $u = -U_{dc}$, sicer je $u = 0$, kot je prikazano na spodnjem diagramu slike 3.4.

Na ta način lahko vidimo, da s spreminjanjem velikosti referenčne vrednosti napetosti U_{ref} spreminjamo širino pulzov obeh krmilnih signalov u_{T+} in u_{T-} ter s tem širino pulzov napajalne napetosti u na izhodu pretvornika. Zaradi trikotne oblike napetosti u_{tr} se pulz napetosti u_{T+} vedno širi in oža iz referenčne vrednosti časa $\frac{T}{4}$ in pulz napetosti u_{T-} iz referenčne vrednosti časa $\frac{3T}{4}$. Zaradi tega govorimo o PŠM s sredinsko umeščenimi pulzi.

Kadar je napetost $U_{ref} \geq A$, so stikala ves čas odprta in na primarnem navitju varilnega transformatorja nimamo nobene napetosti v času celotne periode. Če napetost U_{ref} znižujemo z vrednosti $U_{ref} = A$ (enako za oba predznaka) proti vrednosti nič, se povečuje širina pulzov napetosti krmilnih signalov stikal u_{T+} in u_{T-} ter s tem širina pulzov napetosti u na izhodu pretvornika. Ko je napetost $U_{ref} = 0$, sta širini pulzov obeh napetosti u_{T+} in u_{T-} največji, izmenična napetost u pa ima v celotni prvi polperiodi vrednost $u = U_{dc}$ in v drugi polperiodi $u = -U_{dc}$.

Kot je prikazano na spodnjem diagramu na sliki 3.4, širina posameznega pulza izhodne napetosti pretvornika u določa čas T_{ON} . Za določitev časa T_{ON} , ne glede na dolžino periode T oziroma frekvenco f , vpeljemo že omenjeni pojem prevajalnega razmerja D (3.3). Prevajalno razmerje se spreminja od vrednosti 0 (0%) do 1 (100%) in določa širino pulzov napajalne napetosti u oziroma čas ustrezno zaprtih stikal T_{ON} s (3.4).

$$T_{ON} = \frac{T}{2}D \quad (3.4)$$

Čas odprtih stikal v polperiodi napajalne napetosti u , ko je napetost na izhodnih sponkah pretvornika nič, označimo kot čas T_{OFF} in je določen s (3.5).

$$T_{OFF} = \frac{T}{2} - T_{ON} = \frac{T}{2}(1 - D) \quad (3.5)$$

Vsota obeh časov T_{ON} in T_{OFF} je enaka času polperiode $\frac{T}{2}$ napajalne napetosti u . V realnosti stikalni tranzistorji potrebujejo določen čas za prehod iz prevodnega v zaporno stanje, zato je vrednost prevajalnega razmerja $D < 1$. Vseeno si zgolj teoretično pogledjmo, kaj bi bilo pri maksimalnem prevajalnem razmerju $D = 1$, kjer bi veljalo $T_{ON} = \frac{T}{2}$ in $T_{OFF} = 0$. V tem primeru bi bila pulza napajalne napetosti u v posamezni periodi največja in teoretično bi se pri času $\frac{T}{2}$ napetost u spremenila iz vrednosti $+U_{dc}$ neposredno v vrednost $-U_{dc}$, in obratno. V tem primeru znotraj ene periode napetosti ne bi bilo časovnega intervala, kjer bi veljalo $u = 0$. Obe napetosti krmilnih signalov stikal H-mosta u_{T+} in u_{T-} bi zato imeli v trenutku $t = \frac{T}{2}$ enaki

vrednosti $u_{T+} = u_{T-} = 15\text{ V}$, kar pomeni, da bi bila sklenjena vsa štiri stikala H-mosta, kar bi povzročilo kratek stik.

V realnosti nastanek kratkega stika in s tem uničenje tranzistorjev preprečimo z uporabo določene rezerve. Dejanska vrednost maksimalnega prevajalnega razmerja, ki še dovoljuje varno obratovanje H-mosta brez kratkih stikov, je odvisna od karakterističnih lastnosti uporabljenih tranzistorjev. V obravnavani disertaciji se je uporabila največja dopustna vrednost prevajalnega razmerja $D = 0,9$, kar je bilo omenjeno že v poglavju s predpostavkami in omejitvami.

Na opisan način delovanja s sredinsko umeščenimi pulzi PŠM lahko s spreminjanjem osnovne frekvence trikotne napetosti u_{tr} spreminjamo tudi frekvenco f izmenične napetosti u na izhodu pretvornika oziroma na primarnem navitju varilnega transformatorja. S spreminjanjem prevajalnega razmerja D pa lahko spreminjamo širino pulzov in s tem čas pritisnjene napetosti na sponkah varilnega transformatorja, ki vpliva na velikost efektivne vrednosti napajalne napetosti varilnega transformatorja U (3.6) oziroma dovedene energije v obdobju ene periode T .

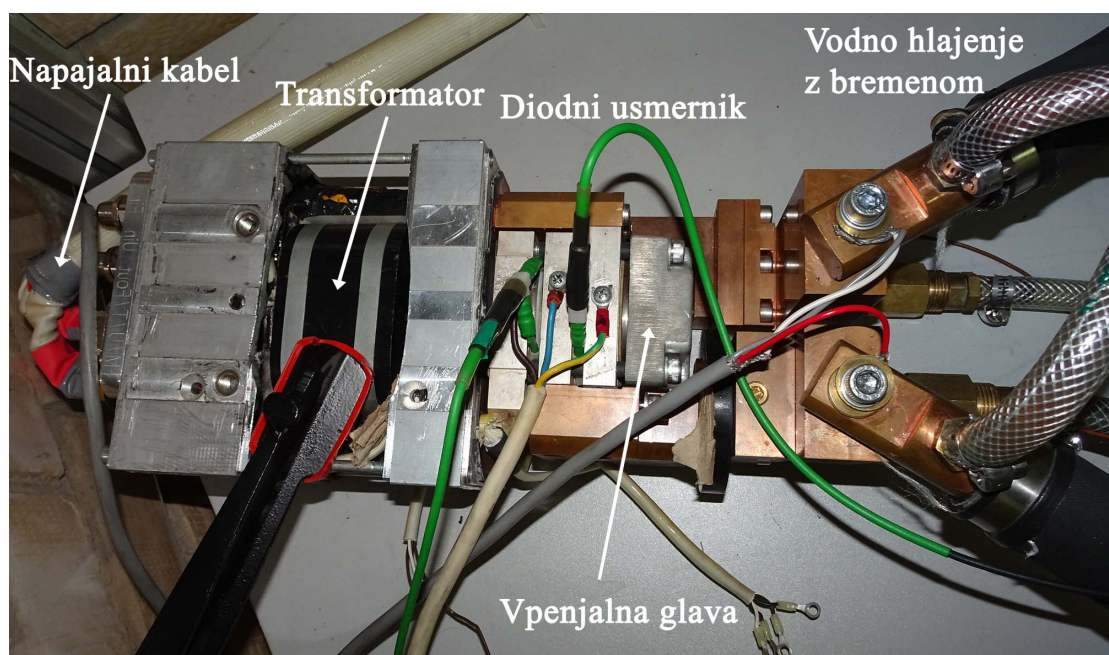
$$U = U_{dc}D \quad (3.6)$$

3.2 Transformator za UTV

V sistemih za UTV se uporabljajo enofazni transformatorji s sredinskim odcepom, ki deli sekundarno navitje v dve veji, od katerih ima običajno vsaka po en ovoj. Sredinski odcep sekundarnega navitja omogoča obratovanje transformatorja v obeh polperiodah napajalne napetosti, zato dobimo z uporabo dveh diod polnovalno usmerjeno napetost na sponkah izhodnega diodnega usmernika. Glavna naloga transformatorja je pretvoriti visoko primarno napetost enosmerne vodila z relativno malim tokom v nizko napetost z relativno velikim tokom na sekundarni strani. Zaradi velikega toka v sekundarnih navitjih morata biti preseki ovojcev in s tem ohmska upornost čim manjša, da so tudi izgube v navitjih čim manjše.

Na sliki 3.5 je prikazan obravnavani varilni transformator v odprti obliki brez ohišja, da so vidni vsi sestavni deli. Na skrajni levi strani je primarni priključek z belim vodnikom, ki povezuje primar navitja varilnega transformatorja s pretvornikom. Nato proti desni sledi varilni transformator, kot je označeno, vendar je vidno samo jedro transformatorja v črni barvi. Desno od transformatorja sledi diodni usmernik, ki je tesno povezan s sekundarjem transformatorja, zato je težko določiti, kje je konec transformatorja in kje začetek usmernika. Diodni usmernik je sestavljen iz dveh močnostnih diod 56DN06B01 podjetja Infineon s približno 5 cm premera in debeline 5 mm. Zaradi velikih izgub in segrevanja diod je zahtevana precejšnja sila, s katero so vpete v povezovalne elemente diodnega usmernika. Zaradi velikega premera diod

in kontaktne površine s povezovalnimi elementi je uporabljena posebna vpenjalna glava. Vpenjalna glava s premičnim ležajem omogoča silo stiskanja tudi na sredini površine diode in ne samo na robovih, kjer so štiri vpenjalni vijaki. Na ta način je sila vpenjanja enakomerno porazdeljena po celotni površini diode in zagotavlja čim manjšo kontaktno upornost in s tem čim večjo toplotno in električno prevodnost med diodo in povezovalnimi elementi diodnega usmernika. Močnostni diodi na sliki nista vidni, saj ju objemata tuljavici Rogowskega (zelena vodnika na sliki), s katerima je merjen tok skozi posamezno diodo. Diodi sta med tremi debelimi aluminijastimi ploščami, vidnimi na sliki, v katerih so vodni kanali za hlajenje diod in usmerniškega dela transformatorja. Na vsako aluminijasto ploščo je pritrjen en vodnik za meritev padca napetosti na posamezni diodi. Desno od diodnega usmernika na sliki so glavni izhodni priključki transformatorja, ki zagotavljajo visok enosmerni varilni tok. Na te priključke je zgolj zaradi lažje priključitve bremena nameščen še vmesnik, ki prav tako prispeva k upornosti in induktivnosti priključenega bremena. Skrajno desno na sliki pa sta vidna priključka bremena z vodnim hlajenjem. Brema bo podrobneje predstavljeno v nadaljevanju.



Slika 3.5: Varilni transformator PSG6130 v odprti obliki

Nazivna napajalna napetost transformatorja je podana kot $U_{1N} = 530 \text{ V}$ in je tako nižja od prej določene napetosti enosmerne vodila 566 V . Nižja nazivna napetost je posledica padcev napetosti na tranzistorjih razsmernika, dolgem priključnem kablu (tudi nekaj 10 m) in sesedanja napetosti enosmerne vodila. Podana nazivna napetost na izhodnih sponkah transformatorja z diodnim usmernikom $U_{2N} = 8,9 \text{ V}$ je v skladu z nazivnim prevajalnim razmerjem $N_p : N_s = 55 : 1$ in padcem napetosti na navitjih transformatorja in diodah izhodnega usmernika. Razmerje števila ovojev

Poglavje 3. Opis obravnavanega sistema za UTV velikih moči z enosmernim tokom

določa napetostno (3.7) in tokovno prestavno razmerje transformatorja (3.8).

$$K_u = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.7)$$

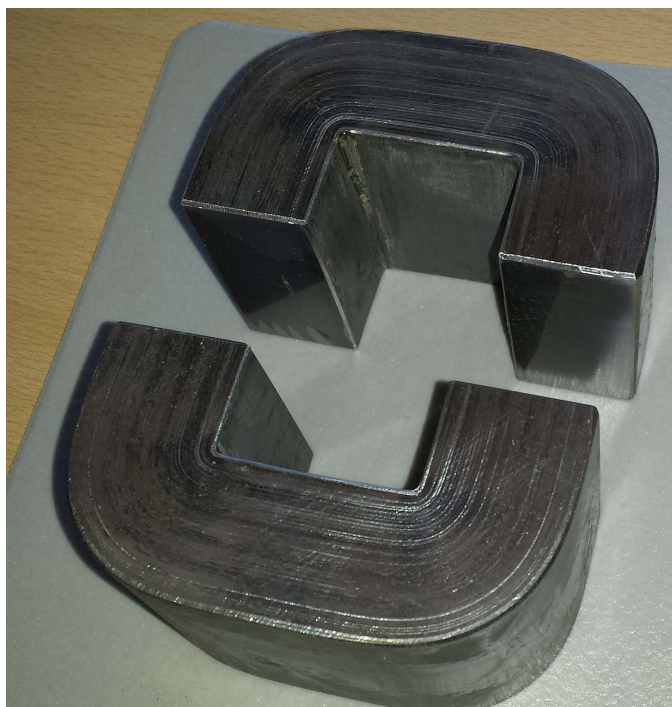
$$K_i = \frac{N_s}{N_p} = \frac{1}{K_u} \quad (3.8)$$

Obravnavan transformator ima podano vrednost za nazivno trenutno moč in za nazivno trajno moč. Nazivna trenutna moč znaša $S_{1N} = 140$ kVA, nazivna trajna moč pa $S_{1P} = 62,9$ kVA. Slednja je ekvivalentna povprečni vrednosti moči v ciklu varjenja, kjer transformator 20 % časa deluje z nazivno trenutno močjo, preostanek časa pa ne obratuje. Nazivni enosmerni izhodni tok transformatorja znaša $I_{2N} = 25$ kA, vendar je ta zelo odvisen od upornosti bremena in je lahko precej višji (nad 35 kA), če se v celotnem ciklu varjenja čas obratovanja skrajša in čas mirovanja podaljša. Transformator je vodno hlajen, zato je podana tudi nazivna vrednost pretoka hladilne tekočine, ki znaša $Q = 61$ /min. Nazivna frekvenca napajalne napetosti je $f_N = 1$ kHz, vendar lahko transformator napajamo tudi z nižjo ali višjo frekvenco od nazivne. V takem primeru je treba upoštevati, da lahko nižja frekvenca povzroči nasičenje železnega jedra. Višja frekvenca pa lahko povzroči večje izgube v železnem jedru zaradi vrtničnih tokov in histereze, večje izgube v navitjih zaradi kožnega in sosedstvenega pojava ter večje izgube v usmerniških diodah. V tabeli 3.1 so zbrani vsi nazivni podatki obravnavanega varilnega transformatorja.

Tabela 3.1: Nazivni podatki varilnega transformatorja PSG6130

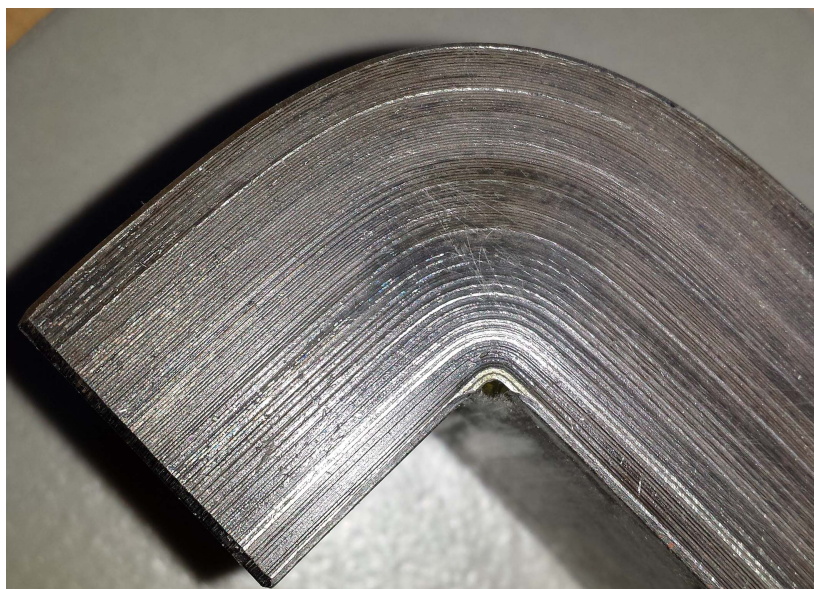
Oznaka	Vrednost
U_{1N}	530 V
U_{2N}	8,9 V
S_{1N}	140 kVA
S_{1P}	62,9 kVA
f_N	1 kHz
I_{2N}	25 kA
$N_p : N_s$	55 : 1
Q	61/min

Na sliki 3.6 je prikazano železno jedro transformatorja, ki je sestavljeno iz dveh delov v obliki črke C za lažje vstavljanje v vnaprej pripravljene navitji transformatorja. Zaradi dveh ločenih delov sta prisotni dve zračni reži, ki ju prečka glavno magnetno polje v jedru transformatorja.



Slika 3.6: Jedro transformatorja PSG6130, sestavljeno iz dveh C-jeder

Jedro je sestavljeno iz lamelirane pločevine z debelino 0,23 mm za nazivno frekvenco 1 kHz ali 0,1 mm za višje frekvence. Lameliranost jedra je podrobneje prikazana na sliki 3.7 in omogoča zmanjšanje vrtilnih izgub v železnem jedru, ki se povečujejo s kvadratom frekvence. Tip transformatorske pločevine je Trafoperm N2



Slika 3.7: Lamelirano C-jedro transformatorja

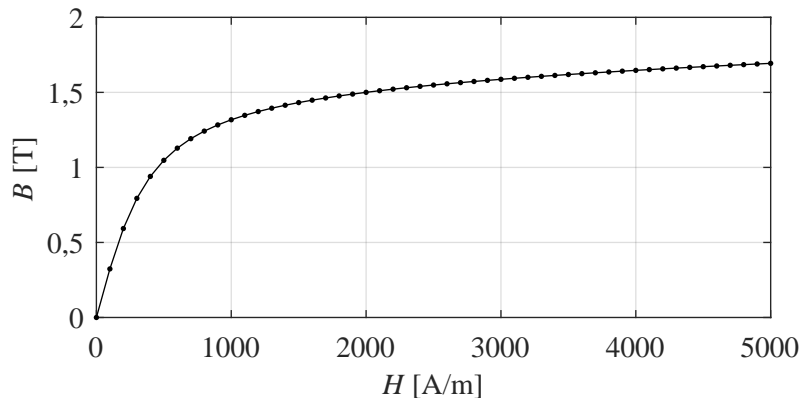
proizvajalca Vacuumschmelze, ki vsebuje 97% železa in 3% silicija. Uporabljena pločevina v jedru transformatorja ima veliko vrednost gostote magnetnega pretoka, pri kateri se pojavi nasičenje $B_S = 2,03 \text{ T}$, in malo vrednost koercitivne magnetne

Poglavje 3. Opis obravnavanega sistema za UTV velikih moči z enosmernim tokom

poljske jakosti, pri kateri se jedro razmagneti $H_C = 10 \text{ A/m}$.

Pomembna snovna lastnost železnega jedra je odvisnost med B in H , ki jo podajamo v obliki magnetilne krivulje $B = f(H)$. Magnetilna krivulja je nelinearna funkcija in ima nasičenje jedra pri velikih magnetnih poljskih jakostih H . Na sliki 3.8 je prikazana magnetilna krivulja uporabljenega železnega jedra, kot je bila izmerjena v laboratoriju in ustreza kataloškim podatkom [38]. Kot bo predstavljeno v ločenem poglavju, se je pri numeričnih izračunih s Simulinkom uporabil idealni transformator brez magnetilne krivulje.

Pri izračunih z MKE pa se je uporabila izmerjena magnetilna krivulja s slike 3.8, ki je bila ustrezno korigirana zaradi povečane globine 2D-problema. Pri MKE je transformator modeliran z 2D-modelom, katerega globina problema je bila ustrezno povečana, da se je upoštevala celotna dolžina primarnih in sekundarnih navitij transformatorja. Na ta način so v 2D-izračunu upošteevane tudi celotne upornosti navitij, zaradi česar je presek jedra predimenzioniran. Ustrezno temu se je za faktor predimenzioniranosti preseka jedra modificirala magnetilna krivulja, tako da je jedro s povečanim presekom doseglo nasičenje pri približno enaki vrednosti prevajalnega razmerja D napajalne napetosti u kot pri dejanskem transformatorju. Več o tem bo opisano pri izračunih z MKE.



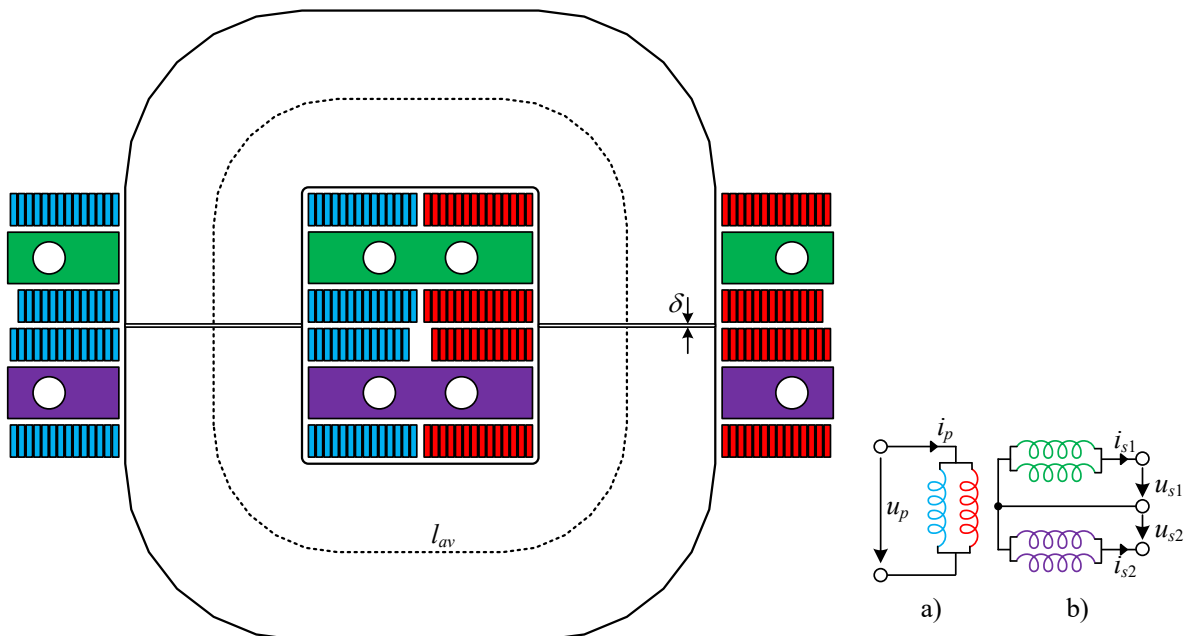
Slika 3.8: Magnetilna krivulja železnega jedra obravnavanega transformatorja

V strokovni literaturi se precej raziskav namenja določanju pripadajočih modelov magnetilnih krivulj [39] v dinamični obliki in modeliranju železnega jedra [40], [41], [42], ki med drugim hkrati omogočajo izračune joulskih izgub v jedru [43], [44], [45]. Izgube v železnem jedru obravnavanega industrijskega varilnega transformatorja so velikostnega reda nekaj 100 W pri frekvenci napajalne napetosti 1 kHz. Izgube v navitjih transformatorja in izhodnem diodnem usmerniku so bistveno večje, reda nekaj 10 kW, zato lahko izgube v jedru preprosto zanemarimo. Izgube v jedru transformatorja niso bile upošteevane niti pri numeričnih izračunih s Simulinkom niti z MKE, kjer je nastavljena električna prevodnost železa enaka kot za zrak. Z naraščanjem frekvence se vrtinčne in histerezne izgube železnega jedra sicer povečujejo, vendar se

povečujejo tudi izgube v navitjih, prav tako pa bi za obratovalne frekvence transformatorja, višje od 1 kHz, uporabili tanjšo pločevino ali drug material, ki je namenjen za obratovanje pri višjih frekvencah. Tako bi bile izgube v železnem jedru še vedno bistveno manjše od izgub v navitjih in izhodnem diodnem usmerniku.

Na sliki 3.9 je prikazan 2D-prerez varilnega transformatorja, ki je tudi uporabljen v 2D-izračunih z MKE. Desno na sliki pa sta prikazani: a) vezalna shema primarnega navitja in b) vezalna shema sekundarnih ovojev, ki so barvno usklajeni z 2D-shemo preseka transformatorja. Kot je razvidno iz prereza transformatorja, je jedro sestavljeno iz dveh delov v obliki črke C, kar je bilo že prikazano na sliki 3.6. Na stičišču obeh delov jeder sta zračni reži označeni z razdaljo δ , ki ju prečka glavna pot magnetnega pretoka, katere srednja vrednost poti l_{av} je označena s črtkano črto po sredini jedra.

Primarno in sekundarno navitje transformatorja je ovito okrog levega in desnega stebra železnega jedra. Primarno navitje je sestavljeno iz dveh vzporedno vezanih vej, od katerih ima vsaka po petinpetdeset ovojev. Na sliki 3.9 je prva veja primarnega navitja na levem stebru obarvana z modro, druga na desnem stebru pa z rdečo barvo. Desno na sliki 3.9 a) je prikazana vezalna shema obeh primarnih navitij, ki kaže, da se primarni tok i_p razdeli na dva enaka dela, če je transformator povsem simetričen. Vsaka izmed dveh vzporedno vezanih vej primarnega navitja



Slika 3.9: 2D-prerek transformatorja: a) vezava primarnega navitja in b) vezava sekundarnih tuljav

je sestavljena iz štirih tuljav, kot je prikazano na sliki. Tri tuljave imajo štirinajst ovojev, ena pa ima trinajst, kar je skupno petinpetdeset ovojev. Na sliki 3.10 je prikazana ena izmed štirih tuljav. Uporabljena ploščata žica ima presek 1 x 5 mm.

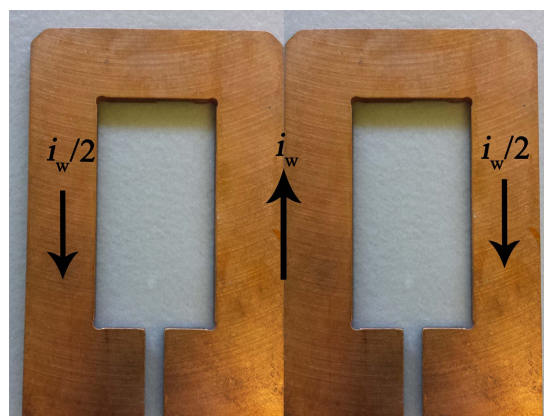
Poglavje 3. Opis obravnavanega sistema za UTV velikih moči z enosmernim tokom

Tuljave primarnega navitja so izdelane vnaprej v posebnih izoliranih tuljavnikih in so pripravljene za sestavljanje transformatorja.



Slika 3.10: Ena tuljava primarnega navitja s štirinajstimi ovoji žice 1 x 5 mm

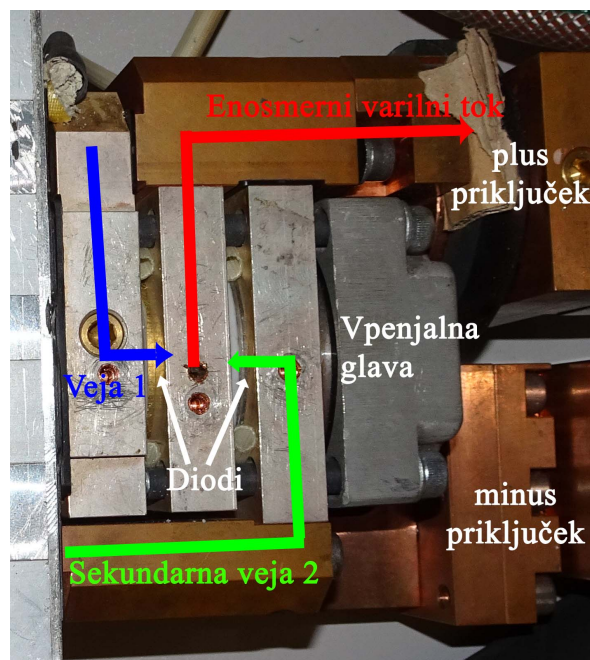
Sekundarni veji varilnega transformatorja sta na sliki 3.9 prikazani z zeleno in vijolično barvo ter vsebujeta luknje za vodno hlajenje. Vsaka posamezna veja je razdeljena v dva paralelna ovoja, ki tvorita tako imenovani E-ovoj. Namen E-ovoja je, da v oknu jedra transformatorja teče skupni tok ovoja, ki pa se nato razdeli v dve polovici, kjer je ena polovica ovita okrog levega in druga okrog desnega stebra železnega jedra, kot je prikazano na sliki 3.11. S takšno izvedbo se skrajša srednja dolžina ovoja okrog jedra v primerjavi z enim samim ovojem, saj bi bil ta znatno širši. Na sliki 3.9 b) je prikazana vezalna shema sekundarnih vej, ki so barvno usklajene s prerezom transformatorja na levi strani slike. Čeprav sta na sliki prikazani vzporedni vezavi dveh ovojev enega E-ovoja, ne gre za povsem vzporedno vezavo, saj je en del ovoja skupen, preostali del pa se razdeli v dva dela, ki se nato ponovno združita.



Slika 3.11: En E-ovoj sekundarnega navitja, ki se razdeli v dve polovici

3.3 Diodni usmernik

Diodni usmernik je tesno povezan z varilnim transformatorjem, zato je težko postaviti mejo, kje je konec sekundarnih ovojev in kje začetek diodnega usmernika. Naloga usmernika je, da iz napetosti dveh vej sekundarnega navitja s sredinskim odcepom ustvari polnovalno usmerjeno napetost na izhodu usmernika. Za to sta potrebni dve diodi, od katerih je v vsaki polperiodi aktivna le ena. Na sliki 3.12 je prikazan diodni usmernik na izhodu varilnega transformatorja, ki je sestavljen iz paketa dveh diod, dveh ločenih povezav od sekundarnih priključkov do diod ter pozitivnega in negativnega priključka na izhodu usmernika.



Slika 3.12: Usmernik varilnega transformatorja PSG6130

Na sliki 3.12 je z modro puščico prikazana povezava prve veje sekundarnega navitja s prvo diodo izhodnega usmernika, z zeleno puščico pa povezava druge veje sekundarnega navitja z drugo diodo usmernika. Puščici prikazujeta tudi smer enosmernega toka. Močnostni diodi sta 56DN06B01 podjetja Infineon in zaradi velikih izgub potrebujeta vodno hlajenje. Za doseganje dobre toplotne prevodnosti je zahtevana precej velika sila za vpenjanje diod, ki poskrbi za zelo dobro enakomerno naleganje površine diode na prevodne dele usmernika in za dobro odvajanje toplote. Za ta namen je uporabljena posebna vpenjalna glava, ki se lahko premika v več smereh in tako zagotavlja silo stiskanja v sredini diode, čeprav so štirje vijaki nameščeni na straneh, kot je prikazano na sliki 3.12. Diodi sta vpeti med tri plošče, ki so na sliki 3.12 zaradi prevleke vidne v sivi barvi, čeprav so vsi deli usmernika bakreni. Srednja plošča med diodama in pozitivni priključek izhodnega usmernika odvajata enosmerni varilni tok, kot je z rdečo puščico prikazano na sliki 3.12. Negativni

priključek izhodnega usmernika je povezan s sredinskim odcepom sekundarnega navitja. Na ta način je sklenjen tokokrog varilnega toka. Vodno hlajenje usmernika z diodami in varilnega transformatorja je v celoti izvedeno z izvrtinami v sredini bakrenih povezav. Voda priteče v enega izmed izhodnih priključkov in odteče pri drugem priključku. Vmes pa je speljana po masivnih bakrenih delih povezav usmernika in sekundarnih ovojih.

3.4 Varilne klešče in var ter njun laboratorijski nadomestek

V avtomobilski industriji se za varjenje karoserij uporabljajo številni roboti z nameščenimi varilnimi kleščami za UTV, kot je prikazano na sliki 3.13. V tem primeru so frekvenčni pretvorniki ločeni od robotov in povezani z relativno dolgim napajalnim kablom z varilnim transformatorjem, ki se nahaja na robotski roki. Zaradi relativno velikega varilnega toka, ki povzroča relativno velike joulske izgube na vodnikih, po katerih teče, mora biti sekundarni tokokrog varilnega transformatorja čim krajši. Posledično se varilni transformator ves čas pomika skupaj z robotsko roko, zato je teža transformatorja zelo pomembna. Z zmanjšanjem teže lahko povečamo dinamiko premikanja robotske roke, povečamo produktivnost in zmanjšamo porabo električne energije za njegovo premikanje.



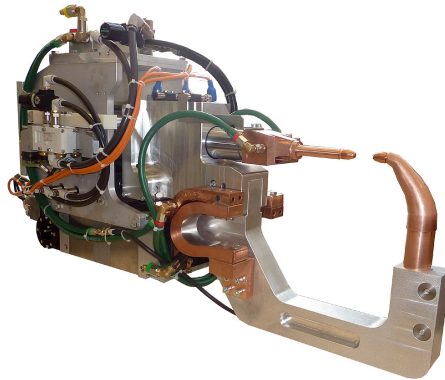
Slika 3.13: Primer robotov za varjenje karoserij na proizvodni liniji proizvajalca BMW

Varilni tok je z varilnega transformatorja speljan do mesta varjenja prek varilnih klešč, ki so prikazane na sliki 3.14, na koncu katerih sta elektrodi. Varilne klešče se razlikujejo po velikosti in tako omogočajo varjenje tudi na lokacijah sredi pločevine z veliko površino, ki jo varilne klešče z manjšim obsegom ne morejo doseči. Varilne klešče prav tako omogočajo različno velike sile stiskanja materialov na mestu varjenja, kar je pogojeno z velikostjo in močjo, ki jo takšne klešče lahko zagotavljajo. Na

3.4 Varilne klešče in var ter njun laboratorijski nadomestek

varilne klešče sta nameščeni varilni elektrodi, ki dovajata varilni tok neposredno do vara in imata zato neposredni stik z varjencem. Podvrženi sta velikim električnim, temperaturnim in mehanskim vplivom, zaradi česar se s časom obrabita in ju je treba zamenjati z novima.

Na mehansko obrabo varilnih elektrod vpliva spreminjanje varilnega toka, ki je pri izmeničnem varjenju precej večje zaradi prekinjanja električnega toka ob prehodih skozi ničlo. Pri varjenju z enosmernim tokom je tega precej manj, zato se lahko z enim parom elektrod doseže večje število varov. Tudi pri varjenju z enosmernim tokom je prisotna izmenična komponenta toka, vendar je po amplitudi precej manjša od enosmerne komponente varilnega toka. S frekvenco napajalne napetosti se spreminja tudi velikost izmenične komponente, ki pa je pri višjih frekvencah še manjša. Varilni elektrodi in tudi same klešče so vodno hlajene, da se ne sprimejo skupaj z varjencem.



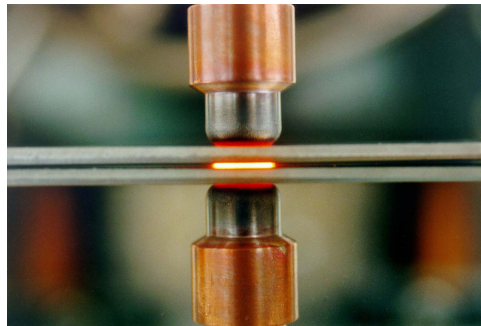
Slika 3.14: Primer robotskih industrijskih varilnih klešč

Varilne elektrode so različnih oblik in velikosti za različne oblike in velikosti točkovnih varov, kot je prikazano na sliki 3.15. Elektrode imajo neposredni stik z varjencem, ki pa lahko na površini vsebuje nečistoče, kar vpliva na kontaktno upornost. Tokokrog varilnega toka je s priključnih sponk varilnega transformatorja zaključen prek varilnih klešč, elektrod, kontaktne upornosti med elektrodami in varjencem, upornostjo varjenca in upornostjo vara med varjencema. Ta tokokrog je lahko različno dolg, odvisno od velikosti oziroma dolžine varilnih klešč, ki so potrebne za dosego mesta varjenja. Velikost opisane zanke pa določa upornost in induktivnost, ki jo varilni transformator "občuti" na svojih priključnih sponkah, kar za transformator predstavlja breme. Zaradi kratke dolžine vara je induktivnost vara praktično zanemarljiva, zato induktivnost bremena L_w določa predvsem dolžina tokokroga, ki ga določajo varilne klešče s priključki in elektrode. Upornost bremena R_w določajo vsi prej naštetni elementi, od katerih ima največji delež kontaktna upornost med varjencema, saj so vsi drugi deli precej večjega preseka, vendar niso zanemarljivi in precej prispevajo k skupni upornosti bremena.



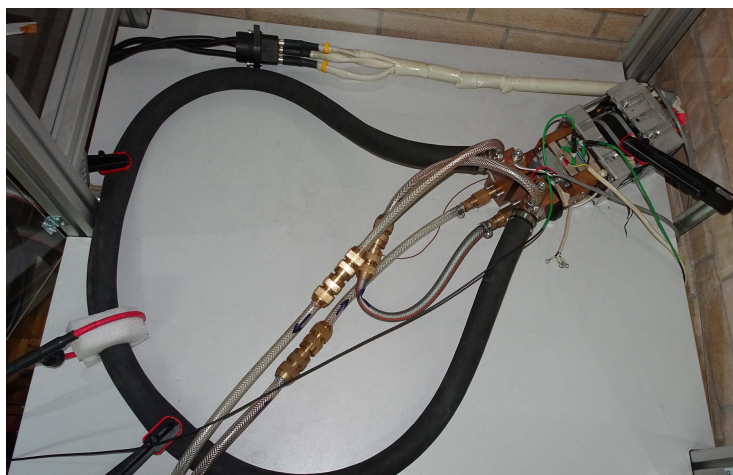
Slika 3.15: Varilne elektrode različnih oblik za različne namene

Na sliki 3.16 je prikazan primer nastanka zvara med pločevinama, ki močno žari in je na meji topljenja. Zaradi spreminjanja temperature vara in kontaktne upornosti se v realnosti upornost bremena varilnega transformatorja ves čas spreminja. Za laboratorijske poskuse in razvoj varilnih transformatorjev je bil celotni sistem varilnih klešč z varjencem nadomeščen z ustreznim bremenom, ki ima približno enako upornost R_w in induktivnost L_w kot priključene varilne klešče skupaj z varjencem v času varjenja. V času varjenja se upornost bremena zaradi segrevanja materiala sicer spreminja, medtem ko se od nadomestnega bremena pričakuje čim konstantnejša upornost, neodvisna od velikosti varilnega toka.



Slika 3.16: Primer varjenja dveh pločevin z vročim varom

Na sliki 3.17 je prikazano breme, ki je bilo uporabljeno za meritve v doktorski disertaciji. Dolžina in debelina zanke sta približno takšni, da sta upornost in induktivnost podobni realnemu bremenu varilnega transformatorja med varjenjem. Breme predstavlja debel finožični vodnik, ki je hkrati vodno hlajen, da ohranja čim konstantnejšo temperaturo in da se ne prežge pri trajnem obratovanju. Finožični vodnik omogoča upogibanje in prilagajanje bremena k različnim tipom priključkov različnih varilnih transformatorjev, na sliki 3.18 pa je prikazan njegov presek. Vodno hlajenje bremena je zagotovljeno tako, da voda prosto teče kar med žičkami vodnika, kar omogoča čim boljše hlajenje in s tem čim konstantnejšo ohmsko upor-



Slika 3.17: Breme transformatorja v obliki zanke finožičnega vodnika

nost. Konstantna upornost in induktivnost bremena sta pomembni za ugotavljanje vplivov drugih parametrov veznega modela varilnega transformatorja na varilni tok in izgube. Ugotavljanje vpliva vrednosti posameznega parametra veznega modela na varilni tok in izgube je toliko težje, če se hkrati spreminjata še upornost in induktivnost bremena. Zaradi velikega varilnega toka, ki teče po bremenu v obliki zanke, se tvorijo močno elektromagnetno polje in s tem povezane sile na vodnik. Posledično se ta v času varjenja želi premakniti, zato je trdno pritrjen na podlago, saj premikanje vpliva na spreminjanje njegovih parametrov in meritve napetosti in tokov. Proizvajalec merilne opreme namreč zahteva, da se vodnik v tuljavici Rogovski med meritvijo ne premika, če želimo doseči predpisano merilno odstopanje. Prav tako je pomembno, da v času izvajanja meritev v bližini zanke, ki jo predstavlja breme, ni nobenih vijakov ali drugih prevodnih in premečnih delov, saj lahko zaradi delovanja sil postanejo nevarni izstrelki. Meritve se zato izvajajo v zaščitni merilni omari.



Slika 3.18: Prerez bremena: finožična vodno hlajena pletenica premera 2,5 cm

Poglavje 4

Vezni model sistema za UTV

Obrađnavani sistem za UTV predstavlja kompleksni elektromagnetni sistem, ki ga lahko razstavimo vsaj na magnetni in več električnih podsistemov. Verodostojno informacijo o obratovalnih lastnostih sistema za UTV lahko dobimo samo z laboratorijskim preizkušanjem na obrađnavanem sistemu ali s pomočjo numerične analize, ki jo opravimo na ustreznih modelih. Modeli se med sabo razlikujejo predvsem glede na to, kako dobro se dobljeni numerični rezultati v obliki odzivov ujemajo z izmerjenimi na stvarnem sistemu za UTV, s tem da kompleksnejši modeli praviloma zagotavljajo boljše ujemanje. Celotni sistem za UTV lahko ponazorimo z modeli različnih vrst, kjer je izbira vrste modela odvisna predvsem od tega, kaj želimo z modelom početi.

Če želimo s pomočjo modela opraviti numerično analizo obratovanja sistema za UTV ali če načrtujemo njegovo vodenje, je smiselno uporabiti vezni model, kjer elektromagnetne razmere v pripadajočem veznem modelu opišemo z napetostnimi ravnotežnimi enačbami v obliki sistema diferencialnih in navadnih algebrskih enačb. Ker smo se pri analizi sistema za UTV omejili na frekvenčno območje do 30 kHz in napetosti do 1 kV, lahko pri modeliranju brez povzročanja večjih odstopanj zanemarimo različne medsebojne kapacitivnosti med posameznimi elementi, kondenzatorjev iz enosmernega vodila pa v model ne bomo vključili.

V veznem modelu sistema za UTV bodo torej nastopale le koncentrirane vrednosti ohmskih upornosti in koncentrirane vrednosti lastnih induktivnosti modeliranih elementov, pripadajoč model pa bo poimenovan model s koncentriranimi parametri. Opisan vezni model sistema za UTV bo sicer uporabljen za analizo obratovalnih lastnosti, nikakor pa ne bo uporabljen za načrtovanje oziroma razvoj varilnega transformatorja, ki je eden izmed ključnih elementov sistema za UTV.

Če želimo s pomočjo modela opraviti numerično načrtovanje ali konstruiranje elementov sistema za UTV, bo treba model formulirati z zapisom Maxwellovih enačb, ki se potem rešujejo numerično v območju, ki je definirano s tako imenovano dvozidimensionalno (2D) ali tridimensionalno (3D) definicijo naprave – problema, ki ga

modeliramo.

Za numerično reševanje tako formuliranega problema je bila uporabljena MKE. Ker je formulacija modela s pomočjo Maxwellovih enačb vezana na področje, ki ga predmet modeliranja zaseda, vrednosti parametrov pa se zaradi različnih materialov v tem področju spreminjajo od točke do točke, govorimo o tako imenovanih modelih s porazdeljenimi parametri.

Modeli s porazdeljenimi parametri ali poenostavljeno modeli MKE so v primerjavi z veznimi modeli veliko kompleksnejši in računsko zahtevni, kar z drugimi besedami pomeni, da računanje traja bistveno dalj časa. V nadaljevanju bo za analizo sistema za UTV uporabljen bodisi vezni ali hibridni model, kjer bodo posamezni podsistemi ponazorjeni z električnimi vezji, del elektromagnetnega podsistema varilnega transformatorja pa bo ponazorjen z modelom MKE in 2D-definicijo območja.

Najprej bo predstavljen vezni model sistema za UTV, ki bo razširjen z upoštevanjem vpliva napajalnega kabla. Običajno je pri veznem modeliranju sistemov za UTV vpliv priključnega kabla zanemaren, skupni deli diodnega usmernika pa so združeni s parametri bremena [46], [47]. Pri analizi frekvenčne odvisnosti varilnega toka igrajo razsipane induktivnosti pomembno vlogo, čeprav so izredno male, zato vpliva priključnega kabla ne moremo preprosto zanemariti ali pridružiti transformatorju.

Prav tako pri izračunu izgub transformatorja v odvisnosti od frekvence ne moremo delov diodnega usmernika, po katerih teče skupni varilni tok obeh vej, preprosto prišteti k parametrom bremena, saj bi s tem napačno prikazali boljši izkoristek varilnega transformatorja z diodnim usmernikom. Dodaten razlog za razširitev veznega modela z modelom napajalnega kabla je tudi dejstvo, da lahko na primer varilni transformator izboljšamo in s tem zmanjšamo razsipane induktivnosti, kar vpliva na frekvenčno odvisnost varilnega toka, medtem ko dolžina kabla ostane enaka. S tega vidika lahko s spreminjanjem geometrije varilnega transformatorja z izhodnim diodnim usmernikom vplivamo na frekvenčno odvisnost varilnega toka le do določene mere, za dodatno zmanjšanje pa bi bilo treba skrajšati tudi dolžino priključnega kabla.

Pri določanju vrednosti parametrov veznega modela se je izkazalo, da sta upornost in induktivnost prevladujoči in da lahko obnašanje sistema z UTV dovolj dobro opišemo tudi brez upoštevanja kapacitivnosti. Istočasno je sistem že brez upoštevanja kapacitivnosti dovolj kompleksen, da ni enostavno določiti obnašanja sistema z analitičnimi nastavki.

Prav tako model diode upošteva zgolj nelinearno karakteristiko $u_{Ds1} = f(i_{s1})$ brez upoštevanja pojava rekombinacije naboja diode [48], ki za kratek čas povzroča tudi prevajanje diode v zaporni smeri. Ta pojav je viden iz opravljenih meritev, vendar ne vpliva na rezultate analize vpliva frekvence na velikost varilnega toka.

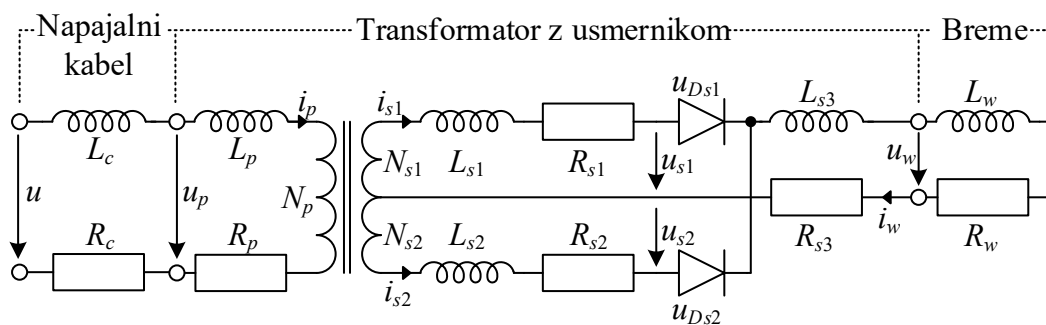
Zaradi napajanja varilnega transformatorja s pulzno napetostjo je pojav prevajanja diode v zaporni smeri vedno enak pri enaki vrednosti toka diode, neodvisno od velikosti frekvence napajalne napetosti. Z naraščanjem frekvence napajalne napetosti se hkrati manjša varilni tok, zato se s tem zmanjšuje tudi vpliv rekombinacije naboja diode.

Vezni model sistema za UTV bo uporabljen tudi kot izhodišče za izpeljavo analitičnih nastavkov, s katerimi bo mogoče neposredno izračunati odvisnost vrednosti varilnega toka od frekvence napajalne napetosti varilnega transformatorja.

4.1 Vezni model sistema za UTV s pripadajočimi parametri

Na sliki 4.1 je prikazan razširjen vezni model sistema za UTV, ki upošteva napajalni kabel, transformator z izhodnim usmernikom in breme. Model frekvenčnega pretvornika je poenostavljen in je sestavljen iz idealnega napetostnega izvora z napetostjo U_{dc} in idealnih stikal s povratnimi diodami, ki skupaj zagotavljajo izhodno napetost u . Ker ne vsebuje nadomestnih upornosti in induktivnosti, tudi ni prikazan v veznem modelu na sliki 4.1. Transformator je upoštevan kot idealen v primeru izračunov s Simulinkom, medtem ko je pri izračunih z MKE upoštevana izmerjena nelinearna karakteristika železnega jedra.

V nadaljevanju bodo podani vsi elementi veznega modela, ki so prikazani na sliki 4.1. Napajalni kabel je predstavljen z razsipano induktivnostjo L_c in upornostjo R_c .



Slika 4.1: Vezni model celotnega sistema za UTV

Vzbujanje veznega modela predstavlja napetost u , na koncu kabla pa napetost na primarnem navitju varilnega transformatorja u_p . Na primarni strani transformatorja je primarno navitje ponazorjeno z razsipano induktivnostjo L_p in upornostjo R_p , skozi navitja pa teče primarni tok i_p . Število ovojev primarnega navitja je označeno z N_p . Sekundarno navitje transformatorja ima sredinski odcep, število ovojev obeh delov sekundarnega navitja pa je označeno z N_{s1} in N_{s2} . Razsipani induktivnosti obeh vej sekundarnega navitja označimo z L_{s1} , L_{s2} , upornosti pa z R_{s1} , R_{s2} . V

vsaki izmed sekundarnih vej je tudi močnostna dioda. Obe imata enako nelinearno karakteristiko, katere padec napetosti u_{Ds1} , u_{Ds2} je funkcija toka skozi diodo. V posamezni veji sekundarnega navitja teče tok i_{s1} in i_{s2} . V delih diodnega usmernika, kjer teče skupni varilni tok $i_w = i_{s1} + i_{s2}$, nastopa razsipana induktivnost L_{s3} in upornost R_{s3} . Izhodna napetost diodnega usmernika u_w je priključena na breme. Breme je predstavljeno z zaporedno vezavo induktivnosti L_w in upornosti R_w .

Napetostni karakteristiki $u_{Ds1} = f(i_{s1})$ obeh diod izhodnega usmernika sta enaki. Določeni sta na podlagi izmerjenih vrednosti napetosti u_{Ds1} pri različnih vrednostih tokov diode i_{s1} . Zaradi oscilacij napetosti diode pri preklopih napajalne napetosti u so izmerjene vrednosti razpršene okrog karakteristike, ki jo določa proizvajalec. Kataloški podatki uporabljenih diod podajajo tudi nadomestni model diode, ki je podan z zaporedno vezanim napetostnim virom z napetostjo $U_d = 0,66 \text{ V}$ in upornostjo $R_d = 0,037 \text{ m}\Omega$. Zaradi analitičnih izpeljav, ki omogočajo izračun frekvenčne odvisnosti varilnega toka, je uporabljen omenjeni model z napetostnim virom in nadomestno upornostjo.

Vezni model na sliki 4.1 lahko opišemo z izrazi od (4.1) do (4.4). Izraz (4.1) opisuje ravnotežje primarne napetosti varilnega transformatorja, vključno s priključnim kablom. V izrazu (4.1) je S_{Fe} površina prereza železnega jedra.

$$u = i_p R_c + L_c \frac{di_p}{dt} + i_p R_p + L_p \frac{di_p}{dt} + N_p S_{Fe} \frac{dB}{dt} \quad (4.1)$$

Izraza (4.2) in (4.3) določata ravnotežje napetosti obeh sekundarnih vej varilnega transformatorja.

$$N_{s1} S_{Fe} \frac{dB}{dt} = -L_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} - i_{s1} R_{s1} - u_{Ds1}(i_{s1}) - i_w R_{s3} - L_{s3} \frac{di_w}{dt} - i_w R_w - L_w \frac{di_w}{dt} \quad (4.2)$$

$$N_{s2} S_{Fe} \frac{dB}{dt} = L_{s2} \frac{di_{s2}}{dt} + i_{s2} R_{s2} + u_{Ds2}(i_{s2}) + i_w R_{s3} + L_{s3} \frac{di_w}{dt} + i_w R_w + L_w \frac{di_w}{dt} \quad (4.3)$$

Izraz (4.4) opisuje magnetne razmere v železnem jedru varilnega transformatorja. V (4.4) sta l_{av} srednja dolžina poti magnetnega polja v železnem jedru in δ dolžina zračne reže, ki sta označeni na sliki 3.9. Konstanta μ_0 v (4.4) predstavlja permeabilnost praznega prostora in znaša $4\pi 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$.

$$N_p i_p + N_{s1} i_{s1} - N_{s2} i_{s2} = H(B) l_{av} + \frac{B}{\mu_0} 2\delta \quad (4.4)$$

4.2 Določitev vrednosti parametrov veznega modela

V predhodnem podpoglavju je bil na sliki 4.1 podan razširjen vezni model sistema za UTV s pripadajočimi parametri, za katere je treba določiti njihove neznane vrednosti. Sistemi za UTV velikih moči so sestavljeni iz transformatorja in izhodnega diodnega usmernika, ki imata relativno velike preseke bakrenih ovojjev in povezav, ki pa so relativno kratke. Zaradi kratkih povezav so razsipane induktivnosti in upornosti teh elementov relativno male in težko merljive. Po drugi strani pa je zelo pomembno, da poznamo prave vrednosti teh parametrov, saj ključno vplivajo na frekvenčno odvisnost varilnega toka, ki je glavna tema raziskave te doktorske disertacije.

Upornosti lahko neposredno izmerimo z ustreznim merilnikom, če so dovolj velike. Takšni upornosti sta upornost primarnega navitja R_p in upornost povezovalnega kabla R_c . Druge upornosti so precej manjše in zato težko določljive brez posebne merilne opreme. Prav tako se dogajajo spremembe upornosti zaradi spremembe temperature. Zaradi tega upornosti raje določimo posredno na osnovi izmerjenih vrednosti napetosti in tokov med obratovanjem sistema za UTV, ko so vsi elementi segreti na delovno temperaturo.

Sekundarno navitje transformatorja in povezave diodnega usmernika so vodno hlajeni, zato so delovne temperature posameznih elementov sistema precej različne. Delovna temperatura primarnega navitja transformatorja, ki je zgolj posredno hlajeno s pomočjo vodno hlajenega sekundarnega navitja, tako dosega najvišjo vrednost, ki pri nazivni obremenitvi znaša približno 130 °C.

Pri posredni določitvi vrednosti parametrov [49] s pomočjo izmerjenih vrednosti napetosti in tokov vrednosti upornosti ni možno neposredno izračunati. Na velikost izmerjenih napetosti namreč vplivajo tudi induktivnosti z induciranimi napetostmi pri spremenljivih vrednostih tokov. Vrednosti parametrov so se določale postopoma s pomočjo optimizacije, kjer je algoritem spreminjal vrednosti parametrov dela veznega modela tako, da je bilo odstopanje med izračunanimi in izmerjenimi časovnimi poteki tokov in napetosti čim manjše. Optimizacijskemu algoritmu je treba predhodno določiti meje, znotraj katerih lahko ta spreminja vrednosti parametrov, za kar so se uporabile približno izmerjene vrednosti upornosti in induktivnosti, ki so ustrezale poznani geometriji.

Male vrednosti upornosti masivnih in kratkih povezav diodnega usmernika lahko približno določimo z uporabo vsiljenega toka. Z napajalnim sistemom Omicron, ki se uporablja predvsem pri preverjanju in nastavljanju numeričnih zaščit v energetiki, lahko vsilimo enosmerne regulirane vrednosti tokov do 50 A skozi male upornosti in izmerimo pripadajoč padec napetosti. Zaradi vsiljenega enosmernega toka ni vpliva razsipane induktivnosti, saj je inducirana napetost enaka nič, zato lahko

upornost izračunamo neposredno iz vrednosti vsiljenega toka in padca napetosti. Padci napetosti so zaradi male upornosti in relativno malega vsiljenega toka mali, zato je bil uporabljen precizni merilni sistem Dewetron, ki omogoča tudi merjenje malih padcev napetosti (do 20 mV) z veliko merilno točnostjo. Na opisan način so bile izmerjene vse vrednosti upornosti veznega modela v prostem teku, ki pa so bile uporabljene le za določitev zgornje in spodnje meje, znotraj katerih je optimizacija lahko spreminjala vrednosti parametrov. Zaradi že omenjenih temperaturnih vplivov se upornosti pri dejanskem obratovanju spremenijo in so zato lahko vrednosti med obratovanjem drugačne.

V nadaljevanju bo v dveh ločenih podpoglavjih pojasnjena metoda optimizacije z roji delcev, ki je bila uporabljena za iskanje vrednosti parametrov. Na koncu poglavja bodo podane vrednosti parametrov veznega modela, kot so bile določene s pomočjo meritev in optimizacijskega postopka. Te vrednosti parametrov bodo nato uporabljene v nadaljevanju za izvajanje numeričnih izračunov, tako s pomočjo Simulinka kot z MKE, nazadnje pa tudi pri analitičnih izpeljavah frekvenčne odvisnosti varilnega toka.

4.2.1 Predstavitev osnovne ideje optimizacije z roji delcev

Optimizacija z roji delcev (angl. Particle Swarm Optimization – PSO) temelji na obnašanju kolonij mravelj, termitov, čebel, os ali jate ptičev oziroma rib [50], [51], [52]. Optimizacija z roji delcev posnema obnašanje omenjenih socialnih organizmov. Beseda delec označuje na primer čebelo v koloniji čebel ali ptiča v jati ptičev. Vsak posameznik ali delec v jati ali roju se obnaša v skladu z lastno inteligenco in z inteligenco jate ali roja kot celote. Na ta način lahko v primeru, da en posameznik najde dobro pot do "hrane", preostali posamezniki jate prav tako sledijo tej dobri poti, čeprav je njihova lokacija daleč stran v jati. Osnovno verzijo algoritma PSO sta predlagala Kennedy in Eberhart leta 1995 ter temelji na vedenju organizmov v naravi, katere bistvo je koordinirano vedenje brez nadrejenega vodenja.

V kontekstu optimizacije več spremenljivk si lahko roj predstavljamo kot določeno število delcev, katerih začetna lokacija je določena naključno v večdimenzijskem prostoru. Vsak delec ima dve karakteristiki, in sicer lokacijo in hitrost. Vsak delec se pomika po večdimenzijskem prostoru in si zapomni najboljšo lokacijo v smislu vira hrane ali vrednosti cenilne funkcije, ki jo je že obiskal. Delci roja komunicirajo med sabo ter prilagodijo smer in hitrost svojega gibanja v skladu s svojo trenutno lokacijo in pridobljenimi informacijami o dobrih lokacijah.

Za primer si lahko predstavljamo, da opazujemo obnašanje roja ptičev. Čeprav ima vsak ptič omejeno inteligenco, se obnaša na osnovi treh preprostih pravil:

1. izogiba se prevelikemu približevanju drugim ptičem,
2. usmerja se v smeri povprečja drugih ptičev,
3. poskuša se umestiti v povprečno lokacijo med druge ptiče brez večjega razmika v jati.

Obnašanje jate ali roja v osnovi temelji na kombinaciji treh preprostih dejavnikov:

1. kohezije – biti v skupini,
2. ločitve – ne se preveč približati,
3. formacije – slediti glavni smeri celotne jate.

Optimizacija rojev delcev je razvita na naslednjem modelu:

1. ko en ptič locira hrano (ali je dosežena maksimalna vrednost cenilne funkcije), takoj prenese informacijo do vseh drugih ptičev v jati,
2. vsi drugi ptiči se takoj usmerijo proti hrani (ali maksimalni vrednosti cenilne funkcije), vendar ne neposredno,
3. obstajata komponenta neodvisnega razmišljanja posameznega ptiča in njegov lastni spomin.

Na ta način model simulira naključno iskanje maksimalne vrednosti cenilne funkcije v prostoru. Pri tem se ptiči postopoma prek več iteracij pomikajo k najboljši lokaciji hrane (ali maksimalni vrednosti cenilne funkcije).

4.2.2 Implementacija optimizacije z roji delcev

Če upoštevamo optimizacijski problem, kjer želimo poiskati maksimum funkcije $f(\mathbf{X})$ z omejitvami $\mathbf{X}^{(l)} \leq \mathbf{X} \leq \mathbf{X}^{(u)}$, kjer sta $\mathbf{X}^{(l)}$ spodnja in $\mathbf{X}^{(u)}$ zgornja omejitev vektorja koordinat delcev \mathbf{X} , lahko poiščemo rešitev problema s PSO s pomočjo naslednjih korakov:

1. Predpostavimo primerno velikost roja (število delcev) N . Da zmanjšamo potrebno skupno število izračunov cenilne funkcije, moramo predpostaviti manjšo velikost roja. Pri tem velja, da lahko s premalo velikostjo roja iskanje rešitve problema traja dlje časa ali pa rešitve sploh ni možno najti. Zaradi tega je običajno velikost roja od 20 do 30 delcev nekakšen kompromis.
2. Tvorimo začetno populacijo roja \mathbf{X} v območju omejitev $\mathbf{X}^{(l)}$ in $\mathbf{X}^{(u)}$ s pomočjo generatorja naključnih števil, da dobimo $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2 \dots \mathbf{X}_N$. Za lažjo razlago bosta v nadaljevanju za lokacijo delca j in njegovo hitrost v iteraciji i označena kot $\mathbf{X}_j(i)$ in $\mathbf{V}_j(i)$. Na ta način so začetni delci označeni z $\mathbf{X}_1(0), \mathbf{X}_2(0) \dots \mathbf{X}_N(0)$. Vektorje $\mathbf{X}_j(0)$ $j = 1, 2 \dots N$ imenujemo delci

roja ali vektorji koordinat delcev, podobno kot kromosome v genetskih algoritmih. Določimo vrednosti cenilne funkcije glede na začetne vrednosti delcev $f[\mathbf{X}_1(0)], f[\mathbf{X}_2(0)] \dots f[\mathbf{X}_N(0)]$.

3. Določimo hitrosti delcev. Vsi delci se bodo premikali proti optimalni vrednosti z določeno hitrostjo. Na začetku so hitrosti vseh delcev nastavljene na vrednost nič. Število iteracije postavimo na $i = 1$.
4. V i -ti iteraciji določimo naslednja dva značilna parametra za delec j :

- (a) Najboljšo vrednost $\mathbf{X}_j(i)$ (koordinate j -tega delca v trenutni iteraciji i), $\mathbf{P}_{\text{best},j}$, z najvišjo vrednostjo cenilne funkcije $f[\mathbf{X}_j(i)]$, dosežene za delec j v vseh predhodnih iteracijah.

Najboljšo vrednost $\mathbf{X}_j(i)$ (koordinate vseh delcev do trenutne iteracije), \mathbf{G}_{best} , z najvišjo vrednostjo cenilne funkcije $f[\mathbf{X}_j(i)]$, ki jo je dosegel katerikoli delec izmed N delcev v vseh predhodnih iteracijah.

- (b) Določimo vrednost hitrosti j -tega delca v i -ti iteraciji z:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_j(i) = & \mathbf{V}_j(i-1) + c_1 r_1 [\mathbf{P}_{\text{best},j} - \mathbf{X}_j(i-1)] \\ & + c_2 r_2 [\mathbf{G}_{\text{best}} - \mathbf{X}_j(i-1)]; \quad j = 1, 2 \dots N \end{aligned} \quad (4.5)$$

kjer sta c_1 in c_2 kognitivni in socialni koeficient, r_1 in r_2 pa naključni števili (enakomerna porazdelitev) med 0 in 1. Parametra c_1 in c_2 sta tako imenovani pospešitveni konstanti in označujeta relativno pomembnost spomina (lokacije) delca glede na spomin (lokacijo) celotnega roja. Parametra c_1 in c_2 imata običajno vrednost 2 ali manj.

- (c) Določimo lokacijo ali koordinate j -tega delca v i -ti iteraciji na podlagi vrednosti v $i-1$ s (4.6):

$$\mathbf{X}_j(i) = \mathbf{X}_j(i-1) + \mathbf{V}_j(i); \quad j = 1, 2 \dots N \quad (4.6)$$

kjer je razlika med $i-1$ in i ravno ena iteracija, hitrost \mathbf{V}_j pa se tudi nanaša na iteraciji. Po dobljenih novih lokacijah delcev roja jih ponovno ocenimo s cenilno funkcijo kot $f[\mathbf{X}_1(i)], f[\mathbf{X}_2(i)] \dots f[\mathbf{X}_N(i)]$.

- (d) Preverimo konvergenco trenutne rešitve. Če lokacije vseh delcev konvergirajo k enakim vrednostim, lahko predpostavimo, da postopek konvergira. Če konvergenčni kriterij ni izpolnjen, korak 4 ponovimo in povečamo iteracijo na $i = i+1$ ter izračunamo nove vrednosti $\mathbf{P}_{\text{best},j}$ in \mathbf{G}_{best} . Iterativni proces se nadaljuje, dokler vsi delci ne konvergirajo k določeni isti rešitvi problema, ki jo označimo kot optimalno.

Predstavljeni optimizacijski algoritem z rojem delcev predstavlja osnovo in ima določene pomanjkljivosti, ki se jih da odpraviti z nadgradnjo algoritma [53], [54], [55]. Slabost osnovnega algoritma je, da se hitrosti delcev prehitro povečajo in posledično delci optimalno rešitev enostavno preskočijo, čeprav leži na njihovi poti. Zaradi tega se doda inercijska utež θ , da se zmanjša hitrost delcev. Običajno se vrednost inercijske uteži θ linearno zmanjšuje iz vrednosti 0,9 na 0,4 v času izvajanja iteracijskega postopka. Hitrost j -tega delca z upoštevanjem inercijske uteži je določena z:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_j(i) = & \theta \mathbf{V}_j(i-1) + c_1 r_1 [\mathbf{P}_{\text{best},j} - \mathbf{X}_j(i-1)] \\ & + c_2 r_2 [\mathbf{G}_{\text{best}} - \mathbf{X}_j(i-1)]; \quad j = 1, 2 \dots N \end{aligned} \quad (4.7)$$

Modifikacijo osnovnega algoritma PSO z uvedbo inercijske uteži sta leta 1999 prva uvedla Shi in Eberhart za dušenje hitrosti skozi iteracijski postopek, s čimer se doseže točnejša in učinkovitejša konvergenca roja k optimalni rešitvi v primerjavi z originalnim algoritmom PSO (4.5).

Zapis (4.7) omogoča adaptacijo hitrosti, kar izboljša možnost finih nastavitvev algoritma pri iskanju optimalne rešitve. Iz (4.7) lahko ugotovimo, da večje vrednosti inercijske uteži θ omogočajo globalno raziskovanje, manjše vrednosti pa lokalno raziskovanje prostora potencialnih rešitev problema. Na ta način večje vrednosti θ omogočajo algoritmu neprestano raziskovanje novih področij prostora brez lokalnega raziskovanja, kar pa lahko onemogoči najdbo pravega globalnega optimuma. Za dosego ravnotežja med globalnim in lokalnim raziskovanjem ter s tem pospešitev konvergence h globalnemu optimumu se uporabi tako imenovana inercijska utež, katere vrednost se v skladu s (4.8) zmanjšuje linearno s številom iteracij.

$$\theta(i) = \theta_{max} - \left(\frac{\theta_{max} - \theta_{min}}{i_{max}} \right) i \quad (4.8)$$

V (4.8) sta θ_{max} in θ_{min} začetna največja in končna najmanjša vrednost inercijske uteži, i_{max} pa je maksimalno število iteracij, uporabljenih v algoritmu PSO. Priporočeni vrednosti inercijskih uteži sta $\theta_{max} = 0,9$ in $\theta_{min} = 0,4$.

4.2.3 Meritev potrebnih primarnih in sekundarnih napetosti in tokov

Kot je bilo pojasnjeno v uvodu, se je vrednosti parametrov veznega modela s slike 4.1 določilo posredno s pomočjo optimizacije na podlagi izmerjenih časovnih potekov tokov in napetosti. Težava je v tem, da so vrednosti upornosti in induktivnosti relativno male in jih je težko neposredno izmeriti. Vrednosti upornosti se je približno

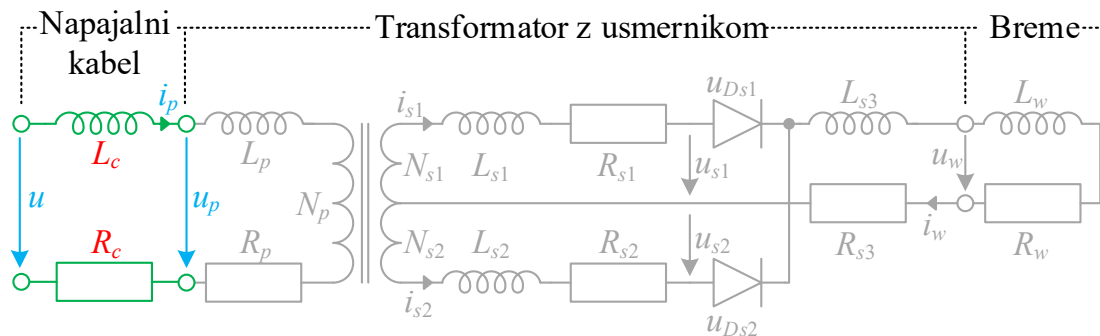
izmerilo z vsiljenim enosmernim tokom in meritvijo padca napetosti, s čimer se je odstranil vpliv razsipanosti induktivnosti.

Tak postopek določanja upornosti je možen le pri sobni temperaturi, medtem ko se med obratovanjem varilnega transformatorja nekateri deli močno segrejejo, drugi pa precej ohladijo zaradi vodnega hlajenja, kar povzroča spremembe vrednosti upornosti v primerjavi s prej izmerjenimi vrednostmi. Približno izmerjene vrednosti upornosti so bile v nadaljevanju podlaga za določitev območja vrednosti parametrov veznega modela, znotraj katerega je optimizacija z roji delcev lahko spreminjala vrednosti parametrov, s katerimi se je doseglo čim manjše odstopanje med izmerjenimi in z veznim modelom izračunanimi časovnimi poteki napetosti in tokov.

Ker je število parametrov veznega modela razmeroma veliko, se ni iskalo vseh vrednosti parametrov hkrati. Najprej se je določilo posamezne parametre dela veznega modela, ki jih je relativno enostavno določiti, če za tak del veznega modela poznamo vhodno in izhodno napetost ter tok. Takšen primer sta parametra priključnega kabla in bremena, kjer lahko izmerimo napetost na začetku in koncu kabla u in u_p ter primarni tok i_p . Podobno je pri bremenu, kjer poznamo tako padec napetosti u_w kot tok i_w . Vrednosti parametrov se je zato določalo v treh korakih, pri čemer se je v okviru prvega koraka določilo vrednosti parametrov priključnega kabla R_c in L_c , v drugem koraku vrednosti parametrov bremena R_w in L_w ter v zadnjem koraku vrednosti vseh drugih parametrov veznega modela. Vsi trije koraki so se določali na osnovi meritev napetosti in tokov, ki so bili izmerjeni hkrati z eno samo meritvijo s prevajalnim razmerjem $D = 80\%$.

Kot je prikazano na sliki 4.2 z modro barvo, se je za določitev vrednosti parametrov priključnega kabla R_c in L_c (označena z rdečo) uporabila izmerjena napetost na začetku u in na koncu kabla u_p ter izmerjena vrednost primarnega toka i_p . S pomočjo optimizacije se je iskalo takšni vrednosti R_c in L_c , da je bilo odstopanje med izmerjenim in izračunanim časovnim potekom napetosti priključnega kabla čim manjše, saj se je vezje vzbuvalo z izmerjeno vrednostjo primarnega toka i_p za obdobje ene periode napajalne napetosti u . Padec napetosti na priključnem kablu u_c je določen z razliko med izmerjeno napetostjo na začetku in koncu kabla $u_c = u - u_p$. Pri tem se je v izračunih uporabil samo del veznega modela s parametroma kabla, kot je z zeleno barvo prikazano na sliki 4.2, in ne celotni vezni model sistema za UTV. Takšno postopno določanje vrednosti parametrov je enostavnejše in hitrejšo, kot če bi z optimizacijo hkrati določali vrednosti vseh parametrov celotnega veznega modela sistema za UTV.

Za iskanje vrednosti R_c in L_c s pomočjo optimizacije roja delcev se je uporabila cenilna funkcija, ki je določena s (4.9) in (4.10). Izraz (4.9) predstavlja cenilno funkcijo, ki je izbrana kot minimalna vrednost vsote razlik Δu_c , ki je zapisana s (4.10). V


 Slika 4.2: Vezni model sistema za UTV za določitev parametra R_c in L_c

izrazu (4.10) je Δu_c določena kot relativna vrednost razlike med izmerjenimi (indeks m) in izračunanimi (indeks r) vrednostmi padca napetosti na kablu, kjer sta obe izmerjeni v N_{et} ekvidistančnih točkah v okviru ene periode T napajalne napetosti u .

$$f_{obj} = \min \left(\sum_{k=1}^{N_{et}} (\Delta u_c(k)) \right) \quad (4.9)$$

$$\Delta u_c(k) = \frac{|u_{cr}(k) - u_{cm}(k)|}{\max |u_{cm}(k)|} \quad k = 1, 2 \dots N_{et} \quad (4.10)$$

Ko optimizacija z roji delcev poišče minimum funkcije f_{obj} , določene s (4.9) in (4.10), zaključimo z iskanjem in dobimo vrednosti parametrov priključnega kabla R_c in L_c , ki sta podani v naslednjem podpoglavju v skupni tabeli zbranih vrednosti vseh parametrov veznega modela.

Na podoben način sta bili v drugem koraku določeni vrednosti parametrov bremena R_w in L_w , ki sta na sliki 4.3 označena z rdečo barvo. Za določitev vrednosti parametrov bremena sta bila izmerjena časovna poteka napetosti bremena u_w in varilnega toka i_w , ki sta na sliki 4.3 označena z modro barvo. Pri izračunih se je upošteval samo del veznega modela, ki je na sliki 4.3 prikazan z zeleno barvo. Vezni model z dvema parametroma, katerih vrednosti želimo določiti, se je pri izračunih vzbuvalo z izmerjenim časovnim potekom varilnega toka i_w in iskalo takšen u_w , kot je bil tudi izmerjen.

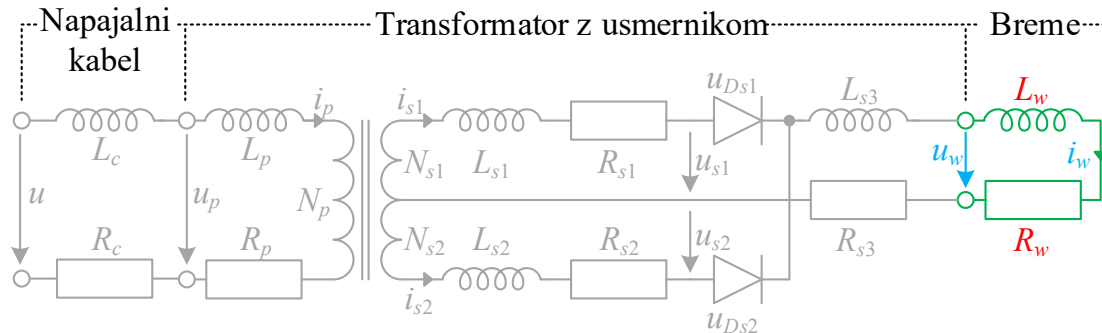
Zato je cenilna funkcija definirana z izrazoma (4.11) in (4.12), kjer iščemo takšni vrednosti R_w in L_w , da je relativna razlika Δu_w med izračunano in izmerjeno napetostjo bremena u_{wr} in u_{wm} čim manjša.

$$f_{obj} = \min \left(\sum_{k=1}^{N_{et}} (\Delta u_w(k)) \right) \quad (4.11)$$

$$\Delta u_w(k) = \frac{|u_{wr}(k) - u_{wm}(k)|}{\max |u_{wm}(k)|}, \quad k = 1, 2 \dots N_{et} \quad (4.12)$$

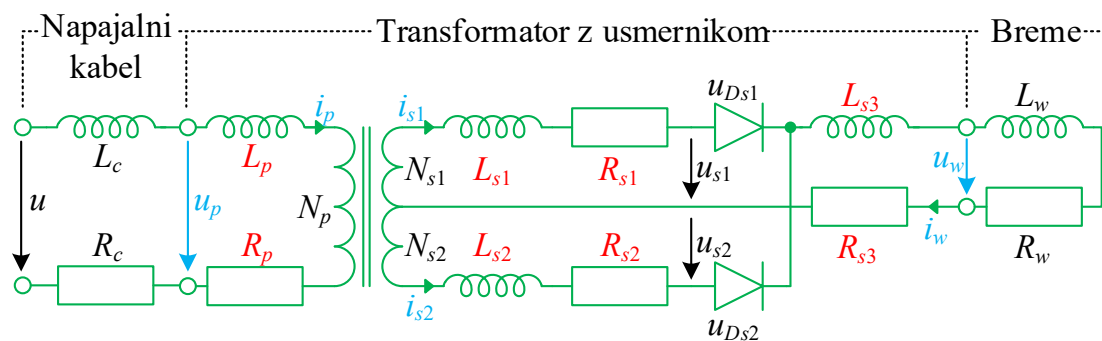
Poglavje 4. Vezni model sistema za UTV

Ko je optimizacija z roji delcev poiskala takšni vrednosti R_w in L_w , da je bila cenilna funkcija (4.11) minimalna, smo zaključili iskanje. Vrednosti bosta podani v skupni tabeli vseh parametrov v naslednjem podpoglavju.



Slika 4.3: Vezni model celotnega sistema za UTV za določitev parametrov R_w in L_w

V okviru tretjega koraka se je določilo še neznane vrednosti vseh preostalih parametrov veznega modela. V tem primeru se je predhodno določene vrednosti parametrov priključnega kabla in bremena uporabilo kot vnaprej znane vrednosti. Tudi pri tem tretjem koraku se je parametre določilo na podoben način kot v obeh predhodnih korakih, le da se je v tem primeru v izračunih reševal celotni vezni model, kot je z zeleno barvo prikazano na sliki 4.4. Za določitev vrednosti parametrov, ki so na sliki 4.4 označeni z rdečo barvo, se je izmerilo časovne poteke tokov i_p , i_w , i_{s1} , i_{s2} in napetosti u_p , u_w , ki so na sliki 4.4 označeni z modro barvo. V veznem modelu sta primarni in sekundarni tokokrog z dvema paralelnima vejama, zato je treba upoštevati vse časovne poteke napetosti in tokov, ki enoumno določajo iskane vrednosti parametrov.



Slika 4.4: Vezni model celotnega sistema za UTV za določitev preostalih parametrov

Ker se v tem primeru želi z optimizacijo doseči takšne vrednosti iskanih parametrov, da bodo prej omenjeni izračunani časovni poteki napetosti in tokov čim podobnejši izmerjenim, se je moralo cenilno funkcijo, določeno s (4.13) in (4.14), precej razširiti. V izrazu (4.14) je za lažji zapis uporabljena splošna spremenljivka x za spremenljivke i_p , u_p , i_w in u_w , indeksa r in m pa za izračunane in izmerjene vrednosti napetosti in tokov. Čeprav je bilo predhodno omenjeno, da se je upoštevalo

4.2 Določitev vrednosti parametrov veznega modela

tudi časovna poteka tokov i_{s1} in i_{s2} , sta služila samo primerjavi in nista bila zajeta v cenilni funkciji. Omenjeno je posledica dejstva, da je v cenilni funkciji že zajet varilni tok i_w , ki je vsota obeh tokov i_{s1} in i_{s2} ter s tem njuna linearna kombinacija. V določenih delih periode je varilni tok povsem enak enemu ali drugemu toku, zato sta posredno že zajeta v cenilni funkciji z varilnim tokom i_w .

$$f_{obj} = \min \left(\sum_{k=1}^{N_{et}} \Delta i_p(k) + \sum_{k=1}^{N_{et}} \Delta u_p(k) + \sum_{k=1}^{N_{et}} \Delta i_w(k) + \sum_{k=1}^{N_{et}} \Delta u_w(k) \right) \quad (4.13)$$

$$\Delta x(k) = \frac{|x_r(k) - x_m(k)|}{\max |x_m(k)|}, \quad k = 1, 2 \dots N_{et}, \quad x = i_p, u_p, i_w, u_w \quad (4.14)$$

V tem tretjem koraku določanja še preostalih vrednosti parametrov se je hkrati iskalo vrednosti precejšnjega števila parametrov in tudi vezni model je obsežnejši, zato je izračun numerično zahtevnejši. Ker lahko isto vrednost cenilne funkcije dosežemo z različnimi vrednostmi parametrov, je toliko pomembnejše, da so omejitve, znotraj katerih lahko optimizacija spreminja vrednosti parametrov, postavljene čim bolj realno.

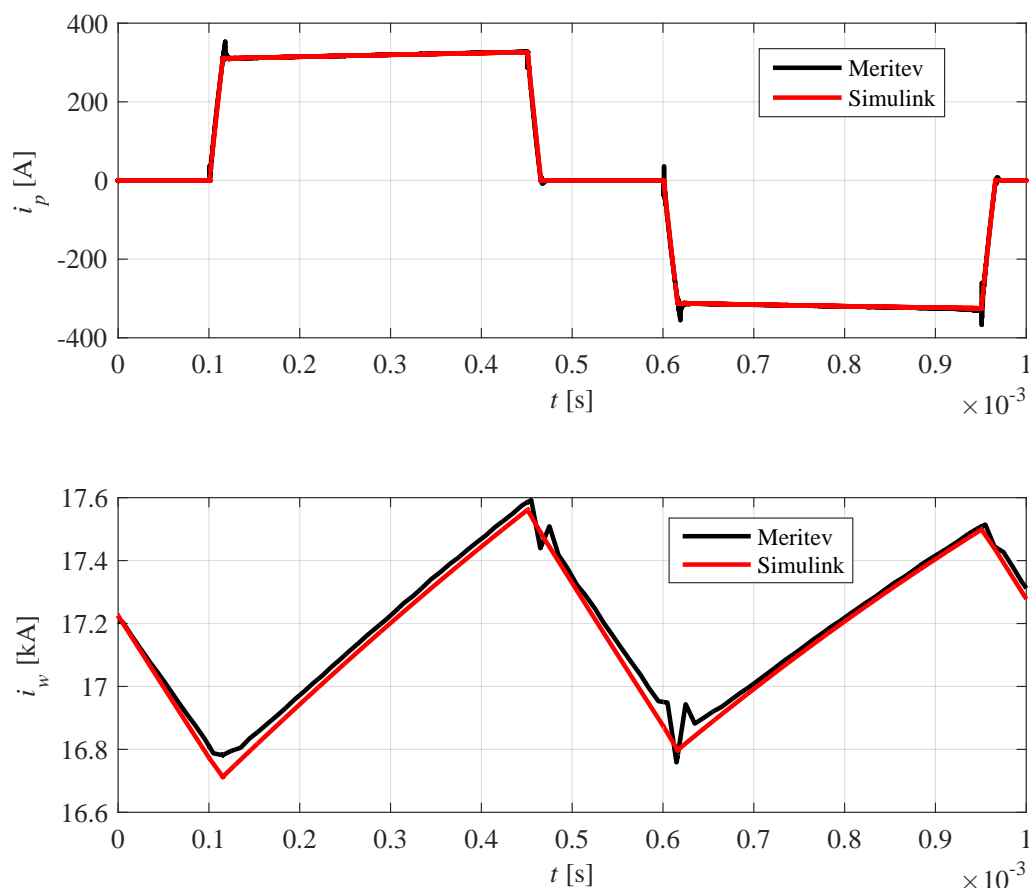
Obstaja namreč možnost, da ima reševani problem več rešitev, ki dajejo podobne rezultate. Takšen primer je recimo vezni model klasičnega enofaznega transformatorja z bremenom, ki je napaján s sinusno napetostjo. Pri takšnem veznem modelu bi lahko na primer del vrednosti upornosti sekundarnega navitja ustrezno upoštevali pri spremembi vrednosti upornosti primarnega navitja, ne da bi se to poznalo na vrednosti tokov pri enaki vzbujaalni napetosti. Posledično obstaja več različnih vrednosti upornosti veznega modela, ki pri enaki vzbujaalni napetosti povzročijo enako vrednost toka.

V primeru obravnavanega veznega modela sistema za UTV so razmere drugačne, saj v določenem časovnem intervalu periode napajalne napetosti vplivajo na vrednosti tokov zgolj določene vrednosti parametrov. Zato ni možno reducirati dela ali pa celotne vrednosti upornosti ali induktivnosti s primarne na sekundarno stran transformatorja, in obratno, ali pa med posameznima vejama sekundarnega navitja, ne da bi se to poznalo na spremembi tokov pri isti napajalni napetosti.

Kljub temu se je pri določanju vrednosti parametrov v tretjem koraku preizkušalo različne možnosti, s katerimi se je lahko preverilo, ali optimizacija vedno najde približno enake vrednosti parametrov za podobno vrednost cenilne funkcije. Tako se je na primer poskušalo cenilno funkcijo določiti samo na osnovi razlike primarnega Δi_p in razlike varilnega toka Δi_w , brez upoštevanja razlike napetosti primarja Δu_p in razlike napetosti bremena Δu_w . Rezultati primerjave izračunov vrednosti parametrov in vrednosti cenilnih funkcij so pokazali, da z upoštevanjem napetosti u_p in u_w v cenilni funkciji ali brez dobimo približno enake vrednosti parametrov veznega

modela.

Na sliki 4.5 je prikazana primerjava meritev na realnem objektu in izračunov na osnovi veznega modela na primeru časovnega poteka primarnega in varilnega toka i_p in i_w , ki sta najpomembnejša za kasnejšo analizo frekvenčne odvisnosti varilnega toka. Primerjava jasno kaže zelo dobro ujemanje obeh tokov, saj se časovna poteka ujemata tako amplitudno kot v strmini toka. Pri časovnem poteku primarnega toka i_p na zgornjem diagramu slike 4.5 je možno zaznati vpliv rekombinacije naboja diode, zaradi česar ta prevaja še kratek čas tudi v zaporni smeri. Na sliki je to vidno v obliki kratkotrajnih konic na koncu ali začetku strmega prehoda izmerjenega primarnega toka i_p . Ta pojav, kot je že bilo omenjeno, ni bil modeliran, zato izračunani časovni potek ne vsebuje njegovega vpliva. Omenjeni pojav prav tako ne vpliva na frekvenčno odvisnost varilnega toka, ki ga raziskujemo, in je vedno enak pri enaki vrednosti varilnega toka, ne glede na frekvenco napajalne napetosti u .



Slika 4.5: Primerjava izmerjenega in izračunanega časovnega poteka i_p in i_w

Z vidika analitičnega izračuna frekvenčne odvisnosti varilnega toka je pomembno, da se ujemajo strmine tokov tako v času hitrega naraščanja in padanja primarnega

toka i_p kot počasnega naraščanja v času naraščanja varilnega toka i_w . S tem se potrjujejo enake vrednosti časovnih konstant v izračunih, kot so v realnem transformatorju. Tudi primerjava izračunanega in izmerjenega časovnega poteka varilnega toka i_w na spodnjem diagramu slike 4.5 kaže na zelo dobro ujemanje tako v smislu velikosti kot strmin toka. Ker izmerjen časovni potek varilnega toka vsebuje motnje ob vklopih in izklopih napajalne napetosti u , je ta glajen s filtrom pred nadaljnjo uporabo v izračunih, zato so vidne hitre spremembe v izmerjenem časovnem poteku.

Splošno gledano se izmerjeni in izračunani časovni poteki tokov zelo dobro ujemajo, kar kaže pravilno izbiro modela obravnavnega sistema za UTV. Prednost predstavljenega veznega modela, ki vsebuje zgolj upornosti, induktivnosti in napetostni vir s stopničnimi spremembami vrednosti napetosti, je v možnosti analitične obravnave s pomočjo uporabe eksponentnih nastavkov za opise odzivov spremenljivk stanj.

V naslednjem podpodpoglavju so podani rezultati vrednosti vseh parametrov veznega modela, določenih s kombinacijo meritev in optimizacijskega algoritma, ki so uporabljeni v nadaljevanju za numerične in analitične izračune.

4.2.4 Izračunane vrednosti parametrov veznega modela sistema za UTV

V predhodnih podpodpoglavjih je bilo predstavljeno, kako so se določale vrednosti parametrov veznega modela sistema za UTV na osnovi izmerjenih vrednosti napetosti in tokov ter uporabe optimizacijskega algoritma z roji delcev, delovanje katerega je bilo prav tako predstavljeno. Na opisan način so bile določene vse vrednosti parametrov veznega modela s slike 4.1, ki so podane v tabeli 4.1.

V drugem stolpcu tabele 4.1 so podane vrednosti parametrov, kot so bile določene s pomočjo optimizacijskega algoritma z roji delcev. Te vrednosti parametrov so uporabljene za numerične izračune tako s Simulinkom kot z MKE. Pri izpeljavi eksponentnih analitičnih nastavkov za izračun varilnega toka potrebujemo vrednosti časovnih konstant veznega modela, ki pa vsebuje model transformatorja s prestavnim razmerjem različnim od 1. Zaradi tega je primerneje, da vrednosti parametrov reduciramo na primarno ali sekundarno stran transformatorja. Glede na to, da so na sekundarni strani transformatorja diode in da na sekundarni strani ves čas teče določen varilni tok, je primerneje, če uporabimo vrednosti parametrov, ki so reducirane na sekundarno stran transformatorja in so prav tako podane v tabeli.

Če najprej med sabo primerjamo vse reducirane vrednosti razsipanih induktivnosti, opazimo, da je največja induktivnost bremena L_w , sledi ji razsipana induktivnost dela izhodnega diodnega usmernika, po katerem teče skupni varilni tok L_{s3} . Še manjšo razsipano induktivnost imata obe veji sekundarnega navitja, ki niti nimata

Tabela 4.1: Parametri veznega modela sistema za UTV

Parameter	Vrednost	Reduc. na sek.	p.u.
L_c	3,8153 μH	1,26 nH	0,00097
L_p	2,5636 μH	0,85 nH	0,00065
L_{s1}	12 nH	12 nH	0,0092
L_{s2}	14 nH	14 nH	0,0108
L_{s3}	36,1 nH	36,1 nH	0,0278
L_w	1,2981 μH	1,2981 μH	1
R_c	9,4 m Ω	3,11 $\mu\Omega$	0,0141
R_p	24,03 m Ω	7,94 $\mu\Omega$	0,036
R_{s1}	27,7 $\mu\Omega$	27,7 $\mu\Omega$	0,1256
R_{s2}	32,76 $\mu\Omega$	32,76 $\mu\Omega$	0,1486
R_{s3}	56,2 $\mu\Omega$	56,2 $\mu\Omega$	0,2549
R_w	220,52 $\mu\Omega$	220,52 $\mu\Omega$	1

enakih vrednosti. Kot je že bilo predstavljeno na sliki 3.12, je diodni usmernik zgrajen tako, da je dolžina ene veje sekundarja nekoliko daljša od druge, zato je nekoliko večja tudi pripadajoča vrednost razsipane induktivnosti. Enako velja tudi za vrednosti pripadajočih upornosti, ki sta samo nekoliko različni. V praksi je namreč zelo težko zagotoviti takšno konstrukcijo diodnega usmernika, da bi bili obe veji sekundarja električno povsem simetrični, čeprav je transformator grajen simetrično. Ta nesimetrija obeh sekundarnih vej sicer ni tako zelo velika, da bi povzročala velike težave, čeprav obstajajo analize [56], [57], ki obravnavajo vpliv nesimetrij na nasičenje jedra varilnega transformatorja. Nesimetrija ima zaradi različnih časovnih konstant določen vpliv na odziv primarnega in varilnega toka v času polperiode napajalne napetosti. Najmanjši vrednosti razsipane induktivnosti imata na sekundar reducirani induktivnosti priključnega kabla L_c in primarnega navitja L_p . Brez redukcije na sekundarno stran ima največjo vrednost razsipane induktivnosti priključni kabel, ki je po dolžini najdaljši in znaša 3 m. V industriji je lahko dolžina kabla tudi nekaj 10 m.

Do podobnih ugotovitev lahko pridemo tudi pri analizi vrednosti upornosti, reduciranih na sekundarno stran transformatorja. Največjo vrednost upornosti ima breme R_w , približno s četrtino upornosti bremena ji sledi upornost skupnih delov diodnega usmernika R_{s3} , po katerih teče skupni varilni tok obeh vej sekundarnega navitja transformatorja. Nato sledita vrednosti upornosti obeh vej sekundarnega navitja R_{s1} in R_{s2} s priključki do diod, po katerih tečeta toka i_{s1} in i_{s2} , ki zaradi ne-

4.2 Določitev vrednosti parametrov veznega modela

simetrične gradnje izhodnega diodnega usmernika nista enaki. Najmanjši vrednosti upornosti imata primarno navitje R_p in še posebej priključni kabel R_c . Če opazujemo nereducirane vrednosti upornosti, ima največjo vrednost upornosti primarno navitje R_p , saj je po dolžini najdaljše in ima najmanjši presek.

Na osnovi uspešno določenih vrednosti parametrov veznega modela s pomočjo kombinacije meritev in optimizacijskega algoritma je bila potrjena prva hipoteza doktorske disertacije, ki se glasi:

Hipoteza 1: Težko določljivi parametri nadomestnega veznega modela se lahko določijo s kombinacijo meritev s posebno merilno opremo in optimizacijskih postopkov.

Poglavje 5

Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

Meritve varilnega toka sistema za UTV kažejo na upadanje vrednosti varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti. Vzrokov za takšno obnašanje sistema je lahko več, le s podrobno analizo pa lahko ugotovimo velikost posameznih vplivov. Eden izmed teh vplivov bo zagotovo posledica kožnega in sosedstvenega pojava, ki navidezno povečujeta upornost in na ta način zmanjšujeta velikost varilnega toka pri enaki amplitudni vrednosti pulzne napajalne napetosti. Vpliv izriva toka zaradi kožnega in sosedstvenega pojava se povečuje z naraščanjem frekvence napajalne napetosti, zato lahko pričakujemo upadanje varilnega toka z naraščanjem frekvence.

Analiza vpliva izriva toka zaradi kožnega in sosedstvenega pojava je bila narejena po treh različnih pristopih, in sicer s pomočjo meritev na laboratorijskem sistemu za UTV, s pomočjo numeričnih izračunov veznega modela s programom Matlab/Simulink in s pomočjo hibridnega modela z MKE. Oba modela upoštevata podoben vezni model sistema za UTV s koncentriranimi parametri, razlikujeta se le modela transformatorja. V veznem modelu v Simulinku je uporabljen idealni model transformatorja, kjer izriv toka ni upoštevan. Pri MKE pa je model transformatorja določen s porazdeljenimi parametri v obliki podane 2D-geometrije transformatorja in se upoštevata tudi kožni in sosedstveni pojav. Ker je razlika pri obeh veznih modelih predvsem v modelu varilnega transformatorja, bi se morala pokazati razlika v izračunani velikosti varilnega toka in potrditi domnevo o vplivu izriva toka na manjšanje varilnega toka.

Razlika v rezultatih izračunov s Simulinkom in z MKE bi se morala pokazati predvsem pri višjih frekvencah napajalne napetosti, kjer bi se moral varilni tok z naraščanjem frekvence hitreje zmanjševati pri izračunih z MKE, saj se upošteva povečanje upornosti zaradi izriva toka. Pri nižjih frekvencah napajalne napetosti bi morala biti vrednost varilnega toka približno enaka pri obeh izračunih. Do majhnih

Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

razlik v rezultatih bo prihajalo že samo zaradi uporabe različnih programov, ki nimajo enakih modelov elementov, in zaradi uporabe različnih metod numeričnega reševanja definirane problema.

Ker je treba tako v Simulinkov model kot v model MKE vključiti tudi modela H-mosta, se takoj pojavi težava, ker pri izvedbi vezja v okviru MKE ni na voljo idealnih stikal za ponazoritev H-mosta kot v Simulinku. Pri izračunu z MKE je zato treba H-most modelirati z dejanskimi modeli tranzistorjev, ki zahtevajo vnos številnih parametrov. Parametre tranzistorjev se je določilo s sistematičnim poskušanjem tako, da se je model H-mosta pri izračunih z MKE obnašal podobno, kot se je dejanski H-most. V Simulinku pa so bila uporabljena idealna stikala, ki imajo določeno vrednost upornosti za obe stanji stikal.

Druga pomembna razlika med veznima modeloma v Simulinku in pri MKE so vrednosti razsiperane induktivnosti primarnega in sekundarnega navitja varilnega transformatorja. V veznem modelu v Simulinku so uporabljene takšne vrednosti parametrov, kot so bile določene v prejšnjem poglavju in so podane v tabeli 4.1. Drugače pa je pri modeliranju z MKE, kjer je transformator ponazorjen z 2D-modelom geometrije dejanskega varilnega transformatorja in zato deloma že upošteva vrednost razsiperane induktivnosti in upornosti posamezne veje sekundarnega navitja transformatorja. Preostali del vrednosti pa je treba upoštevati v vezju diodnega usmernika. Vrednosti upornosti navitij, zajetih v 2D-modelu, je relativno enostavno določiti in jih odšteti od prej določenih skupnih vrednosti parametrov veznih modelov. Pri razsiperanih induktivnostih pa ni tako enostavno, saj niso konstante, temveč so funkcije lokalnega nasičenja železnega jedra in s tem časovno odvisne. Del vrednosti razsiperane induktivnosti, ki je zajet v 2D-modelu transformatorja s porazdeljenimi parametri, je bil določen zgolj približno in se je odštel od vrednosti parametra v tabeli 4.1, da se je dobil preostali del vrednosti, ki je bil upoštevan v veznem modelu s koncentriranimi parametri.

To sta zgolj dve razliki med modeloma s koncentriranimi parametri v Simulinku in MKE, ki bosta zagotovo vplivali na odstopanje rezultatov. Na srečo pa te razlike zaradi različnih vrednosti razsiperanih induktivnosti vplivajo zgolj na statično odstopanje rezultatov. Zato lahko razlike v rezultatih numeričnih izračunov relativno enostavno ločimo na frekvenčno neodvisna odstopanja, ki so posledica različnih vrednosti parametrov veznega modela, in frekvenčno odvisna odstopanja, ki so posledica izriva toka.

Razlik v modelih je sicer še več, od različnih modelov povratnih diod v H-mostu, za katere karakteristika ni znana, do različnih modelov močnostnih diod v diodnem usmerniku in različnega upoštevanja magnetilne krivulje železnega jedra varilnega transformatorja pri MKE. Razlike so tudi v samih numeričnih metodah za reševanje modelov in uporabljenih numeričnih parametrih. Pri izračunih z MKE je

5.1 Meritve varilnega toka pri različnih frekvencah napajalne napetosti in prevajalnih razmerjih

velika težava konvergenca, ki je še posebej problematična v obravnavanem primeru zaradi pulznega napajanja z zelo velikimi strminami napajalne napetosti u , kar je zelo neugodno za numerično reševanje. Posledično je treba takšne hitre spremembe ustrezno gladiti za zagotavljanje lažje konvergence numeričnih izračunov. Omenjene razlike med modeli, ki jih ne moremo povsem odpraviti, vplivajo na razliko pri končnih rezultatih.

Do razlik med meritvami in numeričnimi izračuni prihaja tudi zaradi nemodeliranih vplivov, ki so že bili predstavljeni v uvodu doktorske disertacije, v poglavju predpostavk in omejitev. Ena izmed večjih razlik je predpostavka, da je napetost enosmernega vodila U_{dc} konstantna in s tem neodvisna od obremenitve. Kot je že bilo razloženo, se pri meritvah z naraščanjem varilnega toka napetost U_{dc} močno sesede, tudi do 480 V, kar seveda vpliva na vse napetosti in tokove varilnega transformatorja z izhodnim usmernikom. Prav tako se s temperaturo spreminjajo vrednosti upornosti, z velikostjo tokov pa sile na varilni transformator, kar vpliva na vrednosti kontaktnih upornosti. Svoj delež prinašajo tudi pogoški meritev tokov in napetosti ter motnje zaradi velikih elektromagnetnih vplivov varilnega transformatorja. Vse omenjeno je treba upoštevati pri analizi rezultatov meritev in izračunov, ki bodo predstavljeni v nadaljevanju.

5.1 Meritve varilnega toka pri različnih frekvencah napajalne napetosti in prevajalnih razmerjih

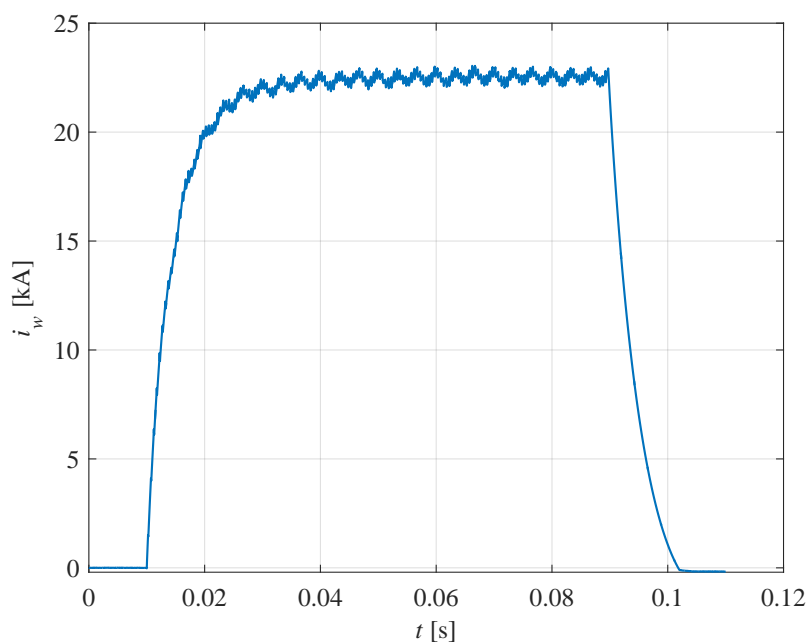
Na laboratorijskem sistemu industrijskega varilnega transformatorja so bile opravljene meritve varilnega toka pri različnih vrednostih frekvence f napajalne napetosti u in prevajalnega razmerja D . Meritve so bile izvedene pri frekvencah od 1 kHz do 5 kHz v korakih po 1 kHz in dodatno pri 10 kHz. Pri vsaki nastavljeni frekvenci napajalne napetosti se je izmeril varilni tok i_w pri prevajalnih razmerjih D od 20 % do 90 % v korakih po 10 %. Meritve pri prevajalnem razmerju pod 20 % niso bile izvedene, saj je bila vsebnost motenj večja od koristnega signala, kar povzroča le težave pri računanju efektivnih vrednosti napetosti in tokov. Prav tako meritve niso bile izvedene pri prevajalnem razmerju $D = 100$ %, saj je bilo zaradi zaščite H-mosta prevajalno razmerje navzgor omejeno na vrednost $D = 90$ %.

Ker so se meritve varilnega toka izvajale pri vseh kombinacijah omenjenih frekvenc f in prevajalnih razmerjih D , je bilo skupno opravljenih osemindeset meritev varilnega toka. Pri vsaki meritvi so se istočasno merile naslednje električne količine: primarni tok i_p , varilni tok i_w , primarna napetost u_p , napetost bremena u_w in napetost DC vodila U_{dc} . Ker je varilni tok bremena i_w zgolj vsota obeh tokov sekundarnih vej i_{s1} in i_{s2} , lahko posredno izračunamo oba toka diode. Ker pa

Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

poznamo predhodno izmerjeno karakteristiko obeh diod, lahko na osnovi poznanega toka diode izračunamo padec napetosti na diodah. Znan padec napetosti na diodah in tok skozi njih pa omogočata izračun moči izgub diod. Ker imamo na voljo izmerjene časovne poteke primarnega toka i_p in napetosti u_p , lahko določimo vhodno moč varilnega transformatorja. Prav tako imamo časovne poteke varilnega toka i_w in napetosti na bremenu u_w , kar omogoča izračun izhodne moči varilnega transformatorja in izračun izkoristka celotne naprave. Moči izgub varilnega transformatorja z diodnim usmernikom lahko ločimo na moč izgub diod diodnega usmernika in moč joulskih izgub v bakru. Moči joulskih izgub v bakru pa ne moremo ločiti na moč izgub v primarnem navitju, moč izgub v sekundarnem navitju in moč izgub v bakru povezav diodnega usmernika.

Vsi omenjeni časovni poteki tokov in napetosti so bili izmerjeni za časovno obdobje 80 ms, da je bilo na koncu zagotovo doseženo stacionarno stanje efektivne vrednosti varilnega toka i_w . Na sliki 5.1 je prikazan primer časovnega poteka varilnega toka, kjer njegova efektivna vrednost doseže stacionarno stanje. Na sliki je očitno nihanje varilnega toka zaradi nihanja napetosti enosmernega vodila U_{dc} s frekvenco 300 Hz. Varilni tok posledično niha med 22 kA in 23 kA, kar povzroča precejšnje težave pri računanju efektivne vrednosti I_w , saj se lahko polperiodi varilnega toka med sabo precej razlikujeta. Zaradi nihanja varilnega toka v stacionarnem stanju je efektivna vrednost varilnega toka od periode do periode različna. Efektivno vrednost varilnega toka v stacionarnem stanju zato izračunamo kot srednjo vrednost efektivnih vrednosti varilnega toka izbranega števila period.



Slika 5.1: Časovni potek varilnega toka i_w pri frekvenci 1 kHz in $D = 90\%$

5.1 Meritve varilnega toka pri različnih frekvencah napajalne napetosti in prevajalnih razmerjih

Ker amplituda napetosti U_{dc} niha s frekvenco 300 Hz v skladu s (3.2), so težave z neenakostjo obeh polperiod varilnega toka večje, nižja kot je frekvenca napajalne napetosti varilnega transformatorja. Z naraščanjem frekvence se dolžina periode merjenih električnih količin manjša, zato so razlike amplitud med obema polperiodama varilnega toka manjše. Kljub manjšim razlikam pa ima vsaka perioda varilnega toka drugačno efektivno vrednost, zato raje izračunamo srednjo vrednost. Težave s sedanjem in z nihanjem napetosti enosmernega vodila so tako glavni razlog, da se pri numeričnih izračunih s Simulinkom in MKE raje uporablja konstantna vrednost napetosti enosmernega vodila $U_{dc} = 560$ V.

Efektivno vrednost varilnega toka v stacionarnem stanju določimo s (5.1) v časovno zveznem področju oziroma s (5.2) v časovno diskretnem področju. Na podoben način so izračunane tudi efektivne vrednosti drugih tokov in napetosti, s pomočjo katerih so izračunani moči in izkoristki varilnega transformatorja.

$$I_w = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_w^2(t) dt} \quad (5.1)$$

$$I_w = \sqrt{\frac{1}{N_{et}} \sum_{k=0}^{N_{et}-1} i_w^2(k)} \quad (5.2)$$

Na opisan način so bile izračunane efektivne vrednosti varilnega toka I_w v stacionarnem stanju pri različnih frekvencah f in prevajalnih razmerjih D , kot je podano v tabeli 5.1. Rezultate iz tabele 5.1 lahko grafično prikažemo kot odvisnost varilnega toka od prevajalnega razmerja D ali kot odvisnost frekvence f napajalne napetosti.

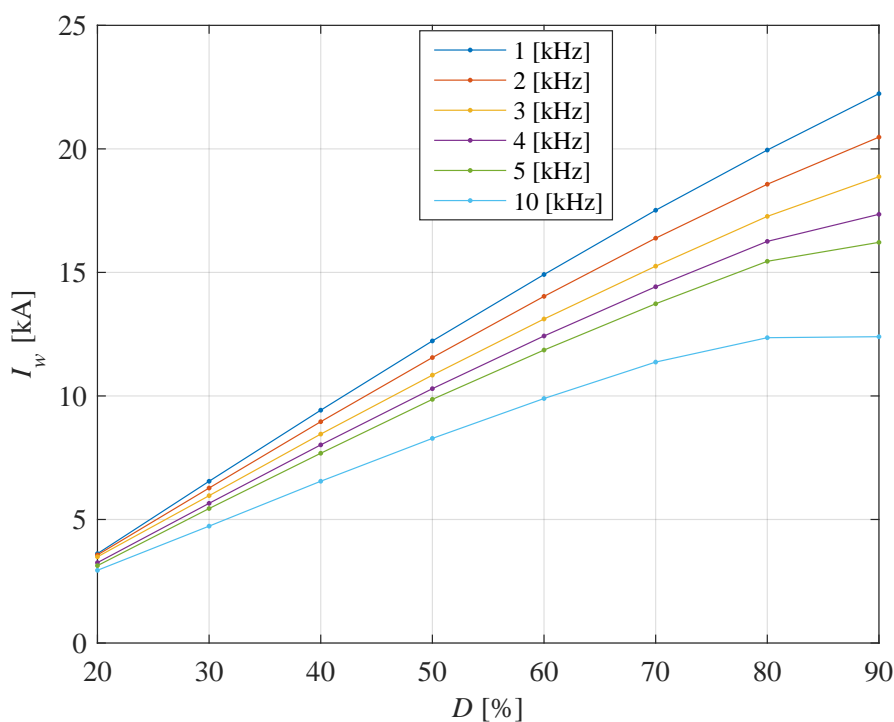
Tabela 5.1: Efektivne vrednosti varilnega toka I_w

I_w [kA] (RMS)		D [%]							
		20	30	40	50	60	70	80	90
f [kHz]	1	3,62	6,55	9,42	12,23	14,91	17,52	19,95	22,23
	2	3,57	6,27	8,96	11,55	14,03	16,39	18,57	20,48
	3	3,49	5,96	8,46	10,84	13,12	15,25	17,27	18,87
	4	3,25	5,65	8,02	10,29	12,43	14,42	16,26	17,35
	5	3,13	5,44	7,68	9,86	11,86	13,73	15,45	16,22
	10	2,94	4,73	6,55	8,28	9,90	11,37	12,36	12,40

Na sliki 5.2 je prikazana odvisnost varilnega toka I_w od prevajalnega razmerja D pri različnih frekvencah napajalne napetosti. Iz narisane je razvidno, da ne glede na frekvenco napajalne napetosti varilni tok I_w vedno narašča z naraščanjem prevajalnega razmerja D ali pa se nad določeno vrednostjo D več ne spreminja. Slednje je sicer na sliki 5.2 razvidno samo pri poteku $I_w(D)$ pri vrednosti frekvence 10 kHz, kjer je vrednost I_w enaka pri prevajalnem razmerju 80 % in 90 %. Vred-

Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

nost I_w namreč narašča z naraščanjem D samo do določene mejne vrednosti D_{max} , nato pa ostane enaka. Mejna vrednost prevajalnega razmerja D_{max} je odvisna od frekvence in pada z njenim naraščanjem. Pri malih vrednostih frekvence napajalne napetosti je vrednost D_{max} nad 90 %, kar je več od največje vrednosti D , pri kateri so bile narejene meritve I_w na sliki 5.2. Posledično lahko zgolj pri poteku $I_w(D)$ za primer vrednosti frekvence 10 kHz na sliki 5.2 ugotovimo, da je vrednost D_{max} med 70 % in 80 % prevajalnega razmerja D . Razlaga mejnega prevajalnega razmerja D_{max} , ki določa maksimalno efektivno vrednost varilnega toka $I_{w,max}$, bo pojasnjena v nadaljevanju, prav tako bodo podani analitični nastavki za njegov izračun.



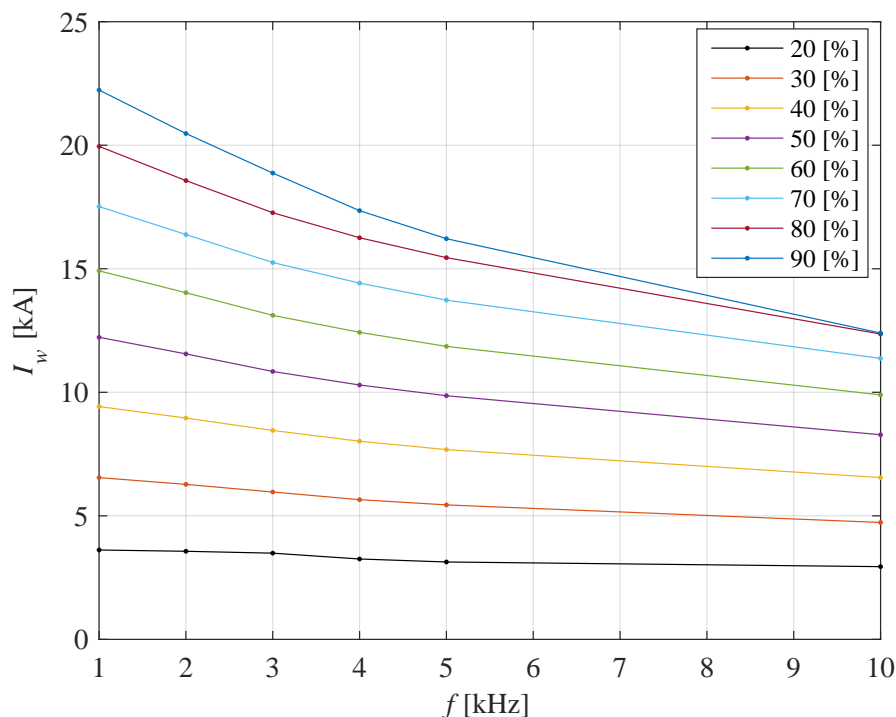
Slika 5.2: Odvisnost varilnega toka I_w od prevajalnega razmerja D pri različnih frekvencah f napajalne napetosti varilnega transformatorja

Na osnovi potekov s slike 5.2 je prav tako razvidno, da lahko pri višjih frekvencah napajalne napetosti dosežemo enako vrednost varilnega toka I_w kot pri nižjih frekvencah, vendar pri višji vrednosti prevajalnega razmerja D . Seveda pa to velja le, dokler lahko želeno vrednost varilnega toka pri višji napajalni frekvenci dosežemo s prevajalnim razmerjem, ki je nižje ali enako D_{max} za to višjo frekvenco. Maksimalna vrednost varilnega toka namreč z naraščanjem frekvence upada. Iz slike 5.2 tako izhaja, da varilnega toka $I_w = 15$ kA sploh ne moremo doseči z napajalno frekvenco $f = 10$ kHz.

Zaradi omenjenega je rezultate iz tabele 5.1 primerneje predstaviti kot odvisnost varilnega toka I_w od frekvence napajalne napetosti pri različnih prevajalnih razmerjih D , kar je prikazano na sliki 5.3. Z vidika analize odvisnosti maksimalnega va-

5.1 Meritve varilnega toka pri različnih frekvencah napajalne napetosti in prevajalnih razmerjih

rilnega toka od frekvence je najpomembnejši potek varilnega toka pri maksimalnem prevajalnem razmerju, ki pri meritvah na laboratorijskem sistemu znaša $D = 90\%$. Pri tem prevajalnem razmerju je namreč podan tudi maksimalni varilni tok, ki se spreminja s spreminjanjem napajalne frekvence in ga zato ni možno povečati s povečanjem prevajalnega razmerja D . Zaradi tega bo v nadaljevanju obravnavano spreminjanje varilnega toka v odvisnosti od frekvence napajalne napetosti samo še pri prevajalnem razmerju $D = 90\%$, tako pri meritvah kot pri izračunih.



Slika 5.3: Odvisnost varilnega toka I_w od frekvence napajalne napetosti f pri različnih prevajalnih razmerjih D

Iz slike 5.3 je razvidno, da z naraščanjem frekvence napajalne napetosti ne glede na prevajalno razmerje varilni tok vedno upada. Upadanje varilnega toka je tem večje, kolikor večje je prevajalno razmerje. Na sliki tako vidimo, da se pri prevajalnem razmerju $D = 20\%$ varilni tok le malo zmanjša z naraščanjem frekvence napajalne napetosti. Ravno nasprotno pa se pri maksimalnem prevajalnem razmerju $D = 90\%$ varilni tok precej zmanjša, saj upade pri frekvenci $f = 10$ kHz na zgolj 55 % varilnega toka, kot ga doseže pri $f = 1$ kHz.

Takšno spreminjanje varilnega toka v odvisnosti od frekvence realnega sistema za UTV je bilo tudi glavni vzrok in motivacija za poglobljeno raziskovanje, saj ustrezne razlage za ta pojav ni bilo mogoče najti v strokovni literaturi. S povečanjem frekvence napajalne napetosti ob hkratnem zmanjšanju prereza jedra varilnega transformatorja in zmanjšanju skupne teže transformatorja namreč ne moremo doseči enake vrednosti nazivnega varilnega toka, kot ga lahko pri frekvenci 1 kHz. Da

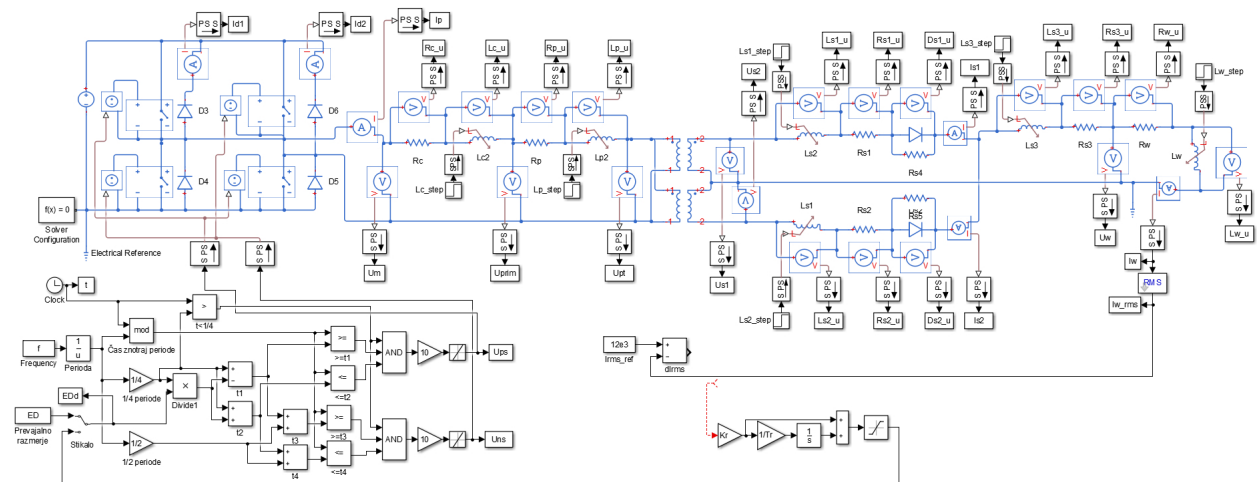
Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

bi lahko v simulacijskih izračunih pri povečani frekvenci dosegli enak varilni tok pri istem bremenu, bi bilo treba spremeniti določene vrednosti parametrov veznega modela varilnega transformatorja z izhodnim diodnim usmernikom in priključnega kabla. Najprej pa je treba ugotoviti, kateri parametri in na kakšen način sploh vplivajo na velikost varilnega toka, kar bo predstavljeno v nadaljevanju.

V nadaljevanju bodo na osnovi veznega modela sistema za UTV podani rezultati izračunov maksimalnega varilnega toka v odvisnosti od frekvence napajalne napetosti, ki bodo primerjani z rezultati meritev na sliki 5.3, vendar zgolj za prevajalno razmerje $D = 90\%$.

5.2 Analiza rezultatov numeričnih izračunov s programom Matlab/Simulink

Na osnovi veznega modela s slike 4.1 in določenih parametrov iz tabele 4.1 je bil sestavljen razširjen model sistema za UTV v programskem paketu Matlab/Simulink, kot je prikazano na sliki 5.4. Razširjen model sistema za UTV obsega model H-



Slika 5.4: Vežje sistema za UTV, sestavljeno v programu Simulink

mosta s konstantno napetostjo enosmernega vodila $U_{dc} = 560\text{ V}$. Tranzistorji so modelirani z idealnimi stikali, ki jih prožimo z napetostnim virom. Idealno stikalo ima definirano upornost v času prevajanja $1\ \mu\Omega$, zaporna upornost pa je $5\text{ k}\Omega$. Mejna vrednost vhodne napetosti za vklop stikala je 5 V , zaradi odpravljanja numeričnih težav pa je določena tudi histerezna napetost stikala, ki je 1 mV . Histerezna napetost določa različen napetostni nivo za vklop in izklop stikala, kar vnese manjšo časovno zakasnitev in poveča numerično stabilnost.

Vzporedno k idealnim stikalom so vezane povratne zaščitne diode, ki zaradi induktivnega značaja bremena ščitijo tranzistorje pred prebojem zaradi velikih in-

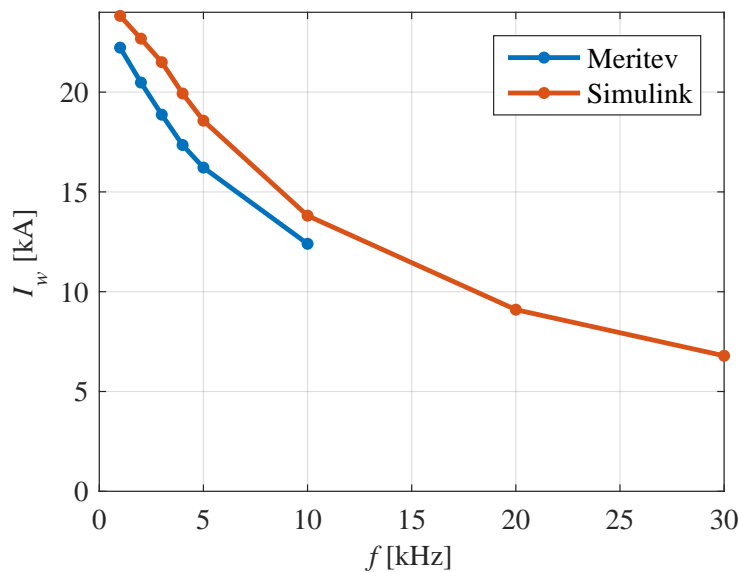
duciranih napetosti in hkrati omogočajo vračanje nakopičene magnetne energije v poljih razsipanih induktivnosti v kondenzatorje enosmernega vodila. Lastnost povratnih diod določajo trije parametri, povzeti po kataloških podatkih. Ti parametri so povratna napetost diode, ki je 1,25 V, upornost v prevodni smeri, ki je 1,9 m Ω , medtem ko je upornost v zaporni smeri 1 k Ω . Idealna stikala so prožena z napetostnima krmilnima signaloma, ki ju tvori model PŠM in je prikazan v obliki črne blokovne sheme na sliki 5.4 levo spodaj. Ta del blokovne sheme na osnovi podane vrednosti frekvence f in prevajalnega razmerja D ustrezno izračuna obe prožilni napetosti stikal, eno za stikali S_1 in S_4 ter drugo za S_2 in S_3 , ki določata širino pulzne napetosti v posamezni polperiodi napajalne napetosti.

Na H-most je s priključnim kablom priključena primarna stran transformatorja. Ker ima varilni transformator na sekundarni strani navitje s sredinskim odcepom, lahko takšno vezavo dosežemo z dvema idealnima transformatorjema, ki imata vzporedno povezani primarni navitji in zaporedno povezani sekundarni navitji, kot je prikazano v osrednjem delu na sliki 5.4. Zaradi zaporedne vezave sekundarnih navitij dobimo dve sekundarni veji s sredinskim odcepom. Elementi obeh sekundarnih vej z diodama, skupnih delov usmernika in bremena so na sliki 5.4 ustrezno povezani v skladu z veznim modelom. Ker nas v osnovi zanima predvsem efektivna vrednost varilnega toka I_w v odvisnosti od frekvence f in prevajalnega razmerja D , se ta računa s pomočjo posebnega bloka v vezem modelu, saj poznamo osnovno frekvenco napajalne napetosti f .

Karakteristika diode izhodnega diodnega usmernika na sekundarni strani transformatorja je podana v obliki tabele izmerjenih vrednosti napetosti in tokov diode. Karakteristika določa, da je pri toku diode 1 A padec napetosti diode 0,66 V, pri toku 17,4 kA pa je padec napetosti 1,23 V.

S pomočjo modela v Simulinku s slike 5.4 so bile izračunane efektivne vrednosti varilnega toka pri prevajalnem razmerju $D = 90\%$ in različnih frekvencah napajalne napetosti od 1 kHz do 5 kHz, v koraku po 1 kHz, ter pri frekvencah 10 kHz, 20 kHz in 30 kHz. Čeprav so bile meritve zaradi omejitev proženja s sistemom dSpace DSP 1103 opravljene samo do frekvence 10 kHz, se je izračune naredilo tudi pri višjih frekvencah. S tem smo vsaj numerično preverili, kaj se dogaja z varilnim tokom pri višjih frekvencah.

Iz primerjave obeh potekov I_w na sliki 5.5 je razvidno, da imata zelo podoben trend upadanja varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti, med njima pa na celotnem območju obstaja približno enaka razlika. Razlika je pričakovana in je deloma posledica sesedanja napetosti enosmernega vodila H-mosta U_{dc} pri večjih tokih, kar pri numeričnih izračunih ni bilo upoštevano. Z naraščanjem frekvence napajalne napetosti varilni tok upada, kar povzroča manjše sesedanje U_{dc} , zato vse točke meritev na sliki niso imele enake vrednosti napajalne napetosti. Posle-



Slika 5.5: Primerjava efektivnih vrednosti varilnih tokov I_w med meritvami in Simulinkovimi izračuni za različne frekvence f pri prevajalnem razmerju $D = 90\%$

dično tudi razlika med meritvami in simulacijami pri različnih frekvencah napajalne napetosti ni vedno enaka. Numeričnih izračunov pri višjih frekvencah od 10 kHz z meritvami ni bilo mogoče potrditi zaradi omenjenih omejitev krmilnega sistema dSpace.

Na osnovi potekov I_w na sliki 5.5 in 5.3 je možno predpostaviti, da varilni tok z naraščanjem frekvence upada po eksponentni funkciji. Zaradi zelo podobnega trenda upadanja varilnega toka s približno konstantno razliko med obema lahko sklepamo, da kožni in sosedstveni pojav, ki sta zajeta samo v rezultatih meritev, v rezultatih simulacij pa ne, praktično ne vplivata na velik upad varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti. To bodo še dodatno potrdili rezultati numeričnih izračunov z MKE, ki upoštevata oba omenjena pojava, katerih rezultati bodo podani v naslednjem podpoglavju.

5.3 Analiza rezultatov numeričnih izračunov z MKE

Vezni model sistema za UTV je bil ustrezno implementiran tudi s hibridnim modelom z MKE, ki vsebuje tako model s koncentriranimi kot s porazdeljenimi parametri. Če je bil pri Simulinku uporabljen idealni model transformatorja, ki ne upošteva nelinearne magnetilne krivulje s slike 3.8, pa je pri MKE transformator modeliran z 2D-modelom, kot je bil prikazan na sliki 3.9. Model tako upošteva dejansko geometrijo prereza varilnega transformatorja in lastnosti vseh materialov.

Ker pri 2D-modelih naprav v izračunih z MKE glave navitij niso modelirane, jih v izračunih upoštevamo tako, da ustrezno povečamo dejansko globino problema.

Na ta način so v 2D-modelu zajete celotne upornosti navitij, ki so približno enako velike, kot so bile izmerjene vrednosti, če odštejemo še deleže povezav do diodnega usmernika. Zaradi tega pri izračunu z MKE ni treba upoštevati upornosti in razsিপane induktivnosti primarnega navitja v vezju, saj sta v celoti zajeta v 2D-modelu. Pri tem je treba poudariti, da to velja za upornost, ki jo lahko enostavno določimo iz 2D-modela.

V nasprotju z upornostmi pa je iz 2D-modela težje določiti vrednosti razsিপanih induktivnosti, saj so odvisne od lokalnega nasičenja jedra in se zato spreminjajo s tokom in časom. Prav tako je v 2D-modelu zajeta upornost obeh sekundarnih ovojev, ni pa zajeta upornost povezave do diod v izhodnem diodnem usmerniku. Zaradi tega je treba del upornosti R_{s1} in R_{s2} veznega modela upoštevati še z vezjem izven 2D-modela transformatorja. Podobno velja za razsিপani induktivnosti L_{s1} in L_{s2} , ki ju je bilo prav tako treba dodati z vezjem izven 2D-modela transformatorja.

Zaradi ocen neznanih vrednosti razsিপanih induktivnosti, zajetih v 2D-modelu, je bilo za pričakovati, da se rezultati izračunov v Simulinku ne bodo povsem ujemali z rezultati meritev. Dejansko so se pojavile manjše razlike modelov in vrednosti parametrov imajo za posledico razlike v rezultatih numeričnih izračunov, ki pa so frekvenčno neodvisne. Glavni namen izračuna z MKE je namreč določiti vpliv izriva toka zaradi kožnega in sosedstvenega pojava, ki sta frekvenčno odvisna. Ta vpliv ni zajet pri izračunu veznega modela v Simulinku.

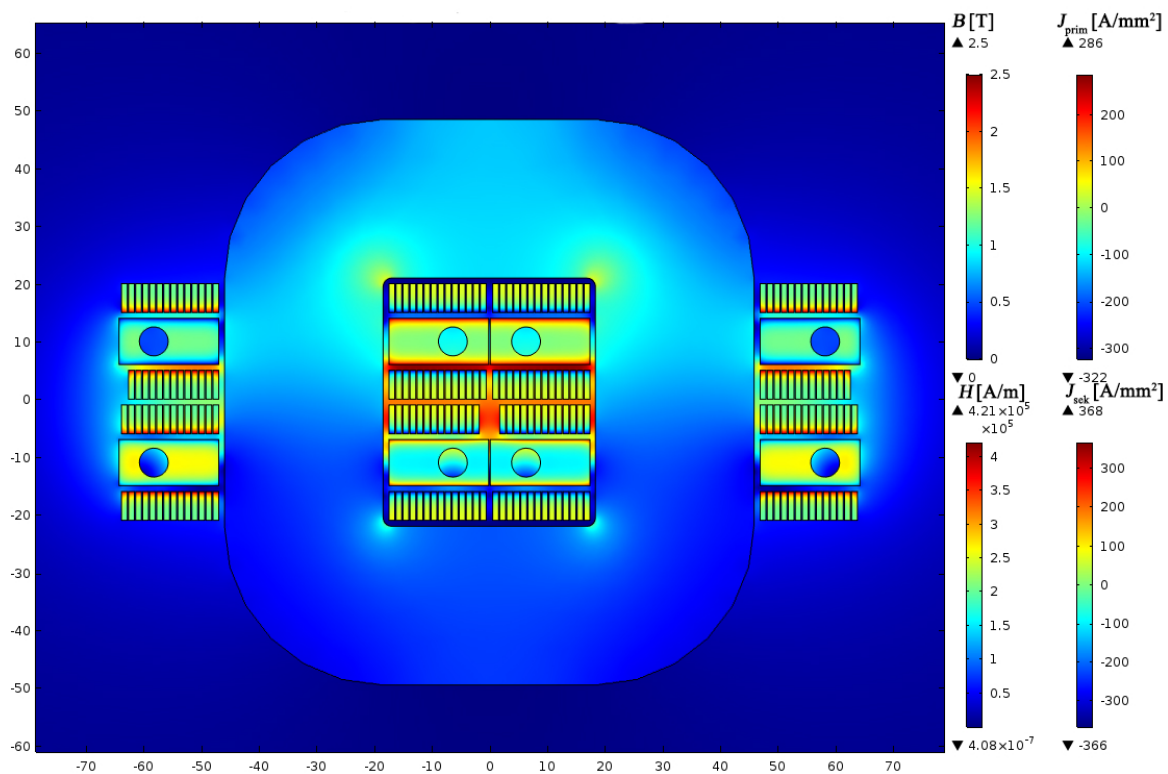
Dejansko fizično višino jedra transformatorja, ki je 54,5 mm in v 2D-modelu pri izračunih z MKE določa globino, se je v izračunih povečalo za faktor 2,0482, da smo upoštevali tudi dolžino glav navitij. Zaradi povečane globine problema se je povečala tudi površina prereza železnega jedra, ki bi zato kasneje prišlo v zasičenje pri upoštevanju dejansko izmerjene magnetilne krivulje s slike 3.8. Prav zato se je v izračunih magnetilno krivuljo železnega jedra ustrezno spremenilo tako, da se je dosegla enaka vrednost gostote magnetnega pretoka B pri 2,0482-krat manjši vrednosti magnetne poljske jakosti H . Na opisan način so bile v izračunih dosežene podobne magnetne razmere glede nasičenja kot pri dejanskem varilnem transformatorju.

Eden izmed namenov izračunov z MKE je določitev velikosti vplivov kožnega in sosedstvenega pojava na izračunano vrednost varilnega toka v odvisnosti od frekvence napajalne napetosti. Oba vpliva povzročata nehomogeno porazdelitev toka po prerezu vodnikov, zato se povečajo joulske izgube. Če ima to navidezno povečanje upornosti zaradi obeh pojavov kakšen vpliv na zmanjšanje varilnega toka, bi se to moralo poznati kot dodatno zmanjšanje varilnega toka pri višjih frekvencah napajalne napetosti pri izračunih z MKE.

Na sliki 5.6 je prikazan primer gostote toka v primarnih in sekundarnih navitjih J_{prim} in J_{sek} transformatorja, gostote magnetnega pretoka B v železnem jedru in magnetne poljske jakosti H v zraku. Primer na sliki 5.6 kaže dogajanje glede omenjenih

Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

fizikalnih količin v času hitrega spreminjanja tokov v navitjih transformatorja, zato so toki izrinjeni na rob vodnika, kar se pozna v povečani gostoti tokov in s tem v navideznem povečanju upornosti. Iz barvne lestvice lahko razberemo, da je gostota toka v primarnih in sekundarnih ovojih okrog vrednosti $\pm 50 \text{ A/mm}^2$. Na robovih pa prevladuje temno rdeča ali modra barva, kjer so gostote okrog 300 A/mm^2 . Prikazan

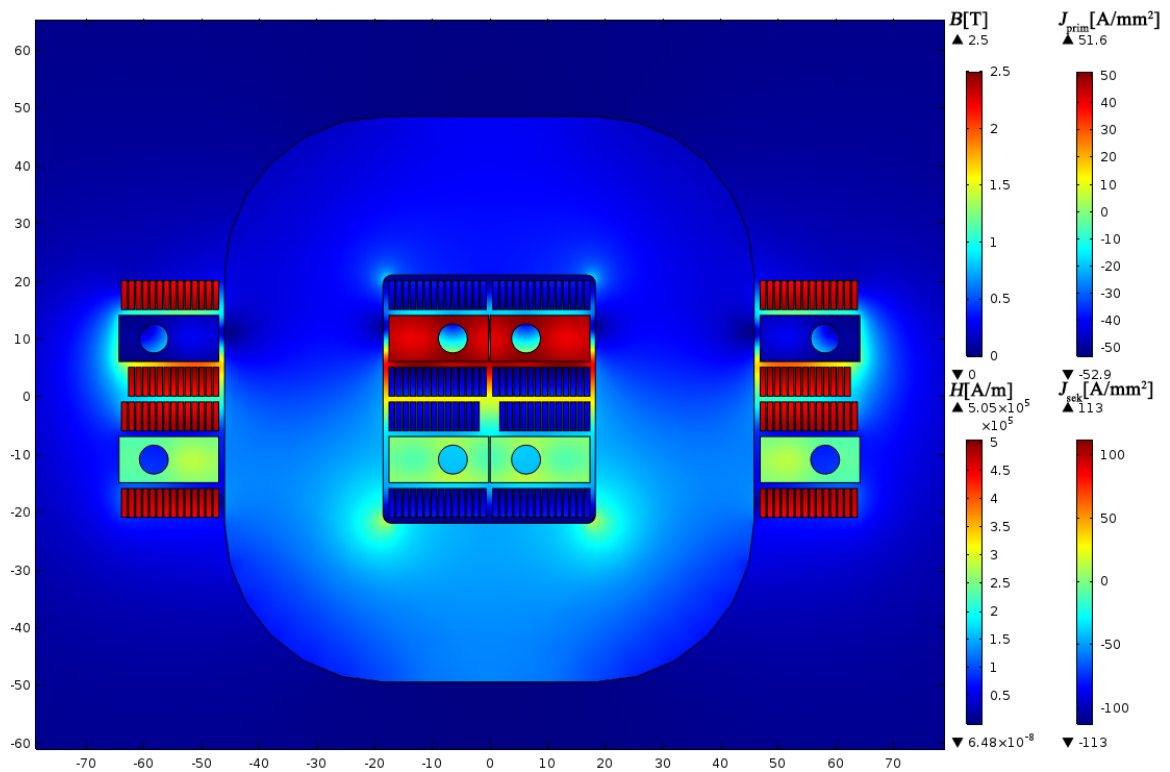


Slika 5.6: Prikaz gostote tokov v primarnih in sekundarnih ovojih J_{prim} in J_{sek} , gostote magnetnega pretoka B v železnem jedru in magnetne poljske jakosti H v zraku pri hitrih spremembah vrednosti tokov

primer na sliki 5.6 ustreza času začetka pulza napajalne napetosti u , kjer primarni tok najhitreje narašča, zato je izriv toka toliko večji. To hitro spreminjanje tokov se dogaja samo na začetku in na koncu pulza napajalne napetosti u , vmes pa se toki spreminjajo relativno počasi, zato se tam tudi izriv toka bistveno zmanjša in ga skoraj ni opaziti.

Med počasnim naraščanjem tokov v navitjih se tok skoraj enakomerno razporedi po celotni površini vodnika, kar je prikazano na sliki 5.7. Temno modra ali temno rdeča barva je prisotna na skoraj celotni površini prereza vodnikov, kar kaže na približno enake vrednosti gostote toka v vodnikih.

Pri hitrih spremembah tokov se zaradi izriva toka pojavijo velike razlike vrednosti gostote toka na relativno malih razdaljah znotraj prerezov vodnikov, zato je pomembna gostota mreže trikotnikov, ki tvorijo končne elemente v 2D-geometriji varilnega transformatorja z okolico. Pri tvorbi mreže je uporabljena samodejna tvorba

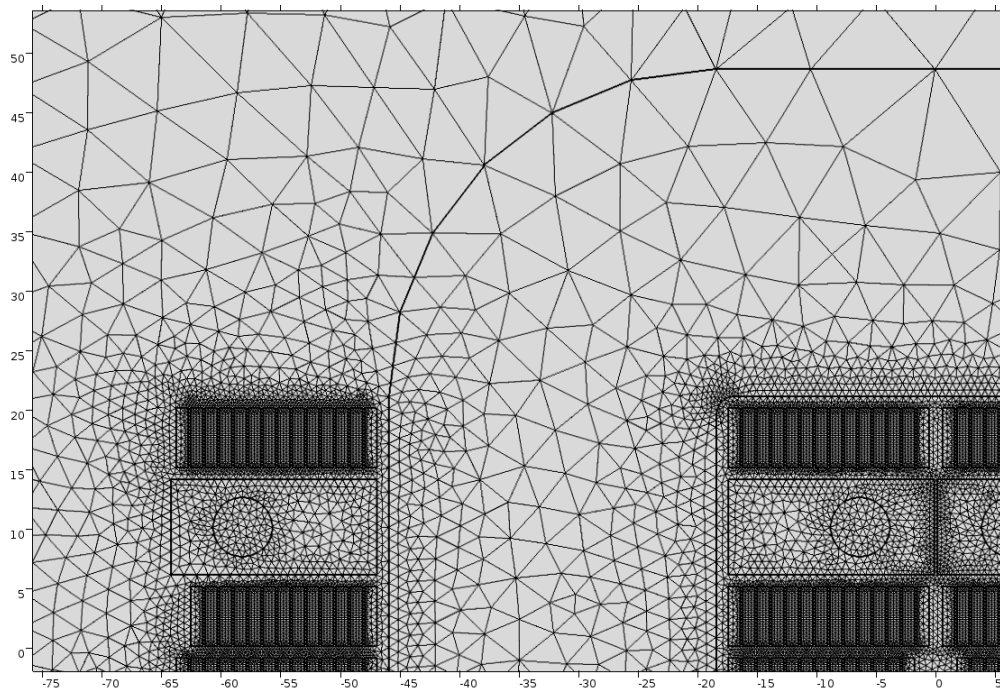


Slika 5.7: Prikaz gostote tokov v primarnih in sekundarnih ovojih J_{prim} in J_{sek} , gostote magnetnega pretoka B v železnem jedru in magnetne poljske jakosti H v zraku pri počasnih spremembah vrednosti tokov

mreže, ki je določena glede na izbran tip fizikalnega problema. Programsko orodje tako že po izbiri tipa problema predvidi, kje je potrebna večja gostota mreže končnih elementov, kar pripomore k točnejšim rezultatom in večji numerični stabilnosti izračuna.

Na sliki 5.8 je prikazan primer uporabljene gostote mreže na četrtini 2D-modela transformatorja. Kakovost mreže je seveda možno še izboljšati, vendar s tem podaljšamo čas izračuna.

Pri analizah odvisnosti varilnega toka in jouskih izgub od frekvence napajalne napetosti nas zanimajo meritve in numerični izračuni električnih količin v okviru ene periode napajalne napetosti, pri kateri efektivna vrednost varilnega toka doseže stacionarno stanje. Stacionarno stanje efektivne vrednosti varilnega toka pa določajo vrednosti parametrov veznega modela sistema za UTV in napajalna napetost. Če želimo dobiti izračunane časovne poteke električnih količin v okviru ene periode napajalne napetosti, pri kateri efektivna vrednost varilnega toka doseže stacionarno stanje, moramo izračunati celotni časovni potek varilnega toka, od začetne vrednosti nič do stacionarnega stanja. Takšen izračun zahteva precej časa in lahko traja od nekaj dni za osnovno frekvenco napajalne napetosti $f = 1$ kHz do nekaj mesecev za frekvenco $f = 30$ kHz.



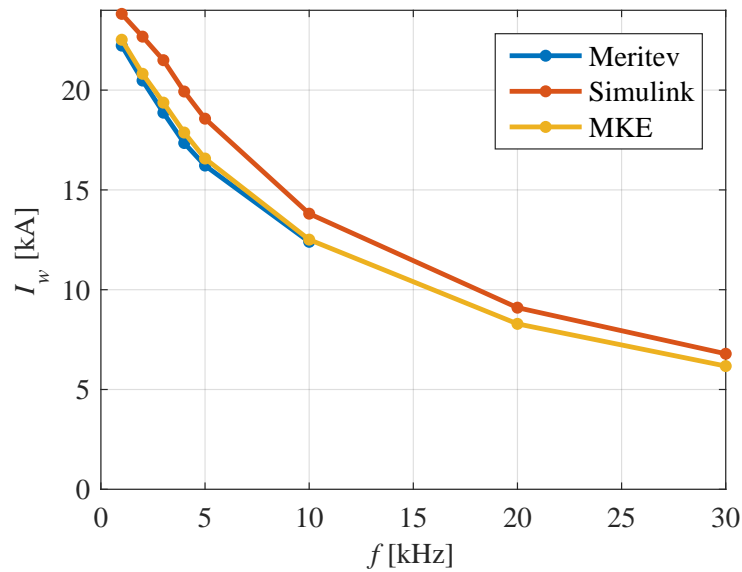
Slika 5.8: Primer gostote mreže končnih elementov pri izračunu z MKE

Prav tako se zaradi pulznega napajanja varilnega transformatorja pojavljajo velike spremembe vrednosti spremenljivk, kar z numeričnega stališča zahteva skrajšanje časovnega koraka integracije, kar podaljša čas računanja. Da dosežemo stacionarno stanje varilnega toka pri višji frekvenci napajalne napetosti v enakem času kot pri nižjih frekvencah, je potrebnih toliko več period napajalne napetosti, kar čas izračuna zelo podaljša.

Zaradi izredno dolgih časov izračuna pri višjih frekvencah se je preizkušalo različne načine izračunov, s katerimi bi bilo mogoče doseči stacionarno stanje varilnega toka v krajšem času. V dodatku [B] sta opisana dva načina izračuna, s katerima lahko bistveno hitreje dosežemo stacionarno stanje varilnega toka in tako bistveno skrajšamo čas izračuna. Prvi način je bil uporabljen v vseh primerih izračunov z MKE, kjer je bila frekvenca napajalne napetosti višja od 5 kHz.

Na opisan način so bili tudi z MKE opravljene izračuni efektivne vrednosti varilnega toka pri enakih vrednostih frekvence napajalne napetosti in prevajalnega razmerja $D = 90\%$, tako kot so bili opravljene izračuni s Simulinkom. Rezultati so prikazani na sliki 5.9, kjer so zaradi lažje primerjave dodani tudi rezultati meritev in izračunov s Simulinkom.

Iz slike je razvidno, da je potek toka $I_w(f)$, izračunan z MKE, zelo podoben izmerjenemu. Ker je bila pri izračunih s Simulinkom in z MKE uporabljena višja in nespremenljiva vrednost enosmerne napetosti vodila U_{dc} , bi pričakovali, da bodo vrednosti varilnega toka približno enake pri obeh izračunih in višje od izmerjenih. Med rezultati izračunov s Simulinkom in z MKE obstaja skoraj enaka razlika pri



Slika 5.9: Primerjava efektivnih vrednosti varilnih tokov meritev in izračunov pri $D = 90\%$

vseh frekvencah. Razlika je manjša le pri višjih frekvencah napajalne napetosti, kar je pričakovano, saj je bil za višje frekvence napajalne napetosti uporabljen drugačen način izračuna. Zaradi dolgih časov izračuna z MKE pri višjih frekvencah napajalne napetosti je bil uporabljen poseben način izračuna, s katerim je bilo mogoče hitreje doseči stacionarno stanje efektivne vrednosti varilnega toka in s tem bistveno skrajšati čas izračuna. Uporabljen način izračuna je opisan v dodatku [B], ima pa za posledico nekoliko višje vrednosti varilnega toka pri višjih prevajalnih razmerjih D , kar se pozna na rezultatih izračunov.

Skoraj konstantna razlika I_w med rezultati izračunov s Simulinkom in z MKE pri vseh frekvencah napajalne napetosti je posledica višjih razsipanih induktivnosti pri izračunih z MKE. Kot je bilo pojasnjeno, je del razsipane induktivnosti obeh vej sekundarnega navitja transformatorja že zajet v 2D-geometriji transformatorja. Točne vrednosti tega dela razsipane induktivnosti ne poznamo, saj je odvisna od časa in lokalnega nasičenja železnega jedra transformatorja. Preostali del razsipane induktivnosti L_{s1} in L_{s2} , ki predstavlja povezave od sekundarnega navitja do diod diodnega usmernika, pa je upoštevan v obliki koncentriranih parametrov v veznem modelu. Del vrednosti razsipanih induktivnosti L_{s1} in L_{s2} , upoštevanih v veznem modelu, se je izračunalo kot razlika izmerjenih vrednosti in zgolj ocenjenih vrednosti iz 2D-modela geometrije transformatorja. Iz rezultatov izračunov z MKE, ki daje manjše vrednosti varilnega toka I_w v primerjavi z izračuni s Simulinkom na sliki 5.9, lahko sklepamo, da je bila ocenjena vrednost razsipanih induktivnosti v 2D-modelu manjša od dejanske. Posledično so v izračunih z MKE upošteevane večje vrednosti razsipanih induktivnosti L_{s1} in L_{s2} kot pri izračunih s Simulinkom, kar se kaže v

manjših vrednostih I_w pri vseh frekvencah napajalne napetosti.

Ker iz primerjave rezultatov izračunov s Simulinkom in z MKE ni opaziti, da bi z naraščanjem frekvence napajalne napetosti varilni tok hitreje upadal zaradi upoštevanja vpliva kožnega in sosedstvenega pojava, lahko zaključimo, da kljub navidezno povišani upornosti zaradi upoštevanja omenjenih vplivov pri računanju z MKE ni videti očitnih znakov, da bi kožni in sosedstveni pojav povzročala dodatno upadanje varilnega toka, niti pri frekvenci napajalne napetosti 30 kHz. Torej obstaja drug razlog za upadanje varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti, za kar pa je treba poznati dogajanje znotraj ene polperiode napajalne napetosti, kar bo obravnavano v nadaljevanju.

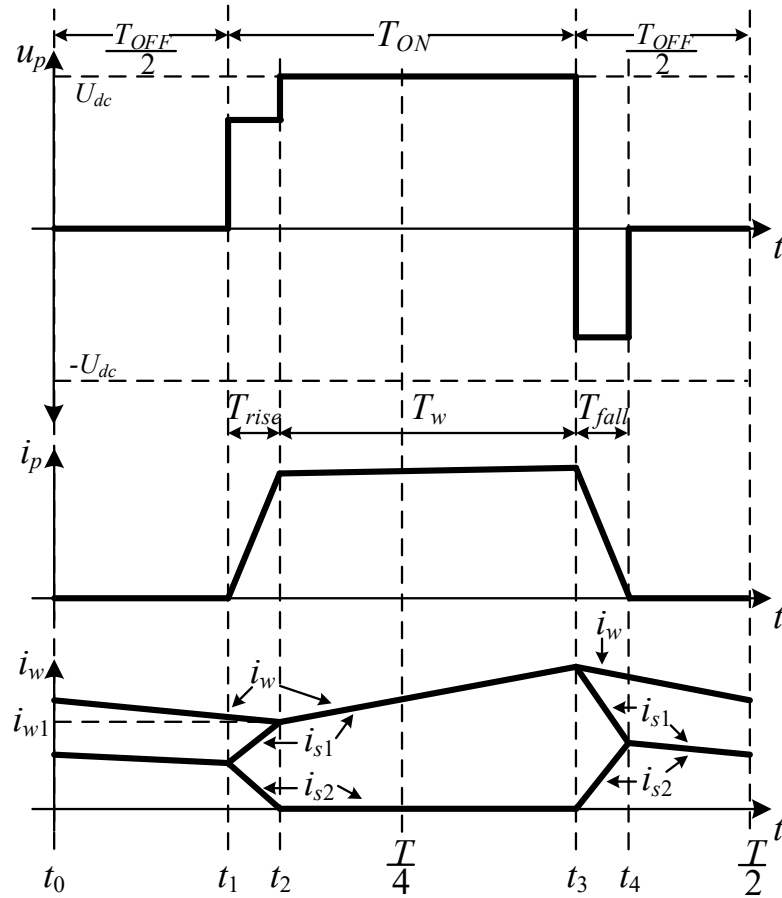
5.4 Pojasnilo časovnih potekov električnih količin v času ene polperiode

Odgovor na vprašanje, zakaj maksimalna vrednost varilnega toka sistema za UTV z naraščanjem frekvence upada, bomo poiskali z analizo časovnih potekov u_p , i_p , i_{s1} in i_{s2} v okviru ene polperiode napajalne napetosti. Upoštevati je treba, da je $i_w = i_{s1} + i_{s2}$. Na sliki 5.10 je prikazanih vseh pet naštetih časovnih potekov za obdobje ene polperiode napajalne napetosti. Prikazani so trije diagrami, pri čemer so na tretjem izrisani varilni tok in toka obeh sekundarnih vej, ki ga določata. Ena polperioda napajalne napetosti je na sliki razdeljena na tri časovne intervale, ki jih določajo stanja stikal H-mosta in so označena s T_{OFF} in T_{ON} na vrhu slike. Kot je bilo določeno z izrazoma (3.4) in (3.5), sta časa T_{ON} in $\frac{T_{OFF}}{2}$ določena z nastavljenjo frekvenco f napajalne napetosti u in prevajalnim razmerjem D . V intervalu T_{ON} je na primarno navitje varilnega transformatorja pritisnjena izhodna napetost pretvornika u , zato ustrezna stikala H-mosta prevajajo električni tok, medtem ko so stikala v obeh intervalih $\frac{T_{OFF}}{2}$ odprta in ne prevajajo električnega toka.

Kot je razvidno iz prvega diagrama na sliki 5.10, na začetku časovnega intervala T_{ON} v času od t_1 do t_2 primarna napetost u_p ni enaka napetosti U_{dc} zaradi hitrega naraščanja primarnega toka ter posledično inducirane napetosti na razsipani induktivnosti priključnega kabla L_c in padca napetosti na upornosti R_c . Zaradi podobnega razloga v časovnem intervalu od t_3 do t_4 napetost primarnega navitja ni enaka nič, temveč ima negativni predznak in je zaradi padcev napetosti na priključnem kablu absolutno manjša od $|-U_{dc}|$. Časovni interval od t_1 do t_2 , ko narašča primarni tok i_p iz vrednosti nič proti vrednosti $i_p = i_w K_i$ in ko narašča sekundarni tok veje i_{s1} in pada tok druge veje i_{s2} , imenujemo čas vzpona T_{rise} . Čas vzpona T_{rise} povzroča tako imenovano izgubo prevajalnega razmerja D_l in je razlog za razliko med nastavlje-

5.4 Pojasnilo časovnih potekov električnih količin v času ene polperiode

nim prevajalnim razmerjem D in efektivnim prevajalnim razmerjem D_e . Efektivno



Slika 5.10: Polperioda časovnih potekov u_p , i_p in i_w

prevajalno razmerje D_e je določeno s (5.3) in upošteva le dejanski čas naraščanja varilnega toka v času ene polperiode napajalne napetosti. V realnosti je efektivno prevajalno razmerje D_e vedno manjše od nastavljenega prevajalnega razmerja D , zato je čas vzpona T_{rise} dejansko vedno večji od nič. Dejstvo, da je $D_e < D$, je razlog, da je velikost varilnega toka vedno odvisna od frekvence napajalne napetosti. Negativni vpliv izgube prevajalnega razmerja D_l je zato vedno krajši čas T_w naraščanja varilnega toka i_w na časovnem intervalu $t_2 < t < t_3$ od nastavljenega časa T_{ON} s prevajalnim razmerjem D .

$$D_e = \frac{T_{ON} - T_{rise}}{\frac{T}{2}} \quad (5.3)$$

Pri tem se postavlja ključno vprašanje, ali vsi parametri veznega modela vplivajo na čas vzpona T_{rise} , ki je glavni razlog za upadanje varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti, in kateri parametri imajo največji vpliv. Da lahko odgovorimo na to vprašanje, je v nadaljevanju podana sistematična razlaga časovnih potekov tokov in napetosti v petih časovnih intervalih s slike 5.10.

Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

V nasprotju z veznim modelom klasičnega transformatorja s sinusnim napajanjem, ki predstavlja časovno neodvisen sistem, je vezni model sistema za UTV časovno odvisen sistem zaradi nelinearne karakteristike diod izhodnega usmernika. Zaradi tega parametrov veznega modela sistema za UTV ni možno poljubno reducirati iz primarne strani transformatorja na sekundarno stran ali obratno na celotnem intervalu polperiode $t_0 < t < \frac{T}{2}$.

Takšna redukcija je na primer možna, če sta primarni in sekundarni tok med sabo odvisna prek fiksnega prestavnega razmerja primarnih in sekundarnih ovojev transformatorja, kot na intervalu $t_2 < t < t_3$. Takšna redukcija pa ni možna na intervalu $t_0 < t < t_2$ in $t_3 < t < \frac{T}{2}$, kjer vse razsipane induktivnosti sekundarnega navitja ohranjajo relativno velik varilni tok i_w tudi tedaj, ko je primarni tok i_p enak nič. Tokovna prestava, določena na klasični način s (3.8), je v teh dveh intervalih enaka nič in vrednosti parametrov na primarni strani veznega modela ne vplivajo na velikost varilnega toka na sekundarni strani varilnega transformatorja. Zaradi tega ni možno reducirati vseh parametrov iz sekundarne strani na primarno ali obratno.

Iz zapisanega je razvidno, da imajo v določenih časovnih intervalih v okviru polperiode na sliki 5.10 vpliv na tok primarnega in sekundarnega navitja transformatorja samo vrednosti določenih parametrov veznega modela. Zaradi tega so v nadaljevanju ločeno obravnavani posamezni časovni intervali v okviru ene polperiode napajalne napetosti, kjer sta za vsak interval določena pripadajoče nadomestno vezje in izraz, ki določa obnašanje primarnega ali varilnega toka.

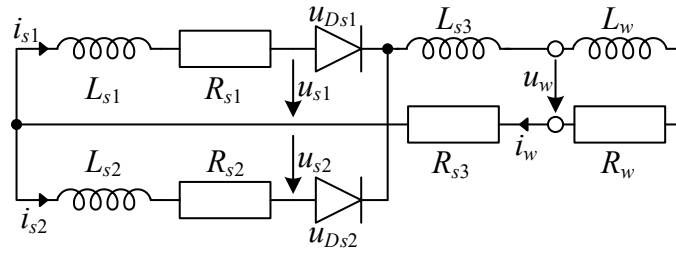
5.4.1 Časovna intervala $t_0 < t < t_1$ in $t_4 < t < \frac{T}{2}$

Ta dva časovna intervala sta ločena dela istega intervala, zato je opis obnašanja tokov in napetosti praktično enak, če sta obe veji sekundarnega navitja transformatorja simetrični. V tem časovnem intervalu T_{OFF} so stikala od S_1 do S_4 odprta, zato je tok primarnega navitja transformatorja enak nič. Napetost primarnega navitja je prav tako nič, če zanemarimo vpliv magnetne remanence jedra in sta obe veji sekundarnega navitja transformatorja simetrični. Zaradi relativno velikega varilnega toka i_w in velike vrednosti časovne konstante τ_2 , ki jo določata nadomestna induktivnost L_2 in upornost R_2 veznega modela s slike 5.11, varilni tok relativno počasi upada proti vrednosti nič.

Zaradi relativno velikega varilnega toka i_w in velikih induktivnosti na sekundarni strani transformatorja varilni tok i_w upada v skladu z relativno veliko časovno konstanto, definirano z induktivnostmi L_{s1} , L_{s2} , L_{s3} , L_w in upornostmi R_{s1} , R_{s2} , R_{s3} , R_w ter nelinearno karakteristiko obeh diod, ki določajo vezni model na sliki 5.11.

V tem časovnem intervalu prevajata obe sekundarni diodi, zato sta dela sekundarnega navitja z induktivnostma L_{s1} , L_{s2} in upornostma R_{s1} , R_{s2} vezana vzpo-

5.4 Pojasnilo časovnih potekov električnih količin v času ene polperiode



Slika 5.11: Nadomestno vezje za časovni interval $t_0 < t < t_1$ in $t_4 < t < \frac{T}{2}$

redno. Če sta obe sekundarni veji povsem simetrični in hkrati zanemarimo relativno mali magnetilni tok, potem sta toka obeh vej sekundarnega navitja i_{s1} , i_{s2} enaka $\frac{i_w}{2}$. Če je dioda v veznem modelu upoštevana z zaporedno vezavo upornosti $R_d = 0,037 \text{ m}\Omega$ in napetostnega vira z napetostjo $U_d = 0,66 \text{ V}$, potem vezje na sliki 5.11 s sistemskega vidika predstavlja člen prvega reda s časovno konstanto τ_2 . Časovno konstanto τ_2 določa (5.4), kjer sta L_2 in R_2 nadomestna induktivnost in upornost nadomestnega vezja s slike 5.11, ki sta določeni s (5.5) in (5.6).

$$\tau_2 = \frac{L_2}{R_2} = \frac{1,34 \text{ }\mu\text{H}}{310,29 \text{ }\mu\Omega} = 4,32 \text{ ms} \quad (5.4)$$

$$L_2 = \frac{L_{s1}L_{s2}}{L_{s1} + L_{s2}} + L_{s3} + L_w \quad (5.5)$$

$$R_2 = \frac{(R_{s1} + R_d) \cdot (R_{s2} + R_d)}{(R_{s1} + R_d) + (R_{s2} + R_d)} + R_{s3} + R_w \quad (5.6)$$

V obeh časovnih intervalih, od t_0 do t_1 in od t_4 do $\frac{T}{2}$, sta napetost izhodnega pretvornika u in primarni tok i_p enaka nič, zato niti ne nastopata v veznem modelu na sliki 5.11, saj ne vplivata na časovni potek upadanja varilnega toka i_w .

V nadomestnem vezju na sliki 5.11 pa nastopata napetostna vira obeh diod z napetostjo U_d , zaradi česar varilni tok hitreje upada iz začetne vrednosti i_{w0} . Časovni potek upadanja varilnega toka je določen s (5.7), ki predstavlja odziv člena prvega reda s časovno konstanto τ_2 na stopnično spremembo napetosti diode U_d iz 0 V na $-0,66 \text{ V}$. Ker napetostni vir diode U_d deluje kot breme, ga v enačbi upoštevamo z negativnim predznakom. V izrazu (5.7) je i_{w0} začetna vrednost varilnega toka v času t_0 ali t_4 na sliki 5.10.

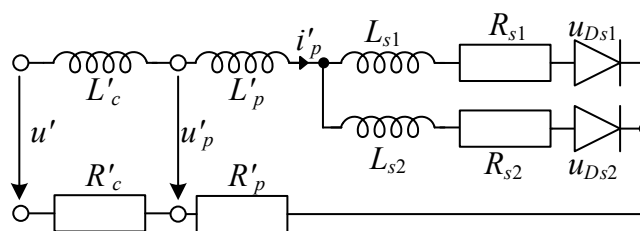
$$i_w(t) = \frac{U_d}{R_2} + \left(i_{w0} - \frac{U_d}{R_2} \right) e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (5.7)$$

5.4.2 Časovni interval $t_1 < t < t_2$

V tem intervalu T_{ON} sta stikali S_1 in S_4 sklenjeni, zato je primarno navitje varilnega transformatorja prek povezovalnega kabla priključeno na napetost enosmernega vodila U_{dc} . Zaradi padca napetosti na priključnem kablu je napetost na primarnem navitju transformatorja u_p manjša od napetosti enosmernega vodila U_{dc} , kot je prikazano na sliki 5.10. Primarni tok i_p narašča zelo hitro s strmino $15 \frac{A}{\mu s}$. Velika sprememba velikosti primarnega toka povzroča veliko inducirano napetost na razsipani induktivnosti L_c priključnega kabla in primarnega navitja transformatorja L_p (4.1), katere velikost je precej večja od padca napetosti na njihovih upornostih R_c in R_p .

V trenutku $t = t_1$ varilni tok teče prek obeh vej sekundarnega navitja transformatorja, in sicer polovica toka v vsaki veji. Inducirani napetosti v obeh vejah sta enaki po velikosti, a nasprotnega predznaka. Zaradi vezave je vsota induciranih napetosti enaka nič in zato ni spremembe potenciala v točki, kjer sta sekundarni diodi povezani skupaj. Posledično začne tok i_{s1} naraščati proti vrednosti varilnega toka i_w , tok i_{s2} pa začne padati proti vrednosti nič, saj je dioda D_1 zaprta. Ker velja $i_w = i_{s1} + i_{s2}$, tok i_{s1} narašča enako hitro kot upada tok i_{s2} , zato varilni tok i_w ne občuti nobene spremembe in posledično še naprej upada v skladu s (5.7) do trenutka $t = t_2$. Upadanje varilnega toka je zaradi relativno velike časovne konstante v tem časovnem intervalu relativno počasno. Razsipani induktivnosti L_{s1} , L_{s2} in upornosti R_{s1} , R_{s2} določajo časovno konstanto, po kateri se spreminjata tokova obeh vej i_{s1} , i_{s2} . Odvod toka po času je zelo velik in znaša $420 \frac{A}{\mu s}$. Čeprav sta razsipani induktivnosti L_{s1} , L_{s2} precej majhni, reda 10 nH, pa sta inducirani napetosti zelo veliki v primerjavi s padcema napetosti na upornosti R_{s1} , R_{s2} .

Primarni tok i_p narašča iz vrednosti nič, dokler ne doseže vrednosti varilnega toka $i_p = K_i \cdot i_w$, kjer je K_i tokovno prestavno razmerje, določeno s (3.8). Da lahko določimo vrednosti parametrov in zapišemo analitični izraz, ki določa spreminjanje primarnega toka, je na sliki 5.12 prikazano nadomestno vezje, kjer so vsi parametri na primarni strani transformatorja reducirani na sekundarno stran transformatorja. Nadomestno vezje na sliki 5.12 kaže na to, da vsi parametri ne vplivajo na naraščanje



Slika 5.12: Nadomestno vezje, ki določa naraščanje primarnega toka i_p v časovnem intervalu $t_1 < t < t_2$

5.4 Pojasnilo časovnih potekov električnih količin v času ene polperiode

primarnega toka. Nadomestno vezje s slike 5.12 prav tako ne določa varilnega toka i_w , saj sta v tem časovnem intervalu oba toka i_p in i_w med sabo neodvisna.

Na podlagi nadomestnega vezja na sliki 5.12 lahko določimo nadomestno induktivnost L_3 (5.8) in upornost R_3 (5.9), ki določata časovno konstanto τ_3 (5.10). Pri izračunu nadomestne upornosti R_3 nadomestnega vezja upoštevamo tudi upornost diode $R_d = 0,037 \text{ m}\Omega$.

$$L_3 = \frac{L_{s1}L_{s2}}{L_{s1} + L_{s2}} + L'_p + L'_c \quad (5.8)$$

$$R_3 = \frac{(R_{s1} + R_d) \cdot (R_{s2} + R_d)}{(R_{s1} + R_d) + (R_{s2} + R_d)} + R'_p + R'_c \quad (5.9)$$

$$\tau_3 = \frac{L_3}{R_3} = \frac{8,11 \text{ nH}}{44,62 \text{ }\mu\Omega} = 0,182 \text{ ms} \quad (5.10)$$

V tem intervalu primarni tok narašča eksponentno v skladu z odzivom člena prvega reda na stopnično spremembo napetosti u' , kot je določeno s (5.11). Pri tem je treba omeniti, da v veznem modelu na sliki 5.12 nastopata diodi v obliki zaporedne vezave napetostnega vira z napetostjo U_d in upornosti R_d , kjer upornost R_d vpliva na časovno konstanto τ_3 , napetost U_d pa nima vpliva na i'_p in zato ne nastopa v (5.11).

Kot je že bilo omenjeno, sta v tem intervalu primarni in sekundarni tok neodvisna, zato se spreminjata skladno s pripadajočim nadomestnim vezjem. V tem intervalu primarni tok narašča v skladu z nadomestnim vezjem na sliki 5.12, medtem ko varilni tok upada v skladu z nadomestnim vezjem na sliki 5.11. Iz primerjave obeh nadomestnih vezij lahko razberemo, da določeni parametri nastopajo zgolj v enem izmed obeh, medtem ko parametri L_{s1} , L_{s2} , R_{s1} , R_{s2} in R_d nastopajo v obeh nadomestnih vezjih.

$$i'_p(t) = \frac{u'}{R_3} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_3}} \right) \quad (5.11)$$

Energija, ki jo transformatorju dovaja primarni tok v opazovanem intervalu $t_1 < t < t_2$, gre predvsem na račun povečanja magnetne energije v poljih razsipanih induktivnosti L'_c , L'_p in deloma zaradi L_{s1} in L_{s2} . Če upoštevamo simetričnost obeh sekundarnih vej in hkrati zanemarimo relativno mali magnetilni tok, sta v trenutku t_1 oba toka v sekundarnih vejah i_{s1} in i_{s2} enaka polovici varilnega toka i_w . V trenutku t_2 pa zgolj ena veja prevaja celotni varilni tok, zato magnetna energija, akumulirana v razsipani induktivnosti prvega ali drugega dela sekundarnega navitja, naraste na štirikratno vrednost, saj je magnetna energija odvisna od kvadrata toka. Povečana vrednost magnetne energije na razsipani induktivnosti veje sekundarnega navitja, ki prevaja celotni varilni tok, ima različne vire. Ker v času t_1 posamezna veja sekundarnega navitja prevaja polovico varilnega toka, ta že vsebuje 25 % nove povečane vrednosti magnetne energije v trenutku t_2 . Zgolj 25 % magnetne energije

Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

se izmenja med razsipanima induktivnostma L_{s1} in L_{s2} , medtem ko preostalih 50 % priteče iz pretvornika v obliki primarnega toka. Pri tem je treba upoštevati, da se del energije porabi na ohmskih upornostih, zato so navedeni deleži energij zgolj približne ocene.

5.4.3 Časovni interval $t_2 < t < t_3$

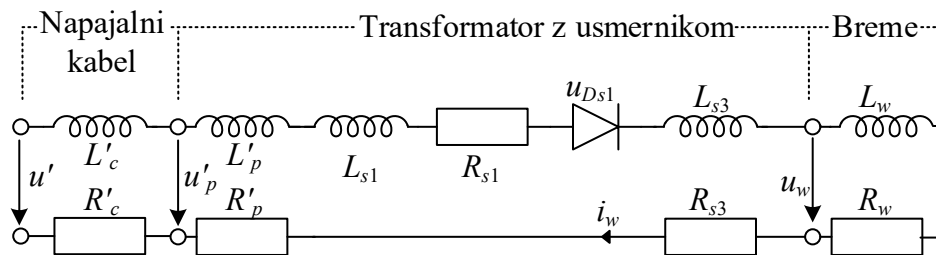
V tem intervalu varilni tok i_w narašča in energija se iz pretvornika prek varilnega transformatorja prenaša na var. Na sekundarni strani je aktivna samo ena veja sekundarnega navitja varilnega transformatorja, tok druge veje je enak nič, saj je dioda zaprta. Iz nadomestnega vezja na sliki 5.13 lahko določimo nadomestno upornost R_1 (5.12) z vključeno vrednostjo upornosti diode R_d in induktivnost L_1 (5.13), ki določata časovno konstanto τ_1 (5.14).

$$R_1 = R'_c + R'_p + R_{s1} + R_d + R_{s3} + R_w \quad (5.12)$$

$$L_1 = L'_c + L'_p + L_{s1} + L_{s3} + L_w \quad (5.13)$$

$$\tau_1 = \frac{L_1}{R_1} = \frac{1,349 \mu\text{H}}{355 \mu\Omega} = 3,8 \text{ ms} \quad (5.14)$$

Za izračun časovne konstante τ_1 so vse vrednosti parametrov primarne strani transformatorja reducirane na sekundarno stran (5.14). V tem časovnem intervalu



Slika 5.13: Nadomestno vezje, ki določa naraščanje varilnega toka i_w na intervalu $t_2 < t < t_3$

varilni tok i_w narašča eksponentno, kot je določeno s (5.15).

$$i_w(t) = \frac{u' + U_d}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) \quad (5.15)$$

Stopnično spremembo napetosti določa napetost izhoda pretvornika u , ki pa je reducirana na sekundarno stran. Pri tem je treba upoštevati, da je ta napetost zmanjšana za vrednost napetosti diode U_d , ki prav tako nastopa v veznem modelu in deluje kot

5.4 Pojasnilo časovnih potekov električnih količin v času ene polperiode

breme, zato ima negativen predznak, torej $U_d = -0,66\text{ V}$. Zaradi usmernika varilni tok vedno narašča, ne glede na predznak izmenične napetosti pretvornika u , zato lahko z vidika varilnega toka i_w v enačbi (5.15) obravnavamo napetost u' vedno kot pozitivno.

5.4.4 Časovni interval $t_3 < t < t_4$

V tem časovnem intervalu je pretvornik v stanju T_{OFF} , zato so vsa stikala od S_1 do S_4 odprta in ne prevajajo električnega toka. Akumulirana magnetna energija v poljih razsipanih induktivnosti L_c , L_p na primarni strani transformatorja in L_{s1} , L_{s2} na sekundarni strani transformatorja preprečujejo toku primarnega navitja transformatorja i_p , da bi v trenutku padel na vrednost nič v času t_3 . Zaradi tega primarni tok i_p začne upadati proti vrednosti nič, primarna napetost pa ima nasprotni predznak v primerjavi s predhodnim intervalom. Ker so stikala od S_1 do S_4 odprta, primarni tok teče prek integriranih povratnih diod pretvornika (slika 3.2). Zaradi upadanja primarnega toka sta inducirani napetosti na sekundarni strani transformatorja z nasprotnim predznakom, zato začne tok i_{s1} padati, i_{s2} pa naraščati.

Magnetna energija, akumulirana v polju razsipane induktivnosti zaradi toka i_{s1} , mora v tem intervalu upasti za 75 %, saj je ob času t_4 tok veje i_{s1} samo polovica varilnega toka i_w . Od teh 75 % se 25 % energije izmenja med L_{s1} in L_{s2} zaradi naraščanja toka i_{s2} , 50 % energije pa se vrne nazaj v kondenzatorje enosmernega vodila pretvornika v obliki primarnega toka, ki teče skozi povratne diode, kar je skupaj 75 %.

Ta interval se konča, ko primarni tok i_p doseže vrednost nič in sta napetosti primarnega in sekundarnega navitja transformatorja enaki nič. Ker na sekundarni strani ni več nobene inducirane napetosti, se sekundarna tokova i_{s1} , i_{s2} ne spreminjata več tako hitro, ko oba dosežeta enaki vrednosti polovice varilnega toka i_w . To seveda velja, če sta obe veji sekundarnega navitja simetrični in imata zato enake vrednosti parametrov in če zanemarimo relativno mali magnetilni tok, sicer se pojavijo razlike tokov. Ker imata v tem intervalu obe inducirani napetosti sekundarnega navitja transformatorja enako napetost z različnima predznakoma, saj prevajata obe diodi, ni nobenega padca napetosti na bremenu. Brema, ki ima največjo vrednost induktivnosti, deluje kot generator, zato varilni tok počasi upada v skladu s (5.7).

Časovni poteki primarne napetosti in tokov v drugi polperiodi napajalne napetosti imajo enake oblike kot v prvi polperiodi, le da so predznaki nekaterih nasprotni. Varilni tok pa ima enak časovni potek, medtem ko je tok i_{s1} zamenjan z i_{s2} , in obratno. Posledično je razlaga potekov napetosti in tokov v drugi polperiodi povsem enaka, kot je bila za prvo.

5.5 Določitev izrazov za analitični izračun odvisnosti varilnega toka od frekvence

V prejšnjem podpoglavju so bili na podlagi nadomestnih vezij pojasnjeni časovni poteki značilnih napetosti in tokov, hkrati pa so bili podani tudi nadomestni modeli za vsak posamezni odsek polperiode napajalne napetosti. V posameznem intervalu imajo vpliv na spreminjanje primarnega in varilnega toka i_p in i_w samo določene vrednosti parametrov, ki določajo pripadajoče časovne konstante. Vpeljane so bile tri časovne konstante, to so τ_1 , τ_2 in τ_3 , ki določajo odziv sistema v posameznem intervalu. Za vsak interval so bili določeni izrazi, ki omogočajo izračun odziva sistema na stopnično vzbujanje, ki ga zagotavlja pulzna napajalna napetost pretvornika u . Zadevo nekoliko otežita diodi, ki ju upoštevamo kot zaporedno vezavo napetostnega vira z napetostjo $U_d = -0,66$ V in upornosti z vrednostjo $R_d = 0,037$ m Ω . Napetostni vir diode U_d deluje kot breme, zato zmanjšuje vrednost napetosti stopničnega vzbujanja.

Na osnovi enačb, predstavljenih v prejšnjem podpoglavju, ki opisujejo poteka varilnega toka i_w in primarnega toka i_p v času T_{rise} , lahko izpeljemo enačbe za analitični izračun frekvenčne odvisnosti varilnega toka. Ta izpeljava je podana v tem podpoglavju in predstavlja glavni prispevek doktorske disertacije, saj se po dostopnih virih sodeč, s tem doslej ni ukvarjal še nihče. Odvisnost varilnega toka od frekvence je karakteristična lastnost sistema za UTV, ki jo lahko določimo z meritvami s posebno in drago merilno opremo ali pa s kompleksnimi in dolgotrajnimi numeričnimi izračuni, ki zahtevajo posebna programska orodja. S pomočjo ustreznega analitičnega nastavka lahko določimo frekvenčno odvisnost varilnega toka na zelo hiter in enostaven način.

Pri določitvi frekvenčne odvisnosti v obliki analitičnega izraza, kot tudi sicer, nas zanima zgolj dogajanje v okviru ene polperiode varilnega toka, ko efektivna vrednost doseže stacionarno stanje, saj je delovanje periodično. Glede na vrednosti parametrov veznega modela sistema za UTV, nastavljeno frekvenco f napajalne napetosti u in prevajalnega razmerja D se efektivna vrednost varilnega toka ustali pri določeni vrednosti. Varilni tok v ustaljenem stanju niha okrog maksimalne in minimalne vrednosti $i_{w,max}$ in $i_{w,min}$, kot je prikazano na sliki 5.14. Vrednosti tokov $i_{w,max}$ in $i_{w,min}$ sta enaki za obe polperiodi napajalne napetosti, če sta sekundarni veji transformatorja simetrični, v nasprotnem primeru ima vsaka polperioda svojo minimalno in maksimalno vrednost. Pri istih vrednostih parametrov veznega modela in napetosti U_{dc} je razlika med obema mejnima vrednostma večja, nižja kot je napajalna frekvenca f , in obratno.

Kot je bilo opisano v predhodnih poglavjih, prevajalno razmerje D določa časa T_{ON} in T_{OFF} , ki določata efektivno vrednost napajalne napetosti v eni polperiodi

5.5 Določitev izrazov za analitični izračun odvisnosti varilnega toka od frekvence

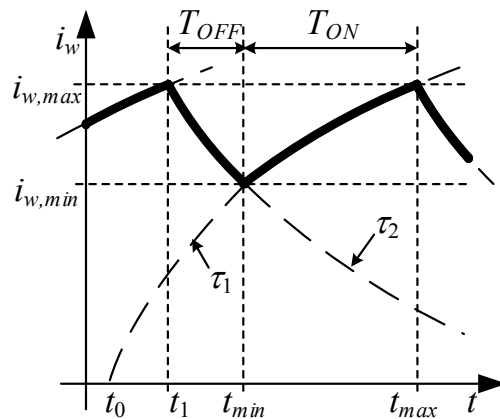
$\frac{T}{2}$ napajalne napetosti. Čas T_{ON} določa širino pulza napajalne napetosti u , v času katerega bi varilni tok i_w moral naraščati, medtem ko čas T_{OFF} določa čas, ko je napajalna napetost $u = 0$ in bi varilni tok moral padati. Kot je že bilo pojasnjeno v predhodnem podpoglavju, to ne drži, na začetku intervala T_{ON} namreč nastopa čas vzpona primarnega toka T_{rise} , v katerem varilni tok i_w še vedno upada, in to kljub prisotni napetosti na primarnem navitju transformatorja. Čas vzpona T_{rise} primarnega toka je razlog za upadanje varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti. Prav tako pa čas vzpona primarnega toka T_{rise} precej oteži izpeljavo analitičnega nastavka, ki omogoča neposredni izračun odvisnosti varilnega toka od frekvence ali od poljubnega parametra veznega modela sistema za UTV. Za izpeljavo izrazov je najprej podana razlaga poteka varilnega toka i_w v ustaljenem stanju, če bi bil hipotetično $T_{rise} = 0$.

Na sliki 5.14 je prikazan primer časovnega poteka varilnega toka i_w , ko se njegova efektivna vrednost I_w s časom ne spreminja. Polperioda napajalne napetosti je glede na določeno prevajalno razmerje D razdeljena na časa T_{ON} in T_{OFF} . V času T_{OFF} varilni tok eksponentno pada iz vrednosti $i_{w,max}$ na vrednost $i_{w,min}$, v času T_{ON} pa eksponentno narašča iz vrednosti $i_{w,min}$ na $i_{w,max}$. Eksponentno padanje varilnega toka v času T_{OFF} je določeno z izrazom (5.7), v katerem nastopa časovna konstanta τ_2 , kot je ustrezno označeno tudi na sliki 5.14. V času T_{ON} pa varilni tok narašča eksponentno v skladu s (5.15), ki jo določa časovna konstanta τ_1 , kot je prav tako prikazano na sliki 5.14.

Predpostavimo, da varilni tok i_w narašča od vrednosti nič v trenutku t_0 do največje vrednosti $i_{w,max}$ v skladu s (5.15) in pripadajočo časovno konstanto τ_1 , kot je s črtkano črto in oznako τ_1 prikazano na sliki 5.14. Na sliki 5.14 sta označena tudi t_{min} in t_{max} , ko varilni tok doseže minimalno ali maksimalno vrednost. Obe vrednosti toka $i_{w,min}$ in $i_{w,max}$ hkrati določata tudi začetek in konec intervala T_{ON} , v katerem varilni tok narašča, medtem ko trenutka t_1 in t_{min} določata interval T_{OFF} , v katerem varilni tok upada. Polperioda napajalne napetosti u s frekvenco f je tako določena s časoma t_1 in t_{max} , pri obeh pa ima varilni tok maksimalno vrednost $i_{w,max}$. V skladu s sliko 5.14 in predpostavko $T_{rise} = 0$ ter s tem $D_e = D$ se varilni tok ustali pri takšnih vrednostih $i_{w,min}$ in $i_{w,max}$ na eksponentni funkciji (5.15) s časovno konstanto τ_1 , da velja ravnotežni pogoj (5.16).

$$\Delta i_{w,T_{ON}} = \Delta i_{w,T_{OFF}} \quad (5.16)$$

Ravnotežno stanje, pri katerem se ustali varilni tok, določa, da varilni tok i_w v času T_{OFF} upade po eksponentni funkciji (5.7) s časovno konstanto τ_2 ravno za tako vrednost $\Delta i_{w,T_{OFF}}$, kot v času T_{ON} po eksponentni funkciji (5.15) s časovno konstanto τ_1 naraste za $\Delta i_{w,T_{ON}}$.



Slika 5.14: Varilni tok v ustaljenem stanju, če je $T_{rise} = 0$

Glavna naloga je določiti obe mejni vrednosti $i_{w,min}$ in $i_{w,max}$ varilnega toka i_w , ki ob znanih izrazih za upadanje in naraščanje i_w opisuje njegov celotni časovni potek v okviru ene polperiode napajalne napetosti u , ko efektivna vrednost varilnega toka i_w doseže stacionarno stanje. Če v izrazu (5.16) za spremembi tokov upoštevamo že znana zapisa obeh eksponentnih funkcij za naraščanje (5.15) in upadanje (5.7) varilnega toka ter ustrezno upoštevamo časa $t_{w,min}$ in $t_{w,max}$, dobimo razširjeno obliko ravnotežnega pogoja (5.17).

$$\frac{u' + U_d}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t_{max}}{\tau_1}}\right) - \frac{u' + U_d}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{-t_{max} + T_{ON}}{\tau_1}}\right) = \frac{u' + U_d}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t_{max}}{\tau_1}}\right) - \left(\frac{U_d}{R_2} + \left(\frac{u' + U_d}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t_{max}}{\tau_1}}\right) - \frac{U_d}{R_2}\right) e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_2}}\right) \quad (5.17)$$

Na levi strani izraza (5.17) je razlika varilnega toka $\Delta i_{w,T_{ON}}$ določena z razliko tokov $i_{w,max}$ in $i_{w,min}$, ki ju izračunamo z izrazom (5.15), če vanj za čas t vstavimo časa t_{max} in t_{min} . Razlika med t_{min} in t_{max} je ravno čas T_{ON} , zato lahko izrazimo t_{min} kot $t_{max} - T_{ON}$. Ker pa ima eksponent v enačbi (5.15) negativen predznak, čas T_{ON} v eksponentu dejansko prištejemo k $-t_{max}$.

Podobno velja za desno stran izraza (5.17), kjer spremembo varilnega toka $\Delta i_{w,T_{OFF}}$ v času T_{OFF} določata toka $i_{w,max}$ in $i_{w,min}$, le da sta tokrat določena po eksponentni funkciji s (5.7). Za razliko od izraza (5.15), ki opisuje naraščanje varilnega toka in ima začetek v trenutku $t_0 = 0$, pa je začetni čas v izrazu (5.7), ki določa upadanje varilnega toka, odvisen od začetne vrednosti toka i_{w0} . Na desni strani izraza (5.17) je s prvim členom določen $i_{w,max}$, ki ga določimo z izrazom za naraščanje varilnega toka (5.15) z izbiro $t = t_{max}$. Konec naraščanja varilnega toka v $t = t_{max}$ pa je hkrati začetek upadanja in ga zato določa isti izraz.

Oba prva člena na levi in desni strani izraza (5.17) sta enaka in se v izrazu enostavno odštejeta. Drugi člen desnega dela izraza (5.17) pa določa vrednost $i_{w,min}$,

5.5 Določitev izrazov za analitični izračun odvisnosti varilnega toka od frekvence

ki jo podaja izraz (5.7). Ta zapis zahteva določitev začetne vrednosti varilnega toka i_{w0} , iz katere tok začne upadati. Začetno vrednost toka upadanja i_{w0} določa tok $i_{w,max}$, ki je določen s (5.15) pri času $t = t_{max}$, in je zato enaka kot oba prva člena na levi in desni strani izraza (5.17). Ker pa je treba določiti $i_{w,min}$, ki je določen z izrazom, ki opisuje padanje varilnega toka, se za čas t v (5.7) upošteva dolžina intervala upadanja varilnega toka T_{OFF} . Na opisan način je določena tudi desna stran (5.17) ravnotežnega stanja varilnega toka i_w , ko njegova efektivna vrednost I_w doseže stacionarno stanje. Glavna naloga je iz (5.17) izpostaviti edino neznano spremenljivko t_{max} , ki se pojavlja v kar štirih eksponentih z osnovo naravnega števila e . Če poznamo t_{max} , lahko določimo t_{min} , saj je njuna razlika ravno T_{ON} . Časa t_{max} in t_{min} pa z izrazom (5.15) omogočata izračun mejnih vrednosti $i_{w,max}$ in $i_{w,min}$ varilnega toka, ki sta potrebni za izračun efektivne vrednosti varilnega toka I_w v stacionarnem stanju, ki jo iščemo.

Da lahko izrazimo spremenljivko t_{max} iz (5.17), najprej odštejemo oba prva člena na levi in desni strani enačbe, preostanek na levi in desni pa pomnožimo z -1, tako da dobimo (5.18).

$$\frac{u' + U_d}{R_1} \left(1 - e^{\frac{-t_{max} + T_{ON}}{\tau_1}}\right) = \frac{U_d}{R_2} + \left(\frac{u' + U_d}{R_1} \left(1 - e^{\frac{-t_{max}}{\tau_1}}\right) - \frac{U_d}{R_2}\right) e^{\frac{-T_{OFF}}{\tau_2}} \quad (5.18)$$

Izraz (5.18) preoblikujemo, da odpravimo oklepaje in dobimo (5.19).

$$\begin{aligned} & \frac{u' + U_d}{R_1} - \frac{u' + U_d}{R_1} e^{\frac{-t_{max} + T_{ON}}{\tau_1}} = \\ & \frac{U_d}{R_2} + \frac{u' + U_d}{R_1} e^{\frac{-T_{OFF}}{\tau_2}} - \frac{u' + U_d}{R_1} e^{\left(\frac{-t_{max}}{\tau_1} - \frac{T_{OFF}}{\tau_2}\right)} - \frac{U_d}{R_2} e^{\frac{-T_{OFF}}{\tau_2}} \end{aligned} \quad (5.19)$$

V izrazu (5.19) levo in desno stran množimo z $\frac{R_1}{u' + U_d}$, da dobimo (5.20).

$$\begin{aligned} & 1 - e^{\frac{-t_{max} + T_{ON}}{\tau_1}} = \\ & \frac{R_1 U_d}{R_2(u' + U_d)} + e^{\frac{-T_{OFF}}{\tau_2}} - e^{\left(\frac{-t_{max}}{\tau_1} - \frac{T_{OFF}}{\tau_2}\right)} - \frac{R_1 U_d}{R_2(u' + U_d)} e^{\frac{-T_{OFF}}{\tau_2}} \end{aligned} \quad (5.20)$$

Izraz (5.20) ustrezno preoblikujemo, da imamo na levi strani enačbe samo člene z znanimi vrednostmi parametrov, na desni strani pa oba člena, ki v eksponentu vsebujeta edino neznanico t_{max} . Nato določimo naravni logaritem leve in desne strani (5.20) ter dobimo (5.21).

$$\begin{aligned} & \ln \left(1 - \frac{R_1 U_d}{R_2(u' + U_d)} - e^{\frac{-T_{OFF}}{\tau_2}} + \frac{R_1 U_d}{R_2(u' + U_d)} e^{\frac{-T_{OFF}}{\tau_2}}\right) = \\ & \ln \left(e^{\frac{-t_{max} + T_{ON}}{\tau_1}} - e^{\left(\frac{-t_{max}}{\tau_1} - \frac{T_{OFF}}{\tau_2}\right)}\right) \end{aligned} \quad (5.21)$$

Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

Leva stran izraza (5.21) ostane nespremenjena, saj zapisa ni možno nadalje poenostaviti. Na desni strani izraza pa uporabimo pravilo logaritmiranja razlike dveh členov, kar daje vsoto dveh novih logaritmov (5.22).

$$\ln \left(1 - \frac{R_1 U_d}{R_2 (u' + U_d)} - e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_2}} + \frac{R_1 U_d}{R_2 (u' + U_d)} e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_2}} \right) = \ln \left(e^{\frac{-t_{max} + T_{ON}}{\tau_1}} \right) + \ln \left(1 - \frac{e^{\left(\frac{-t_{max}}{\tau_1} - \frac{T_{OFF}}{\tau_2} \right)}}{e^{\frac{-t_{max} + T_{ON}}{\tau_1}}} \right) \quad (5.22)$$

Prvi člen na desni strani izraza (5.22) se z logaritmiranjem znatno poenostavi. V drugem členu na desni strani (5.22) imamo logaritem ulomka dveh členov s potencama z enakima osnovama e , kar lahko zapišemo kot vsoto eksponentov. Če eksponent v spodnji potenci drugega člena na desni strani (5.22) s skupnim imenovalcem τ_1 zapišemo kot dva ločena ulomka, ugotovimo, da se oba člena, ki vsebujeta spremenljivko t_{max} , med sabo odštejeta, če ulomek potenc zapišemo kot eno skupno potenco z vsoto eksponentov. Na ta način dobimo spremenjen zapis (5.23), v katerem se iskana neznanka t_{max} nahaja samo še v enem členu in jo je enostavno izraziti.

$$\ln \left(1 - \frac{R_1 U_d}{R_2 (u' + U_d)} - e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_2}} + \frac{R_1 U_d}{R_2 (u' + U_d)} e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_2}} \right) = \frac{-t_{max}}{\tau_1} + \frac{T_{ON}}{\tau_1} + \ln \left(1 - e^{\left(-\frac{T_{OFF}}{\tau_2} - \frac{T_{ON}}{\tau_1} \right)} \right) \quad (5.23)$$

Če sedaj v izrazu (5.23) zadnja dva člena na desni prenesemo na levo stran in ustrezno pomnožimo obe strani z $-\tau_1$, lahko končno izrazimo iskano neznanko t_{max} v obliki (5.24).

$$t_{max} = T_{ON} + \tau_1 \ln \left(1 - e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_2} - \frac{T_{ON}}{\tau_1}} \right) - \tau_1 \ln \left(1 - \frac{R_1 U_d}{R_2 (u' + U_d)} - e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_2}} + \frac{R_1 U_d}{R_2 (u' + U_d)} e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_2}} \right) \quad (5.24)$$

Ker pa velja $t_{max} = t_{min} + T_{ON}$, lahko s pomočjo (5.24) neposredno izrazimo tudi t_{min} s (5.25).

$$t_{min} = \tau_1 \ln \left(1 - e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_2} - \frac{T_{ON}}{\tau_1}} \right) - \tau_1 \ln \left(1 - \frac{R_1 U_d}{R_2 (u' + U_d)} - e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_2}} + \frac{R_1 U_d}{R_2 (u' + U_d)} e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_2}} \right) \quad (5.25)$$

Časa t_{max} in t_{min} , ki ju lahko izračunamo na osnovi znanih vrednosti parametrov veznega modela z izrazoma (5.24) in (5.25), je nato treba vstaviti v (5.15), da dobimo

vrednosti maksimalnega in minimalnega varilnega toka $i_{w,max}$ in $i_{w,min}$. Znani mejni vrednosti varilnega toka $i_{w,max}$ in $i_{w,min}$ skupaj z znanima izrazoma, ki določata naraščanje in padanje varilnega toka, omogočata izračun njegove efektivne vrednosti I_w v stacionarnem stanju s slike 5.14. Naštete vrednosti so bile izračunane ob predpostavki, da je $T_{rise} = 0$.

Pri reševanju (5.7) povzroča težave napetostni vir diode $U_d = -0,66$ V. Izraz (5.7) je namreč veljaven le, dokler napetostni vir diode deluje kot breme (zato ima negativno vrednost) in povzroča hitrejše upadanje varilnega toka. Če je velikost prevajalnega razmerja D premajhna, ravnotežje (5.16) ne obstaja, saj se v časovnem poteku varilnega toka pojavi interval z vrednostjo varilnega toka $i_w = 0$. Zaradi tega sta izraza (5.24) in (5.25) veljavna le za določeno območje prevajalnega razmerja $D_{min} \leq D \leq D_{max}$, v katerem obstaja stacionarno stanje varilnega toka I_w brez vmesnih območij z vrednostjo $i_w = 0$. V nadaljevanju sta izpeljani analitični rešitvi za minimalno in maksimalno vrednost prevajalnega razmerja D_{min} in D_{max} .

5.5.1 Analitična določitev D_{min}

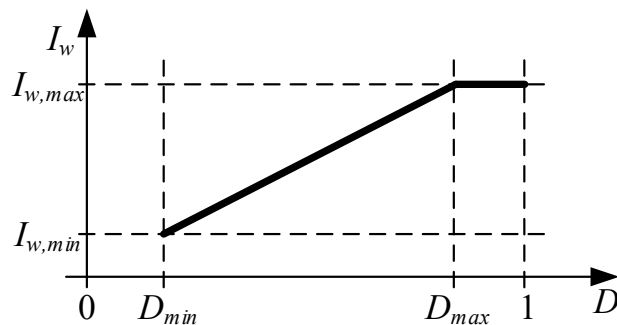
Minimalno prevajalno razmerje D_{min} določa najmanjšo vrednost D , pri kateri še lahko dosežemo stacionarno stanje I_w in je hkrati tudi $i_{w,min} = 0$. To pomeni, da varilni tok ravno upade na vrednost nič na koncu intervala T_{OFF} , ko se takoj začne povečevati zaradi stanja T_{ON} , ki sledi intervalu T_{OFF} . Minimalno prevajalno razmerje D_{min} lahko določimo iz (5.26). Izraz (5.26) je izpeljan iz (5.17) ob pogoju, da je upoštevano $t_{min} = 0$ in so zato $i_{w,min} = 0$, $t_{max} = \frac{T}{2}D_{min}$ in $T_{OFF} = \frac{T}{2}(1 - D_{min})$.

$$\frac{U_d}{R_2} + \left(\frac{u' + U_d}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{T \cdot D_{min}}{2\tau_1}} \right) - \frac{U_d}{R_2} \right) e^{-\frac{T(1-D_{min})}{2\tau_2}} = 0 \quad (5.26)$$

Neznanke D_{min} iz (5.26) ne moremo neposredno izraziti zaradi medsebojne odvisnosti T_{ON} in T_{OFF} . Brez težav pa jo lahko določimo z numeričnim izračunom, saj vse vrednosti spremenljivk razen D_{min} poznamo. V okviru numeričnega izračuna se iz podane poljubne začetne vrednosti neznanke D_{min} iterativno približujemo dejanski vrednosti rešitve D_{min} , pri kateri je razlika med levo in desno stranjo izraza (5.26) enaka nič. Ker se pri numeričnem izračunu iterativno zgolj približujemo pravi vrednosti, moramo predhodno določiti dovoljeno razliko oziroma numerično napako med izračunano in pravo vrednostjo rešitve problema. Iz dobljene rešitve za D_{min} lahko izračunamo $t_{max} = \frac{T}{2}D_{min}$, ki z izrazom (5.15) določa $i_{w,max}$. Na podlagi znanih vrednosti $i_{w,max}$, $i_{w,min} = 0$ ter poznanih izrazov za upadanje in naraščanje varilnega toka lahko izračunamo minimalno efektivno vrednost varilnega toka pri D_{min} .

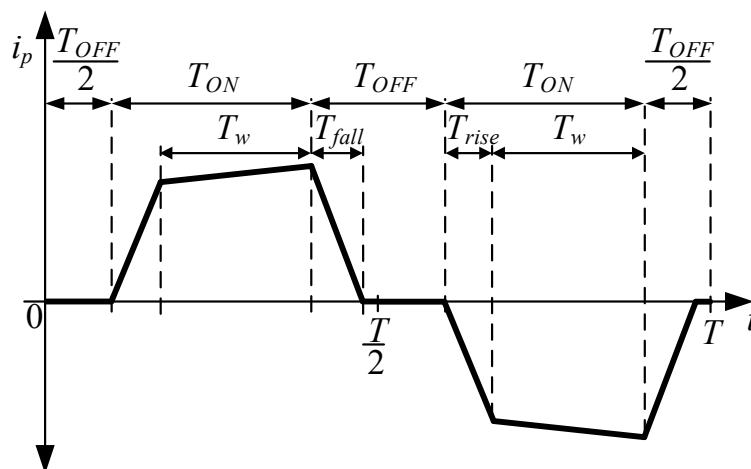
5.5.2 Analitična določitev D_{max}

Z višanjem vrednosti prevajalnega razmerja D nad vrednost minimalnega prevajalnega razmerja D_{min} se efektivna vrednost varilnega toka povečuje, kot je bilo z meritvami prikazano na sliki 5.2. Višanje efektivne vrednosti varilnega toka z višanjem D pa velja samo do določene vrednosti $D = D_{max}$. Z nadaljnjim višanjem vrednosti prevajalnega razmerja na intervalu $D_{max} \leq D \leq 1$ efektivna vrednost varilnega toka namreč ostane enaka, kot je prikazano na sliki 5.15.



Slika 5.15: Odvisnost efektivne vrednosti varilnega toka I_w od vrednosti prevajalnega razmerja D

Na intervalu vrednosti prevajalnega razmerja $D_{min} \leq D \leq D_{max}$ velja, da v času intervala T_{OFF} vrednost primarnega toka i_p pade na vrednost nič še pred naslednjim intervalom T_{ON} , kot je prikazano na sliki 5.16. Zaradi tega velja $T_{fall} \leq T_{OFF}$ in posledično v času T_{OFF} obstaja interval, pri katerem je vrednost toka primarnega navitja enaka nič. Z naraščanjem vrednosti D se daljša čas T_{fall} in krajša čas T_{OFF} ,

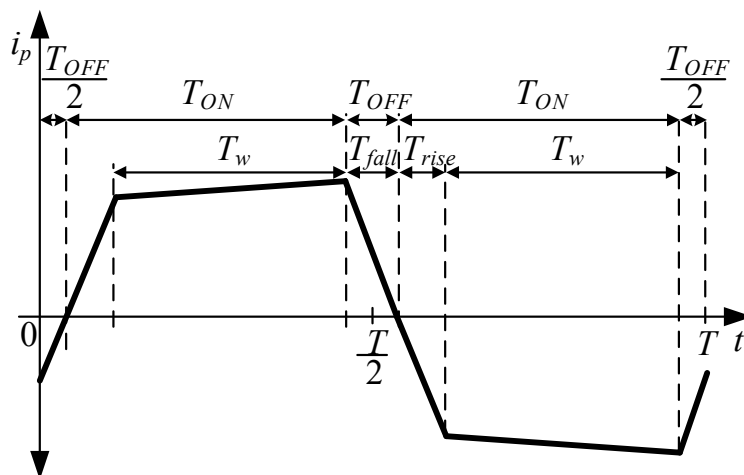


Slika 5.16: Primer časovnega poteka toka primarnega navitja i_p na intervalu prevajalnega razmerja $D_{min} \leq D \leq D_{max}$

zato se krajša tudi interval, v katerem velja $i_p = 0$. Pri določeni vrednosti $D = D_{max}$

5.5 Določitev izrazov za analitični izračun odvisnosti varilnega toka od frekvence

pa se zgodi, da je čas $T_{fall} = T_{OFF}$ in posledično interval, pri katerem velja $i_p = 0$, več ne obstaja, saj tok primarnega navitja ravno upade na vrednost nič v intervalu T_{OFF} , ko se začne ponovno večati zaradi naslednjega intervala T_{ON} , kot je prikazano na sliki 5.17.



Slika 5.17: Primer časovnega poteka toka primarnega navitja i_p pri vrednosti prevajalnega razmerja $D = D_{max}$

Pri vrednosti prevajalnega razmerja na intervalu $D_{max} < D \leq 1$ velja, da pri naslednjem intervalu T_{ON} vrednost toka primarnega navitja i_p več ne začne naraščati iz vrednosti nič, temveč ima določeno negativno vrednost. Prav tako velja, da sta čas dejanskega naraščanja varilnega toka T_w in s tem efektivno prevajalno razmerje D_e vedno enaka, kljub višanju vrednosti D , zato ostane enaka tudi efektivna vrednost varilnega toka I_w , ko ta doseže stacionarno stanje. V intervalu hitrega upadanja toka primarnega navitja T_{fall} , ko se ta zaključuje prek povratnih diod stikal H-mosta, je na primarno navitje pritisnjena napetost U_{dc} z nasprotnim predznakom kot v predhodnem intervalu T_{ON} in z enakim predznakom kot v naslednjem intervalu T_{ON} . Zaradi tega je v obdobju celotne polperiode napajalne napetosti $\frac{T}{2}$ na primarno navitje transformatorja pritisnjena napetost U_{dc} ustreznega predznaka že pri $D = D_{max}$, kar bi sicer pričakovali šele pri $D = 1$. Kljub višanju vrednosti prevajalnega razmerja D nad vrednost D_{max} se pritisnjena napetost na primarnem navitju ne spremeni, prav tako se ne spremeni efektivna vrednost varilnega toka, ko ta doseže ustaljeno stanje. Z višanjem D nad vrednost D_{max} povratni tok primarnega navitja teče krajši čas skozi povratne diode stikal H-mosta in daljši čas skozi sama stikala. V idealnem primeru pri $D = 1$ povratni tok primarnega navitja več ne teče skozi povratne diode stikal H-mosta, saj so ustrezna stikala vedno zaprta.

Maksimalno efektivno vrednost varilnega toka $I_{w,max}$ torej lahko določimo pri poljubnem prevajalnem razmerju na intervalu $D_{max} \leq D \leq 1$, vendar nas zanima pred-

Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

vsem mejna vrednost D_{max} , do katere veljata izpeljana analitična nastavka (5.24) in (5.25), ki sta osnova za izračun trenutne vrednosti varilnega toka, kjer njegova efektivna vrednost doseže stacionarno stanje. Omenjena izraza (5.24) in (5.25), ki določata t_{max} in t_{min} , sta bila izpeljana na osnovi predpostavke $T_{rise} = 0$. Ta predpostavka velja samo pri $D = D_{min}$, saj le v tem primeru velja, da vrednost varilnega toka na koncu intervala T_{OFF} upade na vrednost nič, ko se na začetku naslednjega intervala T_{ON} ponovno začne višati in zato velja $i_{w,min} = 0$. Če je $D > D_{min}$, velja $i_{w,min} > 0$ in $T_{rise} > 0$, kar pomeni, da je treba v izrazih (5.24) in (5.25) ustrezno upoštevati spremenljivko T_{rise} .

V izrazih (5.24) in (5.25) sta T_{ON} in T_{OFF} znani vrednosti, določeni z vrednostjo prevajalnega razmerja D in frekvenco f z izrazoma (3.4) in (3.5). Čas vzpona primarnega toka $T_{rise} > 0$ povzroči razliko med nastavljenim prevajalnim razmerjem D in efektivnim prevajalnim razmerjem D_e , ki določata izgubo prevajalnega razmerja $D_l = D - D_e$. Časovni interval T_{rise} namreč podaljša čas upadanja varilnega toka na novo neznan vrednost $T_{OFF} + T_{rise}$ in skrajša čas naraščanja varilnega toka na novo neznan vrednost $T_{ON} - T_{rise}$, kot ju določa efektivno prevajalno razmerje D_e . Če v izrazih (5.24) in (5.25) ustrezno zamenjamo spremenljivki T_{OFF} in T_{ON} s $T_{OFF} + T_{rise}$ in $T_{ON} - T_{rise}$, dobimo nova izraza (5.27) in (5.28) za časa t_{min}^* in t_{max}^* , ki upoštevata čas vzpona T_{rise} . Oznaka * v nadaljevanju označuje, da je upoštevan čas vzpona $T_{rise} \neq 0$, ki v predhodnih enačbah ni bil upoštevan.

$$t_{min}^* = \tau_1 \ln \left(1 - e^{-\frac{(T_{OFF}+T_{rise})}{\tau_2}} - \frac{(T_{ON}-T_{rise})}{\tau_1} \right) - \tau_1 \ln \left(1 - \frac{R_1 U_d}{R_2(u' + U_d)} - e^{-\frac{(T_{OFF}+T_{rise})}{\tau_2}} + \frac{R_1 U_d}{R_2(u' + U_d)} e^{-\frac{(T_{OFF}+T_{rise})}{\tau_2}} \right) \quad (5.27)$$

$$t_{max}^* = t_{min}^* + (T_{ON} - T_{rise}) \quad (5.28)$$

Če (5.27) uporabimo v (5.29) in (5.28) v (5.30), sta s tem določeni mejni vrednosti varilnega toka $i_{w,max}^*$ in $i_{w,min}^*$. Še vedno pa ostaja neznan vrednost spremenljivke T_{rise} , ki je ne moremo neposredno določiti zaradi medsebojne odvisnosti med T_{rise} , $i_{w,min}^*$ in $i_{w,max}^*$.

$$i_{w,min}^* = \frac{u' + U_d}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t_{min}^*}{\tau_1}} \right) \quad (5.29)$$

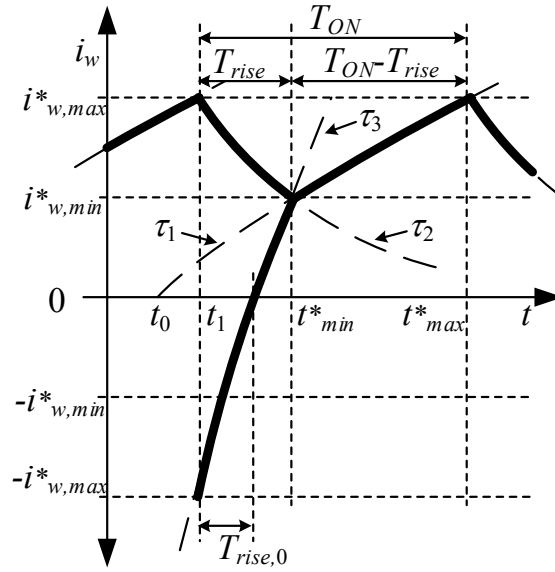
$$i_{w,max}^* = \frac{u' + U_d}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t_{max}^*}{\tau_1}} \right) \quad (5.30)$$

Neznanko T_{rise} lahko določimo z uvedbo novega ravnotežnega pogoja, za kar pa je treba vpeljati dodatno enačbo, ki definira čas vzpona T_{rise} . Dodatna enačba je definirana z osnovno obliko izraza za naraščanje primarnega toka i_p (5.11), ki vsebuje

5.5 Določitev izrazov za analitični izračun odvisnosti varilnega toka od frekvence

časovno konstanto τ_3 , le da je začetna vrednost toka različna od nič.

Z uvedbo novega ravnotežnega pogoja lahko določimo iskano spremenljivko T_{rise} , če upoštevamo, da je prevajalno razmerje s teoretičnega vidika nastavljeno na vrednost $D = 1$. Če je $D = 1$, velja $T_{OFF} = 0$ in $T_{ON} = \frac{T}{2}$, zato primarni tok v (5.11) ne more začeti naraščati iz vrednosti nič. Če je $D = 1$, napajalna napetost u teoretično takoj spremeni predznak, na primer iz $-U_{dc}$ neposredno v $+U_{dc}$, zato v naslednjem časovnem intervalu T_{ON} primarni tok i'_p začne naraščati iz negativne maksimalne vrednosti $-i_{w,max}^*$ namesto iz nič, kot je prikazano na sliki (5.18) s črtkano črto označeno s τ_3 . Ker je $T_{OFF} = 0$, ta na sliki (5.18) ni posebej označen. Varilni tok ne



Slika 5.18: Varilni tok v ustaljenem stanju pri $D = 1$, $T_{OFF} = 0$

more naraščati, vse dokler i'_p ne doseže minimalne vrednosti varilnega toka $i_{w,min}^*$, in ta čas predstavlja T_{rise} na sliki (5.18). V intervalu T_{rise} varilni tok i_w upada, čeprav je na sponkah transformatorja prisotna napajalna napetost in velja $u' \neq 0$. Spreminjanje primarnega toka i'_p iz vrednosti $-i_{w,max}^*$ na $i_{w,min}^*$ je določeno z levo stranjo (5.31), kjer časovna konstanta τ_3 in reducirana vrednost napetosti u' določata čas vzpona T_{rise} primarnega toka i'_p . Neznanke T_{rise} pa ne moremo neposredno določiti niti iz (5.31), saj je odvisna od $i_{w,max}^*$ in $i_{w,min}^*$, ki sta prav tako odvisna od T_{rise} .

$$\frac{u'}{R_3} + \left(-i_{w,max}^* - \frac{u'}{R_3} \right) e^{-\frac{T_{rise}}{\tau_3}} = i_{w,min}^* \quad (5.31)$$

Vrednost $i_{w,min}^*$ v (5.31) je določena s (5.29) in (5.27). Začetna vrednost toka $i_{w,max}^*$ na levi strani izraza (5.31) je prav tako definirana s (5.30) in (5.28). Glavni cilj je iz (5.31) izraziti neznanke T_{rise} , ki prav tako vključuje izraze od (5.27) do (5.30), ki prav tako vsebujejo T_{rise} . Zaradi medsebojnih odvisnosti T_{rise} , $i_{w,max}^*$ in

Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

$i_{w,min}^*$, ki so osnova za izračun I_w v ustaljenem stanju, T_{rise} ne moremo neposredno izraziti iz (5.31). Neznanko T_{rise} v (5.31) lahko brez težav določimo z numeričnim izračunom tako, da razlika med levo in desno stranjo teži k vrednosti nič.

Zaradi značilnosti sistema je vrednost T_{rise} vedno v območju $0 \leq T_{rise} \leq T_{ON}$ in v tem območju obstaja samo ena rešitev. Predpogoj, da taka rešitev obstaja, je obstoj minimalnega prevajalnega razmerja D_{min} , ki ga določimo iz (5.26), zanj pa mora veljati $0 < D_{min} \leq 1$.

Ko iz (5.31) določimo T_{rise} , lahko z (5.27) in (5.28) določimo t_{min}^* in t_{max}^* , ki z izrazoma (5.29) in (5.30) določata $i_{w,min}^*$ in $i_{w,max}^*$. Z znanima vrednostma $i_{w,min}^*$ in $i_{w,max}^*$ ter znanima izrazoma za upadanje in naraščanje varilnega toka (5.7) in (5.15) je določen časovni potek varilnega toka, ko njegova efektivna vrednost doseže stacionarno stanje. Ker smo pri določitvi T_{rise} , $i_{w,min}^*$ in $i_{w,max}^*$ upoštevali prevajalno razmerje $D = 1$ ter s tem $T_{ON} = \frac{T}{2}$ in $T_{OFF} = 0$, lahko iz znanega časovnega poteka varilnega toka i_w določimo maksimalno prevajalno razmerje D_{max} , saj je pri obeh določen enak časovni potek varilnega toka i_w .

Izraz (5.32) za izračun D_{max} je izpeljanka (5.31), ob upoštevanju, da je $i_{w,min}^* = 0$, kjer je namesto znanega časa vzpona T_{rise} upoštevan čas vzpona $T_{rise,0}$, v katerem se tok i'_p spremeni od vrednosti $-i_{w,max}^*$ do vrednosti nič, kot je označeno na sliki 5.18.

$$\frac{u'}{R_3} + \left(-i_{w,max}^* - \frac{u'}{R_3} \right) e^{-\frac{T_{rise,0}}{\tau_3}} = 0 \quad (5.32)$$

V (5.32) je $i_{w,max}^*$ znana vrednost, ki jo določimo z (5.30) in (5.28) pri predhodno določeni vrednosti T_{rise} . Zaradi tega je v (5.32) edina neznanka čas $T_{rise,0}$, ki ga iščemo, zato ga lahko izrazimo in dobimo (5.33).

$$T_{rise,0} = -\tau_3 \ln \left(\frac{1}{\frac{R_3 \cdot i_{w,max}^*}{u'} + 1} \right) \quad (5.33)$$

S poznano vrednostjo $T_{rise,0}$ namreč lahko izračunamo maksimalno prevajalno razmerje D_{max} s (5.34).

$$D_{max} = \frac{\frac{T}{2} - T_{rise,0}}{\frac{T}{2}} = 1 - \frac{2 \cdot T_{rise,0}}{T} \quad (5.34)$$

Po določitvi maksimalnega prevajalnega razmerja D_{max} lahko ob znani vrednosti T_{rise} izračunamo tudi maksimalno efektivno prevajalno razmerje $D_{e,max}$ z izrazom (5.35). Razlika med maksimalnim prevajalnim razmerjem in maksimalnim efektivnim prevajalnim razmerjem namreč določa izgubo prevajalnega razmerja $D_l = D_{max} - D_{e,max}$, ki je razlog za frekvenčno odvisnost maksimalnega varilnega

toka $I_{w,max}$.

$$D_{e,max} = 1 - \frac{2 \cdot T_{rise}}{T} \quad (5.35)$$

Izraz (5.31), v katerem upoštevamo izraze od (5.27) do (5.30), je analitična rešitev za neznanko T_{rise} pri maksimalnem varilnem toku, ki pa jo lahko določimo samo z numeričnim izračunom. Če je rešitev za T_{rise} uporabljena v izrazih od (5.27) do (5.30), lahko izračunamo maksimalno efektivno vrednost varilnega toka I_w , ko ta doseže stacionarno stanje. Če opravimo enake izračune pri različnih vrednostih frekvence f napajalne napetosti u in odvisnost prikažemo grafično, dobimo karakteristiko odvisnosti varilnega toka od frekvence napajalne napetosti, ki ima skoraj popolnoma enake rezultate, kot so bili določeni s pomočjo simulacijskih izračunov s Simulinkom na sliki 5.9. Čeprav so bili pri izračunih s Simulinkom uporabljene različne vrednosti parametrov obeh vej sekundarnega navitja transformatorja, pri analitičnem izračunu pa enake vrednosti, izračunane iz srednje vrednosti parametrov obeh vej sekundarnega navitja, se rezultati izračunov maksimalnega in minimalnega varilnega toka $i_{w,max}^*$ in $i_{w,min}^*$ med sabo razlikujejo največ za 10 A, ne glede na velikost frekvence napajalne napetosti, kar je zanemarljiva razlika pri velikostih varilnega toka nad 5 kA.

Izpeljava analitične rešitve za izračun odvisnosti maksimalnega varilnega toka od frekvence napajalne napetosti predstavlja glavni prispevek doktorske disertacije, ki je predstavljen v [58]. Predstavljeni analitični nastavki pa ne omogočajo samo neposrednega izračuna velikosti varilnega toka v odvisnosti od frekvence napajalne napetosti, temveč od kateregakoli parametra veznega modela sistema za UTV.

5.5.3 Analitični izračun varilnega toka I_w pri $D_{min} \leq D \leq D_{max}$

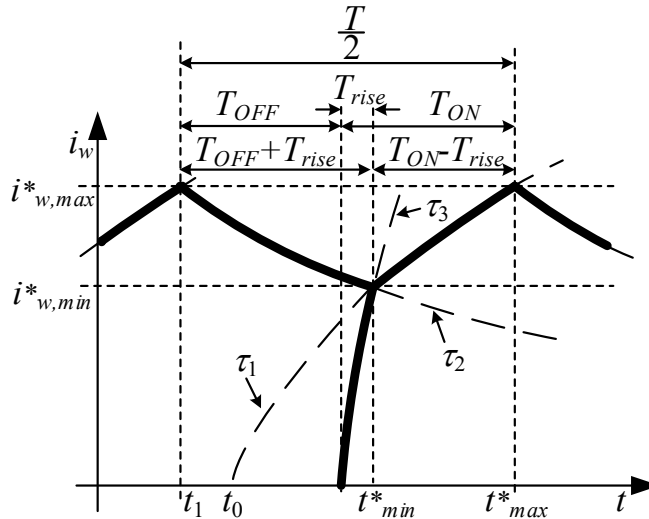
V predhodnih dveh podpoglavjih sta bila izpeljana izraza za izračun efektivne vrednosti varilnega toka v stacionarnem stanju za obe skrajni vrednosti, to je za minimalni in maksimalni varilni tok, ki sta določena pri minimalnem prevajalnem razmerju $D = D_{min}$ in maksimalnem $D = D_{max}$, kjer je pri slednjem efektivna vrednost varilnega toka enaka kot pri $D = 1$. Pri $D < D_{min}$ sicer prav tako določimo stacionarno efektivno vrednost varilnega toka, le da je varilni tok i_w določeno obdobje tudi nič in zato ni časovno zvezen, takšna oblika varilnega toka pa se za varjenje ne uporablja in nas zato ne zanima.

V tem podpoglavju so podani izrazi, ki omogočajo izračun efektivne vrednosti varilnega toka I_w v stacionarnem stanju za poljubno vrednost prevajalnega razmerja D na intervalu $D_{min} \leq D \leq D_{max}$.

Izpeljava izrazov je zelo podobna izpeljavi izraza za maksimalno prevajalno razmerje D_{max} (5.31) iz prejšnjega podpoglavja, s to razliko, da je začetna vrednost, iz katere začne naraščati reduciran primarni tok i_p' , enaka nič in ne $-i_{w,max}^*$, kot je

Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

prikazano na sliki 5.19. Za vsa prevajalna razmerja v območju $D_{min} \leq D \leq D_{max}$ namreč velja, da reduciran primarni tok, določen s (5.11), začne naraščati iz začetne vrednosti nič. Če izraz (5.31) preoblikujemo tako, da za začetno vrednost varilnega



Slika 5.19: Potek varilnega toka v ustaljenem stanju pri $D_{min} < D < D_{max}$

toka upoštevamo $i_{w,max}^* = 0$, dobimo (5.36).

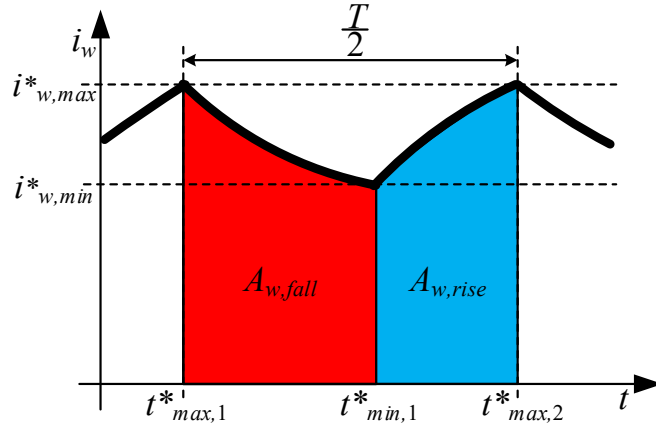
$$\frac{u'}{R_3} \left(1 - e^{-\frac{T_{rise}}{\tau_3}} \right) = i_{w,min}^* \quad (5.36)$$

Če v tem izrazu ustrezno upoštevamo izraza (5.29) in (5.27), ki določata minimalni varilni tok $i_{w,min}^*$, potem lahko iz (5.36) izračunamo edino neznanko T_{rise} . Ker sta čas vzpona T_{rise} in $i_{w,min}^*$ medsebojno odvisna, neznanke T_{rise} ni možno neposredno izraziti iz (5.36), zato lahko rešitev poiščemo le z numeričnim izračunom.

Po numerični določitvi vrednosti časa vzpona T_{rise} njegovo vrednost vstavimo v (5.27) in določimo čas $t_{w,min}^*$, ki ga nato vstavimo v (5.29), da določimo spodnjo mejno vrednost varilnega toka $i_{w,min}^*$. Prav tako T_{rise} in vrednost $t_{w,min}^*$ vstavimo v (5.28), da dobimo še čas t_{max}^* , ki določa maksimalno vrednost varilnega toka $i_{w,max}^*$ (5.30). Obe vrednosti toka $i_{w,min}^*$ in $i_{w,max}^*$ določata skrajni vrednosti varilnega toka, okrog katerih ta niha, ko njegova efektivna vrednost doseže stacionarno stanje.

Efektivno vrednost varilnega toka I_w izračunamo z integriranjem kvadrata funkcije, ki določa naraščanje (5.37) in padanje (5.38) varilnega toka i_w v ustreznih časovnih intervalih, če nato obe vrednosti integralov $A_{w,rise}$ in $A_{w,fall}$ ustrezno upoštevamo v (5.39). Čas naraščanja varilnega toka določa časovni interval od $t_{min,1}^*$ do $t_{max,2}^*$, kot je z modro barvo prikazano na sliki 5.20, zato integriramo kvadrat funkcije naraščanja varilnega toka v tem časovnem intervalu, ko varilni tok tudi dejansko

5.5 Določitev izrazov za analitični izračun odvisnosti varilnega toka od frekvence



Slika 5.20: Potek varilnega toka v ustaljenem stanju z označenima površinama pod intervalom upadanja in naraščanja toka za izračun efektivne vrednosti I_w

narašča (5.37).

$$A_{w,rise} = \int_{t^*_{min,1}}^{t^*_{max,2}} \left(\frac{u' + U_d}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) \right)^2 dt \quad (5.37)$$

Čas upadanja varilnega toka določa časovni interval od $t^*_{max,1}$ do $t^*_{min,1}$, kot je z rdečo barvo prikazano na sliki 5.20, zato integriramo kvadrat funkcije upadanja varilnega toka v tem časovnem intervalu (5.38).

$$A_{w,fall} = \int_{t^*_{max,1}}^{t^*_{min,1}} \left(\frac{U_d}{R_2} + \left(i_{w,max}^* - \frac{U_d}{R_2} \right) e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right)^2 dt \quad (5.38)$$

Obe vrednosti integrala za naraščanje in upadanje $A_{w,rise}$ in $A_{w,fall}$ varilnega toka seštejemo in delimo s polperiodo $\frac{T}{2}$ napajalne napetosti ter izračunamo kvadratni koren dobljene vrednosti, da dobimo efektivno vrednost varilnega toka I_w (5.39).

$$I_w = \sqrt{\frac{2}{T} \left(A_{w,rise} + A_{w,fall} \right)} \quad (5.39)$$

Na opisan način so bile s (5.39) določene efektivne vrednosti varilnega toka v primerih, ki so predstavljeni v doktorski disertaciji, ne glede na frekvenco napajalne napetosti f in prevajalno razmerje D .

5.6 Analiza vpliva spreminjanja vrednosti parametrov veznega modela na zmanjšanje varilnega toka

V predhodnih podpoglavjih so bili izpeljani analitični nastavki za izračun maksimalne vrednosti varilnega toka v odvisnosti od frekvence napajalne napetosti ali poljubnega parametra veznega modela sistema za UTV. Na osnovi izpeljanih analitičnih nastavkov lahko izračunamo vplive sprememb razsipanih induktivnosti na frekvenčno odvisnost varilnega toka, kar bo predstavljeno v nadaljevanju.

Iz opisa časa vzpona primarnega toka T_{rise} na intervalu $t_1 < t < t_2$ lahko zaključimo, da je čas T_{rise} vedno enak, če želimo doseči enako vrednost varilnega toka i_w , zaradi konstantne napetosti u' in časovne konstante τ_3 . To pa pomeni, da povečanje frekvence napajalne napetosti neposredno zmanjša čas T_{ON} in periodo T v (5.3) pri enaki vrednosti T_{rise} . Če torej povečamo frekvenco napajalne napetosti, moramo povečati tudi prevajalno razmerje D in s tem čas T_{ON} , da ostane efektivno prevajalno razmerje D_e nespremenjeno in s tem tudi efektivna vrednost varilnega toka I_w . Ta kompenzacija časa T_{ON} s pomočjo D je teoretično možna le do vrednosti $D = 1$. Če se frekvenca napajalne napetosti še poveča, kompenzacija ni več možna, zato začne maksimalni varilni tok upadati z nadaljnjim naraščanjem frekvence napajalne napetosti.

Iz izrazov (5.4), (5.10) in (5.14) je razvidno, da tri časovne konstante določajo obnašanje varilnega toka i_w in primarnega toka i_p . Časovna konstanta τ_1 določa naraščanje varilnega toka v časovnem intervalu T_w (slika 5.10), medtem ko časovna konstanta τ_2 določa upadanje varilnega toka v časovnem intervalu T_{OFF} in T_{rise} . Časovna konstanta τ_3 določa čas vzpona primarnega toka T_{rise} in izgubo prevajalnega razmerja $D_l = D - D_e$. Primerjava vrednosti časovnih konstant za primer analiziranega transformatorja kaže, da je τ_2 1,14-krat daljša od τ_1 , medtem ko je τ_3 kar 24-krat krajša od τ_2 .

Velika vrednost časovne konstante τ_3 in velika vrednost varilnega toka preprečujeta sistemu za UTV velikih moči, da bi dosegal nominalni varilni tok tudi pri višjih frekvencah napajalne napetosti od nazivne, ki je bila za analiziran transformator 1 kHz. Da bi lahko povečali varilni tok pri višjih frekvencah napajalne napetosti, je treba zmanjšati časovno konstanto τ_3 , bodisi z zmanjšanjem induktivnosti L_3 ali s povečanjem upornosti R_3 . Povečanje upornosti R_3 ni sprejemljivo zaradi povečanja izgub in neposrednega vpliva na največjo vrednost varilnega toka. Zaradi tega je edina možnost zmanjšanje induktivnosti L_3 .

Vrednost induktivnosti L_3 je določena s štirimi razsipanimi induktivnostmi, to so L'_c , L'_p , L_{s1} in L_{s2} , pri čemer sta prvi dve reducirani na sekundarno stran trans-

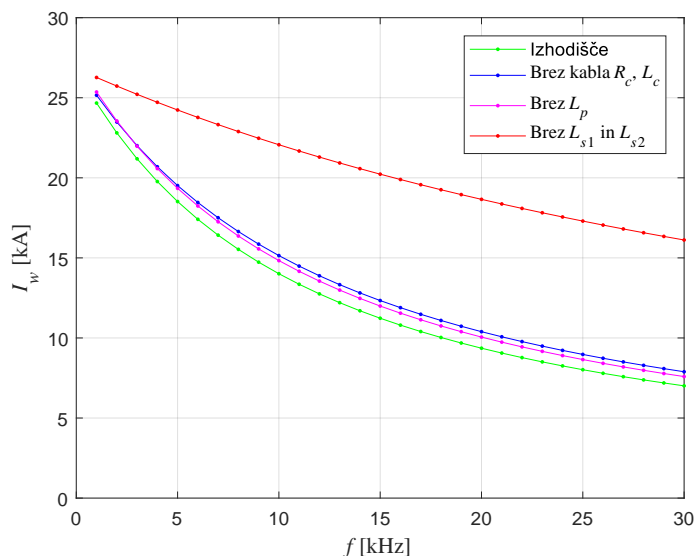
5.6 Analiza vpliva spreminjanja vrednosti parametrov veznega modela na zmanjšanje varilnega toka

formatorja, medtem ko sta drugi dve vezani vzporedno in zato označeni z L_{s12} , tako da lahko ustrezno izračunamo nadomestno induktivnost. Primerjava vrednosti kaže, da predstavljajo L'_c 15 %, L'_p 10 % in L_{s12} 75 % induktivnosti L_3 .

Dolžino povezovalnih kablov z razsipano induktivnostjo L'_c je težko zmanjšati zaradi dejstva, ker se frekvenčni pretvorniki nahajajo ločeno od varilnega transformatorja na robotski roki. Prav tako je razsipana induktivnost primarnega navitja L'_p že relativno nizka, kljub temu pa jo lahko zmanjšamo z drugačno konfiguracijo navitij. Razsipani induktivnosti obeh sekundarnih vej L_{s1} in L_{s2} imata največji vpliv na časovno konstanto τ_3 in sta sestavljeni iz dveh delov. Prvi del prispeva sekundarno navitje transformatorja, drugi del pa prispevajo povezave ovoja do diod izhodnega usmernika. Drugi del je večji, zato zmanjšanje transformatorja zaradi višje frekvence napajalne napetosti in manjšega preseka železnega jedra le v manjši meri zmanjša obe razsipani induktivnosti, če je uporabljen enak diodni usmernik. S tega vidika je možno največje zmanjšanje vrednosti časovne konstante τ_3 doseči s spremenjeno konstrukcijo diodnega usmernika s krajšimi povezavami.

Ker vseh razsipanih induktivnosti seveda ni možno zmanjšati ali povsem odpraviti, je v nadaljevanju prikazana primerjava frekvenčnih odvisnosti varilnega toka, če bi lahko posamezno razsipano induktivnost povsem odpravili. Pri tem se je treba zavedati, da lahko na primer priključni kabel skrajšamo ali podaljšamo, s čimer vplivamo tako na upornost kot na induktivnost, kar lahko pomeni, da se časovna konstanta praktično ne spremeni. Vrednosti upornosti namreč določajo največjo vrednost varilnega toka pri najnižji frekvenci napajalne napetosti, tudi če bi vse razsipane induktivnosti bile enake nič. Razsipane induktivnosti pa povzročajo upadanje varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti. Če bi bile vrednosti induktivnosti nič, varilni tok ne bi bil frekvenčno odvisen.

Da bi potrdili navedena dejstva, je bila opravljena vrsta izračunov, katerih rezultati so prikazani na sliki 5.21. Na sliki 5.21 je prikazana primerjava odvisnosti maksimalnih efektivnih vrednosti varilnega toka v stacionarnem stanju od frekvence napajalne napetosti pri različnih odstranjenih razsipanih induktivnostih. Podane so štiri frekvenčne odvisnosti efektivnega varilnega toka I_w , kjer so vrednosti določene za frekvenčno območje od 1 kHz do 30 kHz v korakih po 1 kHz. Z zeleno barvo je prikazana karakteristika frekvenčne odvisnosti varilnega toka pri upoštevanju vseh parametrov veznega modela, zato je v legendi označena kot "izhodišče". Z modro barvo je prikazana karakteristika, če v veznem modelu ni upoštevan priključni kabel, s čimer sta njegova upornost R_c in razsipana induktivnost L_c enaki nič. V primerjavi z zeleno karakteristiko lahko opazimo, da se varilni tok poveča za približno 1 kA pri vseh frekvencah napajalne napetosti. Z rožnato barvo je prikazan primer brez upoštevanja razsipane induktivnosti primarnega navitja L_p . V primerjavi zelene in modre karakteristike je tok pri zanemaritvi L_p sicer večji, vendar manjši kot pri



Slika 5.21: Primerjava frekvenčne odvisnosti I_w z odstranjenimi induktivnostmi

zanemaritvi priključnega vodnika.

Pričakovano pa ima največji vpliv na povečanje varilnega toka pri višjih frekvencah napajalne napetosti zanemaritev razsipane induktivnosti obeh sekundarnih vej L_{s1} in L_{s2} , čeprav sta, absolutno gledano, najmanjši, kar je prikazano z rdečo karakteristiko. Razlika v primerjavi z zeleno karakteristiko je največja pri višjih frekvencah napajalne napetosti in znaša pri frekvenci 30 kHz približno 10 kA.

Kot je bilo omenjeno v uvodu, je smiselno povečati frekvenco napajalne napetosti do 10 kHz, saj se s tem presek železnega jedra že občutno zmanjša. Če opazujemo samo rdečo karakteristiko in primerjamo velikost varilnega toka pri omenjeni frekvenci 10 kHz in izhodiščni frekvenci 1 kHz, opazimo, da bi bil upad varilnega toka zaradi povišanja frekvence le približno 3,5 kA.

Sicer pa je treba upoštevati, da bi dejansko izdelan transformator za obratovalno frekvenco 10 kHz imel drugačne vrednosti parametrov od tistega, ki je bil načrtovan za 1 kHz, kar bi povzročilo spremembo potekov na sliki 5.21.

Prikazani primeri jasno kažejo, da lahko s spremembo konstrukcije varilnega transformatorja, predvsem povezav z izhodnim usmernikom, zmanjšamo negativni učinek L_{s1} in L_{s2} na zmanjšanje varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti.

Eden izmed analiziranih primerov, ki ni prikazan na sliki 5.21, je tudi zanemari- tev razsipane induktivnosti diodnega usmernika L_{s3} , po katerem teče skupni varilni tok obeh sekundarnih vej. Karakteristika odvisnosti varilnega toka od frekvence je namreč povsem enaka v obeh primerih, če zanemarimo ali pa upoštevamo razsipano induktivnost L_{s3} . To pa je v skladu z izpeljanim analitičnim nastavkom za T_{rise} (5.11), ki povzroča odvisnost varilnega toka od frekvence. Čas vzpona primarnega

5.6 Analiza vpliva spreminjanja vrednosti parametrov veznega modela na zmanjšanje varilnega toka

toka T_{rise} je odvisen od razsipanih induktivnosti kabla L_c , primarnega navitja L_p in obeh delov sekundarnega navitja L_{s1} , L_{s2} , ne pa od razsiperane induktivnosti dela diodnega usmernika po katerem teče skupni varilni tok L_{s3} in induktivnosti bremena L_w . S tem sta potrjeni druga in tretja hipoteza, podani na začetku doktorske disertacije, ki se glasita:

Hipoteza 2: Na zmanjšanje največje vrednosti varilnega toka pri višjih frekvencah vplivajo predvsem razsiperane induktivnosti primarnega in sekundarnega navitja transformatorja za UTV.

Hipoteza 3: Na zmanjšanje največje vrednosti varilnega toka pri višjih frekvencah ne vplivajo razsiperane induktivnosti delov diodnega usmernika, po katerih teče skupni varilni tok, in sama induktivnost bremena.

Seveda pa je treba upoštevati, da imata vpliv na velikost varilnega toka tudi induktivnosti L_{s3} in L_w , saj obe skupaj določata valovitost varilnega toka i_w . Brez sorazmerno velike induktivnosti bremena se enosmerni varilni tok sploh ne bi povečal iz začetne vrednosti nič do končne vrednosti, brez vmesnih upadov na vrednost nič. V takšnem primeru pa težko govorimo o stacionarnem stanju varilnega toka, zato nas takšno stanje ne zanima. Obe omenjeni induktivnosti imata vedno enak vpliv, ne glede na velikost frekvence napajalne napetosti, medtem ko druge razsiperane induktivnosti povzročajo frekvenčno odvisen vpliv na velikost efektivne vrednosti varilnega toka I_w v stacionarnem stanju.

Zmanjšanje razsipanih induktivnosti seveda ni edini način za doseganje manjšega zmanjševanja I_w z naraščanjem frekvence napajalne napetosti. Ena izmed možnosti za doseganje višjih vrednosti tokov pri višji frekvenci je paralelna vezava več transformatorjev z enakimi vrednostmi parametrov veznega modela, ki zato delujejo pri nižjih vrednostih varilnega toka. Že na sliki 5.3 je bilo možno opaziti, da je isti transformator pri nižjih prevajalnih razmerjih D in manjših varilnih tokih I_w precej manj frekvenčno odvisen kot pri večjih tokih. Pri manjših tokih je tudi čas vzpona T_{rise} manjši, kar omogoča doseganje višjih vrednosti tokov pri paralelni vezavi več transformatorjev, ki delujejo z manjšim tokom. Takšno paralelno povezovanje več transformatorjev manjših moči, ki obratujejo pri standardni nazivni frekvenci 1 kHz, je hkrati tudi standardna industrijska rešitev za doseganje večjih varilnih tokov, tudi prek 100 kA.

Tretja možna rešitev za doseganje višjih vrednosti varilnih tokov pri višjih frekvencah je zmanjšanje prestavnega razmerja in s tem povečanje sekundarne napetosti varilnega transformatorja. Običajno je glavni cilj zmanjšati težo varilnega transformatorja z uporabo višje frekvence napajalne napetosti, brez spreminjanja nazivnih vrednosti primarnih in sekundarnih napetosti ter tokov varilnega transformatorja.

Da bi lahko kompenzirali upad maksimalne vrednosti varilnega toka zaradi višje frekvence napajalne napetosti, bi morali izrazito povečati sekundarno napetost, kar pa ne bi bilo sprejemljivo z vidika tehnologije varjenja. V avtomobilski industriji isto karoserijo hkrati vari več robotov, zato lahko visoka sekundarna napetost povzroča negativne vplive med njimi. To je še posebej neugodno, če se kakovost vara ugotavlja na osnovi merjenja napetosti na samem varu. S tega vidika sta sprememba prestavnega razmerja in s tem višja sekundarna napetost eni izmed možnosti za posebne primere, vendar ne v analiziranem primeru varilnega transformatorja, ki se množično uporablja za varjenje avtomobilskih karoserij.

5.7 Predlagane spremembe konstrukcije transformatorja za zmanjšanje frekvenčne odvisnosti varilnega toka

V predhodnih poglavjih je bil obravnavan pojav upadanja varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti, kar je bilo potrjeno tako z meritvami kot z numeričnimi izračuni z MKE in izračuni s Simulinkom. Izpeljani so bili tudi analitični nastavki za izračun odvisnosti varilnega toka od frekvence napajalne napetosti ali kateregakoli drugega parametra veznega modela. S pomočjo analitičnih nastavkov je bila narejena analiza vpliva razsipanih induktivnosti na velikost varilnega toka pri različnih frekvencah napajalne napetosti, ki je pokazala, s spremembo katerega parametra lahko najbolj vplivamo na zmanjšanje učinka upadanja varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti.

V tem poglavju bodo predlagane nekatere spremembe konstrukcije varilnega transformatorja, ki lahko prispevajo k zmanjšanju razsipanih induktivnosti primarnega in sekundarnega navitja. Predlogi, ki bodo predstavljeni v nadaljevanju, so bili numerično preverjeni z MKE. Za ta namen je bilo pripravljenih šest različnih 2D-modelov varilnega transformatorja. Značilnost teh modelov je, da imajo povsem enake površine presekov primarnih in sekundarnih ovojev kot analizirani industrijski varilni transformator PSG6130 s slike 3.9, le da so vodniki drugačnih dimenzij, drugačna pa je tudi postavitev.

Vseh šest modelov je prikazanih na sliki 5.22, kjer je uporabljen enak sistem barvnega označevanja navitij kot pri osnovnem modelu na sliki 3.9. Tako je z zeleno barvo označen prvi ovoj in z vijolično barvo drugi ovoj sekundarnega navitja, z modro in rdečo barvo pa obe paralelno vezani veji primarnega navitja. Pri modelih 2 in 6 na sliki 5.22 je primarno navitje sestavljeno iz zelo tankih in širokih vodnikov, ki so postavljeni vzporedno k sekundarnim ovojem, kar na sliki ni natančno prikazano. Poleg tega pri vseh šestih modelih ni upoštevano vodno hlajenje, ki je pri osnovnem

5.7 Predlagane spremembe konstrukcije transformatorja za zmanjšanje frekvenčne odvisnosti varilnega toka

modelu izvedeno z luknjami v sekundarnih ovojih, imajo pa enako površino bakra. Vodno hlajenje bi bilo pri modelih od 1 do 6 na sliki 5.22 izvedeno na drugačen način, kar na sliki ni prikazano.

Osnovni namen modela 1 je zmanjšanje vpliva kožnega in sosedstvenega pojava s pomočjo delitve sekundarnih ovojev obravnavanega industrijskega transformatorja PSG6130 s slike 3.9, ki na sliki 5.22 ni prikazan. Na ta način prostorsko razporedimo tok sekundarnih ovojev in hkrati zmanjšamo vpliv kožnega in sosedstvenega pojava.

Na podoben način je postavljeno sekundarno navitje pri modelu 2, kjer so tudi primarni ovoji tanjši in vzporedni s sekundarnim ovojem za zmanjšanje izriva toka.

Tudi model 3 ima podobno razdelitev ovojev sekundarnega navitja, le da ima presek primarne žice enako širino in višino.

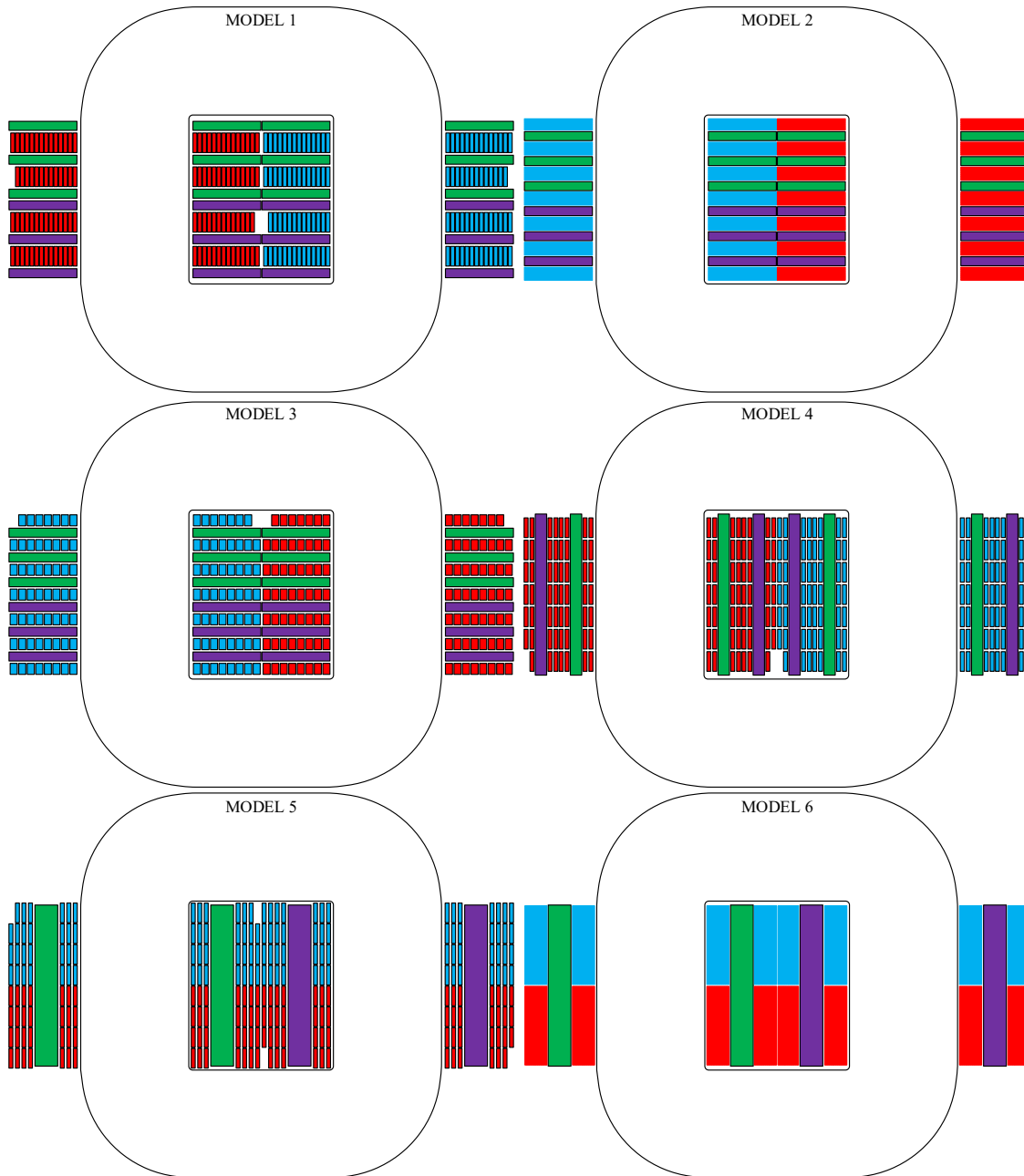
Pri modelu 4 sta ovoja sekundarnega navitja ovita okrog jedra v obliki tulca, primarno navitje pa ima podobno višino in širino preseka vodnika kot obstoječi industrijski transformator za UTV.

Model 5 ima ovoja sekundarnega navitja v enem delu in je zato en ovoj v celoti ovit samo okrog enega stebra železnega jedra, medtem ko je bil v vseh predhodnih modelih en ovoj hkrati ovit okrog obeh stebrov. Posledično je tudi posamezna veja primarnega navitja ovita okrog obeh stebrov in ne samo enega, kot je bilo predhodno. V nasprotnem primeru posamezno primarno navitje ne bi bilo enakomerno obremenjeno zaradi neizenačenih magnetnih napetosti med primarnim in sekundarnim navitjem.

Model 6 ima povsem enako izvedbo ovoja sekundarnega navitja kot model 5, s tem da je primarno navitje sestavljeno iz tankih in širokih vodnikov, podobno kot pri modelu 2, ki pa so postavljeni vzporedno k ovojema sekundarnega navitja transformatorja.

Zaradi povsem enakih vrednosti površin prereзов primarnih in sekundarnih ovojev ter globine železnega jedra so upornosti navitij pri vseh modelih povsem enake kot pri obstoječem industrijskem transformatorju. S spremembo geometrije navitij pa se spremenijo tudi razsipane induktivnosti. Prav tako so pri izračunih z MKE s spremenjenimi 2D-geometrijami varilnega transformatorja ostali povsem enaki tudi preostalo vezje sistema za UTV in vrednosti pripadajočih parametrov. Zaradi tega lahko upravičeno pričakujemo, da lahko na spremembo frekvenčne odvisnosti varilnega toka vplivajo predvsem spremenjene vrednosti razsipanih induktivnosti primarnega in sekundarnega navitja transformatorja. Ob tem pa se je treba zavedati, da bi lahko bile pri predlaganih izvedbah modelov od 1 do 6 izvedbe povezav z diodnim usmernikom nekoliko drugačne, kar bi povzročilo spremembo vrednosti razsipanih induktivnosti, katerih del je zajet v veznem modelu pri izračunih z MKE.

S pomočjo numeričnih izračunov z MKE so bili opravljeni izračuni za vseh šest novih modelov 2D-geometrij varilnih transformatorjev pri maksimalnem prevajal-



Slika 5.22: Šest različnih primerov izvedb navitij varilnega transformatorja

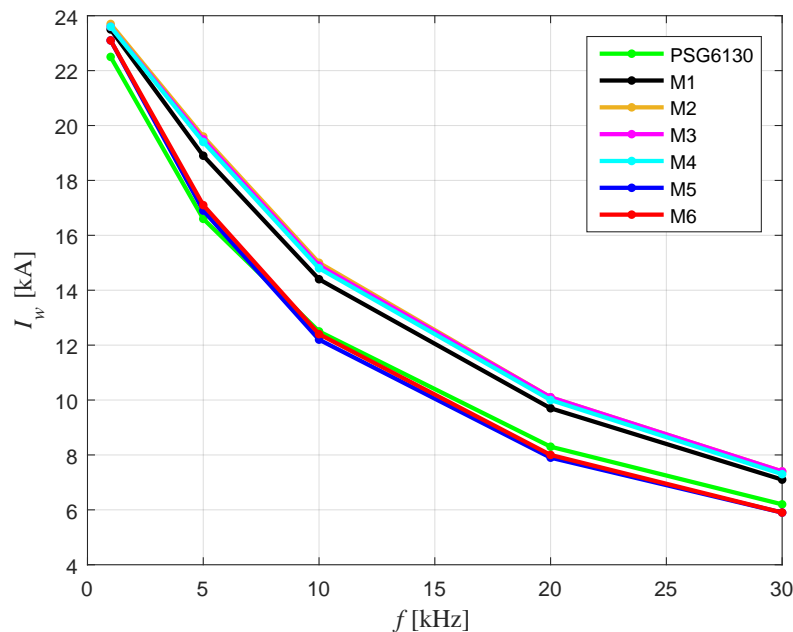
nem razmerju $D = 0,9$. Rezultati so prikazani na sliki 5.23, pri čemer je na sliki z zeleno barvo prikazana frekvenčna odvisnost varilnega toka obstoječega industrijskega transformatorja PSG6130, ki predstavlja osnovo za primerjavo z drugimi šestimi modeli s spremenjeno topologijo navitij.

Iz primerjave potekov varilnega toka v odvisnosti od frekvence lahko razberemo, da imata zelo podobno frekvenčno odvisnost varilnega toka kot obstoječi industrijski transformator tudi modela 5 in 6, katerih karakteristika je prikazana z modro in rdečo barvo. Obema modeloma je skupno, da je posamezni sekundarni ovoj v celoti ovit samo okrog enega stebra. Čeprav imata oba modela povsem enaka ovoja

5.7 Predlagane spremembe konstrukcije transformatorja za zmanjšanje frekvenčne odvisnosti varilnega toka

sekundarnega navitja, spremenjeno primarno navitje vseeno bistveno ne vpliva na frekvenčno odvisnost varilnega toka.

Nasprotno pa imajo predlogi drugih modelov od 1 do 4 podobne poteke in dosegaajo skoraj na celotnem analiziranem frekvenčnem območju za približno 2 kA višji varilni tok kot modela 5 in 6 ter izhodiščni model PSG6130.



Slika 5.23: Primerjava I_w v odvisnosti od f šestih različnih modelov varilnega transformatorja pri $D = 0,9$

Glede na rezultate frekvenčne odvisnosti varilnega toka s slike 5.23 in opravljenih analiz vpliva vrednosti parametrov veznega modela na varilni tok lahko podamo določene predloge sprememb konstrukcije varilnega transformatorja PSG6130. V skladu z rezultati na sliki 5.21 lahko s skrajšanjem napajalnega kabla med frekvenčnim pretvornikom in varilnim transformatorjem ali z zmanjšanjem razsipane induktivnosti primarnega navitja nekoliko povečamo varilni tok. Pri višjih frekvencah pa lahko varilni tok najbolj povečamo z zmanjšanjem razsipanih induktivnosti vej sekundarnega navitja in povezav do diod. Rekonstrukcija obstoječega diodnega usmernika PSG6130 in s tem skrajšanje povezav med ovojema in diodama je torej ključnega pomena za doseganje večjega varilnega toka.

Na osnovi šestih novih modelov z drugačno razporeditvijo navitij transformatorja smo pokazali, da lahko s spremembo obstoječega transformatorja dosežemo nekoliko višji varilni tok pri različnih frekvencah napajalne napetosti. Pri tem se izkaže, da imajo različne razporeditve navitij zelo podoben vpliv na velikost varilnega toka, zato lahko izbiro izvedbe navitja prilagodimo preprostejši in cenejši izvedbi. Spremenjeno navitje seveda zahteva drugačno izvedbo vodnega hlajenja in diodni usmernik.

Poglavje 5. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka

Predlog ustrezne izvedbe omenjenih povezav z izhodnim usmernikom z vključnim vodnim hlajenjem je v fazi patentne prijave in v doktorski disertaciji ni predstavljen.

Na osnovi narejenih analiz predlaganih sprememb konstrukcije varilnega transformatorja je potrjena četrta hipoteza iz uvoda disertacije, ki se glasi:

Hipoteza 4: S spremembo konstrukcije sekundarnega navitja varilnega transformatorja in diodnega usmernika lahko zmanjšamo vpliv napajalne frekvence na največjo vrednost varilnega toka.

Poglavje 6

Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na joulske izgube

V predhodnem poglavju je bil analiziran vpliv frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka. Višja frekvenca napajalne napetosti pa povzroči tudi povečanje izgub varilnega transformatorja, frekvenčnega pretvornika in diodnega usmernika. Zaradi višanja frekvence napajalne napetosti se v masivnih bakrenih vodnikih pojavita vpliva kožnega in sosedstvenega pojava, ki povzročata neenakomerno razporeditev toka po preseku vodnika, s čimer se povečajo joulske izgube. Zaradi poudarka analize na varilnem transformatorju se preklopne izgube pretvornika niso posebej analizirale [59]. Izgube na diodah izhodnega usmernika so bile določene z meritvijo napetosti in toka obeh diod, pri izračunih pa z upoštevanjem izmerjene karakteristike diod.

Izgube pretvornika z naraščanjem frekvence napajalne napetosti sicer naraščajo, vendar so te izgube bistveno manjše od izgub v varilnem transformatorju in izhodnem diodnem usmerniku, ki se prav tako povečujejo z naraščanjem frekvence napajalne napetosti. Z napredkom komponent močnostne elektronike se izboljšujejo tudi izkoristki frekvenčnih pretvornikov, ki lahko obratujejo celo s preklopnimi frekvencami nad 1 MHz. Kot je že bilo omenjeno pri opisu frekvenčnega pretvornika, obstajajo možnosti zmanjšanja preklopnih izgub s pomočjo dodatnih elementov, ki omogočajo preklapljanje pri napetosti ali toku z vrednostjo nič, kar omogoča brezizgubno preklapljanje tranzistorjev. Vendar pa v primeru varilnih transformatorjev velikih moči nastopajo zelo veliki toki, ki povzročajo velike joulske izgube, zato ni smiselno dodajati dodatnih elementov v obliki realnih tuljav in kondenzatorjev, ki bi samo še dodatno povečali že tako velike joulske izgube.

Prav tako se razvijajo tudi diodni usmerniki, kjer se namesto diod z velikimi izgubami uporabljajo tranzistorji, ki omogočajo prevajanje velikih tokov pri zelo malih upornostih. Tako imenovani sinhroni usmerniki se že uporabljajo v sistemih za manjše moči, tudi varilnih, ki lahko obratujejo pri zelo visokih frekvencah napajalne

napetosti z velikim izkoristkom. Pri varilnih sistemih za večje moči so frekvence seveda manjše, vendar kljub temu dosegaajo 20 kHz.

V naslednjih štirih podpoglavjih so najprej predstavljeni rezultati meritev na obravnavanem industrijskem varilnem transformatorju PSG6130. Nato so predstavljeni rezultati numeričnih izračunov z MKE, ki zajema 2D-geometrijo modela obravnavanega transformatorja s slike 3.9 ter upošteva vpliv kožnega in sosedstvenega pojava. V tretjem podpoglavju je razloženo, kako lahko razdelimo skupne izgube na stacionarne in dinamične ter kako velikost frekvence napajalne napetosti vpliva na njun delež. V zadnjem, četrtem podpoglavju so podani rezultati izgub šestih modelov varilnih transformatorjev s slike 5.22. Na osnovi dobljenih rezultatov lahko podamo predloge za spremembo konstrukcije obstoječega industrijskega varilnega transformatorja, ki omogočajo zmanjšanje jouskih izgub pri višjih frekvencah napajalne napetosti.

6.1 Analiza merilnih rezultatov

Na laboratorijskem sistemu za UTV, ki je sestavljen iz opisanega industrijskega varilnega transformatorja PSG6130 in laboratorijskega frekvenčnega pretvornika, so bile opravljene meritve napetosti in tokov primarnega in sekundarnega navitja varilnega transformatorja. S pomočjo izmerjenih vrednosti primarne, sekundarne in bremenske napetosti ter pripadajočih tokov lahko izračunamo razliko med vhodno in izhodno močjo varilnega transformatorja z izhodnim diodnim usmernikom. Razlika obeh moči nam da moč izgub, ki tudi določa izkoristek naprave.

Na osnovi izmerjenih trenutnih vrednosti napetosti in tokov na vhodu in izhodu varilnega transformatorja so bile izračunane efektivne vrednosti tokov in napetosti ter s pomočjo ortogonalnih razstavitev [60] tudi navidezna, delovna in jalova moč. Zaradi velike induktivnosti bremena na sekundarju, ki poganja tok prek obeh ovojev sekundarnega navitja tudi takrat, ko je $i_p = 0$, je jalova moč zelo odvisna od prevajalnega razmerja in ne samo od velikosti induktivnosti. Za analizo frekvenčne odvisnosti izkoristka varilnega transformatorja z diodnim usmernikom je najpomembnejša delovna moč, ki bo obravnavana v nadaljevanju.

V tabeli 6.1 so podani rezultati izmerjenih efektivnih vrednosti varilnega toka I_w pri različnih prevajalnih razmerjih D in frekvencah f . Ti rezultati meritev so že bili grafično predstavljeni na sliki 5.3, zato jih ni treba posebej komentirati. Večje kot je prevajalno razmerje D , večja je efektivna vrednost varilnega toka, ki pa upada z naraščanjem frekvence napajalne napetosti. Upadanje varilnega toka z naraščanjem frekvence napajalne napetosti je večje pri večjih tokih in večjih prevajalnih razmerjih. Na osnovi izmerjenega toka in napetosti na primarnem navitju je bila izračunana vhodna delovna moč varilnega transformatorja, ki zato ne upošteva izgub

Tabela 6.1: Izmerjene efektivne vrednosti varilnega toka I_w

I_w [kA]		D [%]							
		20	30	40	50	60	70	80	90
f [kHz]	1	3,62	6,55	9,42	12,23	14,91	17,52	19,95	22,23
	2	3,57	6,27	8,96	11,55	14,03	16,39	18,57	20,48
	3	3,49	5,96	8,46	10,84	13,12	15,25	17,27	18,87
	4	3,25	5,65	8,02	10,29	12,43	14,42	16,26	17,35
	5	3,13	5,44	7,68	9,86	11,86	13,73	15,45	16,22
	10	2,94	4,73	6,55	8,28	9,90	11,37	12,36	12,40

na dovodnem kablu.

Vrednosti vhodne moči so prikazane v tabeli 6.2. Z naraščanjem varilnega toka narašča tudi dovedena delovna moč varilnemu transformatorju P_p . Hkrati z naraščanjem varilnega toka pa se je zaradi sesedanja napetosti enosmernega vodila U_{dc} nižala napetost primarnega navitja u_p .

Tabela 6.2: Vrednosti vhodne delovne moči P_p na sponkah primarnega navitja

P_p [kW]		D [%]							
		20	30	40	50	60	70	80	90
f [kHz]	1	7,50	19,69	36,99	59,00	84,99	114,65	147,30	181,60
	2	7,40	18,52	34,34	54,25	77,62	104,13	133,14	162,03
	3	7,15	17,17	31,54	49,48	70,62	94,16	119,80	143,17
	4	6,66	16,10	29,28	45,87	65,10	86,31	109,45	126,01
	5	6,49	15,39	27,59	43,07	60,73	80,35	101,41	112,77
	10	6,31	12,84	22,04	33,33	46,19	60,36	72,28	74,29

Na podlagi izmerjene napetosti in toka bremena se je izračunala tudi izhodna delovna moč varilnega transformatorja P_w na izhodu izhodnega diodnega usmernika. Vrednosti so prikazane v tabeli 6.3, razlika med P_p in P_w pa določa izgube na varilnem transformatorju in izhodnem diodnem usmerniku.

Tabela 6.3: Vrednosti izhodne delovne moči P_w na bremenu

P_w [kW]		D [%]							
		20	30	40	50	60	70	80	90
f [kHz]	1	3,07	9,90	20,16	33,38	49,01	66,71	85,74	105,24
	2	2,79	8,81	17,82	29,36	42,89	57,96	74,06	89,31
	3	2,59	7,89	15,87	25,95	37,73	50,65	64,46	76,33
	4	2,21	7,03	14,23	23,36	33,95	45,27	57,21	65,41
	5	1,99	6,47	12,98	21,35	30,79	41,04	51,75	57,08
	10	1,39	4,27	8,82	14,47	20,78	27,72	33,06	33,77

Kot je bilo omenjeno, izgube na dovodnem kablu niso zajete, saj nas zanima le varilni transformator z izhodnim diodnim usmernikom, ki ga lahko spreminjamo in s tem zmanjšamo negativne vplive višanja frekvence napajalne napetosti na jouske

Poglavje 6. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na joulske izgube

izgube. Dovodni kabel namreč ostane enak, četudi zamenjamo varilni transformator ali breme.

Izkoristek varilnega transformatorja izračunamo kot kvocient oddane in prejete delovne moči s (6.1).

$$\eta = \frac{P_w}{P_p} 100 \% \quad (6.1)$$

Iz tabele 6.4 je razvidno, da je izkoristek varilnega transformatorja z diodnim usmernikom relativno nizek in ne dosega niti 60 %. Izkoristek narašča z naraščanjem prevajalnega razmerja in s tem z velikostjo varilnega toka. Tako vidimo, da je pri frekvenci napajalne napetosti 1 kHz in prevajalnem razmerju $D = 20\%$ izkoristek približno 17 % nižji kot pri $D = 90\%$. Razlog za to je velik varilni tok, ki teče tudi takrat, ko je primarni tok enak nič. Pri velikem prevajalnem razmerju večino časa tok teče iz frekvenčnega pretvornika prek transformatorja in izhodnega diodnega usmernika v breme in mu tako dovaja moč. Pri nizkih prevajalnih razmerjih je tok primarnega navitja transformatorja večino časa nič, v tem času pa se relativno velik varilni tok zaključuje prek ovojev sekundarnega navitja transformatorja in izhodnega diodnega usmernika, kar zgolj povečuje izgube in zmanjšuje izkoristek naprave.

Tabela 6.4: Vrednosti izkoristka η varilnega transformatorja z diodnim usmernikom

η [%]		D [%]							
		20	30	40	50	60	70	80	90
f [kHz]	1	40,93	50,29	54,50	56,57	57,63	58,14	58,15	57,87
	2	37,71	47,54	51,88	54,11	55,22	55,61	55,54	55,01
	3	36,08	45,92	50,29	52,42	53,40	53,74	53,73	53,20
	4	33,07	43,63	48,58	50,91	52,11	52,39	52,18	51,79
	5	30,55	41,96	47,00	49,54	50,66	51,02	50,95	50,50
	10	21,21	33,09	39,87	43,21	44,89	45,86	45,66	45,37

Čeprav se z naraščanjem frekvence napajalne napetosti zmanjšuje varilni tok, se izgube zmanjšujejo počasneje kot tok. Joulske izgube transformatorja so odvisne od kvadrata toka I_w , če upoštevamo fiksno nadomestno upornost transformatorja, ki je enaka samo pri isti vrednosti prevajalnega razmerja D . Z upadanjem varilnega toka pri naraščanju frekvence napajalne napetosti bi zato morale izgube transformatorja padati še hitreje, vendar se to ne zgodi. Izgube se namreč z naraščanjem frekvence napajalne napetosti povečujejo zaradi kožnega in sosedstvenega pojava.

V naslednjem podpoglavju bodo podani še rezultati izračunov z MKE. Nato pa bodo z MKE izračunane vrednosti izgub, razdeljene na stacionarne in dinamične izgube. Analiza njunega razmerja bo jasno pokazala vpliv dodatnih izgub zaradi izriva toka pri višjih frekvencah napajalne napetosti.

6.2 Analiza rezultatov numeričnih izračunov z MKE

Na podlagi MKE so bili izvedeni numerični izračuni napetosti in tokov varilnega transformatorja pri prevajalnih razmerjih od $D = 30\%$ do $D = 90\%$ v korakih po 20% ter pri frekvencah napajalne napetosti od 1 kHz do 5 kHz v korakih po 1 kHz , dodatno pa še pri treh višjih frekvencah: 10 kHz , 20 kHz in 30 kHz . Dobljene vrednosti rezultatov izračunov so bile primerjane z vrednostmi meritev iz predhodnega podpoglavja, saj smo želeli preveriti ujemanje izračunov z izmerjenimi vrednostmi na varilnem transformatorju.

V tabeli 6.5 je prikazana primerjava izračunanih in izmerjenih efektivnih vrednosti varilnega toka I_w . Izračuni so bili izvedeni tudi pri višji frekvenci od 10 kHz , kjer meritve niso bile opravljene. Čeprav se je pri izračunih upoštevala konstantna vrednost napetosti enosmernega vodila U_{dc} , ki se v realnosti močno sesede pri večjih obremenitvah, je ujemanje vrednosti izračunanih tokov z izmerjenimi pri nizkih frekvencah napajalne napetosti presenetljivo dobro. To velja pri vseh vrednostih prevajalnega razmerja D . Ker so bile pri izračunih z MKE uporabljene nekoliko večje vrednosti razispane induktivnosti obeh vej sekundarnega navitja transformatorja, se to pozna na manjših vrednostih varilnega toka pri višjih frekvencah napajalne napetosti. To je razvidno tudi iz tabele 6.5, saj z naraščanjem frekvence napajalne napetosti varilni tok hitreje upada pri izračunih z MKE kot pa pri meritvah.

Tabela 6.5: Primerjave I_w med izračuni z MKE in meritvami

I_w [kA]		MKE				Meritev			
		D [%]				D [%]			
		30	50	70	90	30	50	70	90
f [kHz]	1	6,31	11,93	17,38	22,52	6,55	12,23	17,52	22,23
	2	5,94	11,16	16,18	20,82	6,27	11,55	16,39	20,48
	3	5,62	10,54	15,23	19,37	5,96	10,84	15,25	18,87
	4	5,35	10,01	14,44	17,87	5,65	10,29	14,42	17,35
	5	5,10	9,53	13,72	16,57	5,44	9,86	13,73	16,22
	10	3,98	7,57	11,05	12,51	4,73	8,28	11,37	12,40
	20	2,92	5,52	8,00	8,29				
	30	2,29	4,33	6,09	6,17				

Najprej je v tabeli 6.6 prikazana primerjava izkoristkov med izračuni in meritvami. Primerjava kaže, da so razlike dokaj male pri frekvencah napajalne napetosti do 5 kHz in znašajo le nekaj odstotkov. Pri še višji frekvenci, to je pri 10 kHz , pa so razlike že večje in znašajo 4% . Z nadaljnjim višanjem frekvence napajalne napetosti pri meritvah bi se razlike verjetno še povečale. To je povsem pričakovano, saj je, kot je bilo omenjeno v poglavju opisa izračunov z MKE, v 2D-modelu upoštevan samo transformator, ne pa diodni usmernik s povezavami.

Z višanjem frekvence napajalne napetosti se povečajo izgube tudi v povezavah

Poglavje 6. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na joulske izgube

in diodah usmernika, po katerih teče tok posamezne sekundarne veje i_{s1} in i_{s2} . V modelu so ti deli usmernika upoštevani v obliki fiksne vrednosti upornosti, čeprav se v realnosti v teh delih pojavlja sorazmerno velik izriv toka, saj gre za zelo masivne in dobro prevodne bakrene dele izhodnega diodnega usmernika.

Prav tako se z višanjem frekvence napajalne napetosti povečajo izgube na diodah, kar v izračunih ni bilo posebej upoštevano, saj so bile izgube diod frekvenčno neodvisne. Glede na vse omenjene razlike med modelom in dejanskim varilnim transformatorjem so razlike izkoristkov v tabeli 6.6 povsem pričakovane. Upravičeno lahko torej sklepamo, da izračuni z MKE z vidika izračunanih izgub in izkoristkov zelo dobro opisujejo dogajanja v dejanskem varilnem transformatorju.

Tabela 6.6: Primerjava izkoristkov η med izračuni z MKE in meritvami

η [%]		MKE				Meritev			
		D [%]				D [%]			
		30	50	70	90	30	50	70	90
f [kHz]	1	47,4	54,4	57,0	57,8	50,29	56,57	58,14	57,87
	2	46,1	52,9	55,3	55,8	47,54	54,11	55,61	55,01
	3	45,0	51,7	54,0	54,4	45,92	52,42	53,74	53,20
	4	44,0	50,8	53,0	53,3	43,63	50,91	52,39	51,79
	5	43,2	49,9	52,1	52,4	41,96	49,54	51,02	50,50
	10	38,9	46,1	48,6	49,0	33,09	43,21	45,86	45,37
	20	33,5	41,0	43,6	43,8				
	30	29,5	37,0	39,5	39,8				

Na osnovi vrednosti izračunanih tokov primarnega in sekundarnega navitja varilnega transformatorja z MKE, ki ne vsebujejo visokofrekvenčnih motenj, lahko zelo točno izračunamo efektivno prevajalno razmerje D_e , ki je vedno manjše od nastavljenega prevajalnega razmerja D , razlika med obema pa določa izgubo prevajalnega razmerja D_l . Razlika med njima je čas vzpona primarnega toka T_{rise} , ki v bistvu določa efektivno vrednost prevajalnega razmerja, kot je bilo analitično izpeljano v predhodnih poglavjih. Na osnovi izračuna časa dejanskega naraščanja varilnega toka T_w v času ene polperiode napajalne napetosti lahko izračunamo efektivno prevajalno razmerje D_e .

Vrednosti D_e so prikazane v tabeli 6.7. Iz rezultatov je razvidno, da je efektivno prevajalno razmerje D_e najbližje nastavljeni vrednosti D v primeru nizke frekvence napajalne napetosti 1 kHz in male vrednosti D , saj je takrat varilni tok najmanjši. Ne glede na velikost prevajalnega razmerja D pa z naraščanjem frekvence f vrednost efektivnega prevajalnega razmerja D_e vedno upada tem bolj, večje kot je prevajalno razmerje D in s tem varilni tok. Tako lahko iz rezultatov razberemo, da je pri frekvenci napajalne napetosti 30 kHz efektivna vrednost prevajalnega razmerja D_e za 37 % nižja od nastavljene vrednosti $D = 30$ %, medtem ko je pri $D = 90$ % kar za 60 % nižja.

Tabela 6.7: Vrednosti efektivnih prevajalnih razmerij D_e , dobljenih z MKE

D_e [%]		MKE			
		D [%]			
		30	50	70	90
f [kHz]	1	28,92	47,80	66,60	85,14
	2	27,90	45,79	63,55	80,83
	3	26,99	44,03	60,88	76,54
	4	26,17	42,44	58,51	71,57
	5	25,43	41,02	56,36	67,31
	10	22,94	35,94	48,35	52,80
	20	19,77	29,87	39,30	39,81
	30	18,03	26,57	34,82	33,90

Prednost izračunov z MKE v primerjavi z meritvami je možnost določitve izgub vsakega posameznega elementa veznega modela varilnega transformatorja z izhodnim diodnim usmernikom. Z meritvami namreč ne moremo ločeno določiti niti izgub posebej za primarno in sekundarno navitje varilnega transformatorja.

V tabeli 6.8 so zbrane vrednosti izgub za posamezne elemente, ki skupaj določajo izgube varilnega transformatorja z izhodnim usmernikom. V tabeli so moči izgub razdeljene na izgube navitij iz 2D-modela, kjer so ločeno podane izgube v primarnem in sekundarnem navitju transformatorja. Prav tako so ločeno podane izgube posameznih delov povezav diodnega usmernika, kamor spadajo izgube na upornostih R_{s1} , R_{s2} in R_{s3} . Pri tem je treba opozoriti, da vrednosti R_{s1} in R_{s2} nimata enakih vrednosti, kot sta podani v tabeli vrednosti parametrov veznega modela. Upoštevati je bilo treba, da je del teh dveh upornosti že zajet v 2D-geometriji modela in zato tudi pri izgubah sekundarnih navitij. V tabeli so prav tako ločeno podane izgube na obeh diodah D_1 in D_2 izhodnega usmernika. V predzadnjem stolpcu tabele 6.8 so podane skupne izgube, ki so vsota vseh predhodno omenjenih izgub posameznih delov transformatorja in diodnega usmernika ter so bile uporabljene za izračun izkoristka. V zadnjem stolpcu tabele so podane še moči na bremenu, ki predstavljajo koristno moč in so bile prav tako uporabljene pri izračunu izkoristka.

Iz primerjave vrednosti izgub v navitjih, izračunanih iz 2D-modelov transformatorja, kjer so zajeti vplivi izriva toka, lahko razberemo, da so izgube večje pri večjem prevajalnem razmerju D , saj je s tem tudi varilni tok večji, kar je povsem razumljivo. Dejstvo pa je, da z naraščanjem frekvence napajalne napetosti upada varilni tok, izgube pa kljub temu naraščajo, kar je posledica vpliva kožnega in sosedstvenega pojava. Pri višjih vrednostih frekvence napajalne napetosti pa ta vpliv znižanja varilnega toka prevlada, zato kljub višji frekvenci začnejo izgube upadati.

Če primerjamo izgube v primarnem in sekundarnem navitju transformatorja, so te večje pri nižjih vrednostih prevajalnega razmerja D , kar je tudi povsem razumljivo. Skozi ovoja sekundarnega navitja namreč teče tok v času celotne periode

Poglavje 6. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na jouske izgube

Tabela 6.8: Vrednosti moči izgub in bremena, dobljenih z izračuni z MKE

f [kHz]	D [%]	Moč izgub [kW]								Skupno P_{tr}	Breme [kW] P_w
		navitij iz 2D-modela		povezav usmernika			usmerniških diod				
		$P_{cu,p}$	$P_{cu,s}$	P_{Rs1}	P_{Rs2}	P_{Rs3}	P_{Ds1}	P_{Ds2}			
1	30	0,28	0,57	0,14	0,21	2,24	3,11	3,11	9,75	8,78	
	50	1,31	2,30	0,58	0,85	8,00	6,55	6,54	26,29	31,40	
	70	3,45	5,47	1,39	2,03	16,98	10,35	10,33	50,24	66,62	
	90	7,29	10,46	2,61	3,81	28,51	14,38	14,36	81,72	111,88	
2	30	0,34	0,57	0,12	0,18	1,98	2,90	2,90	9,10	7,77	
	50	1,58	2,34	0,50	0,74	7,00	6,06	6,06	24,45	27,48	
	70	4,18	5,63	1,20	1,75	14,72	9,50	9,50	46,71	57,75	
	90	8,76	10,83	2,21	3,22	24,36	13,06	13,05	75,78	95,57	
3	30	0,36	0,56	0,11	0,16	1,78	2,73	2,73	8,54	6,98	
	50	1,68	2,30	0,45	0,66	6,24	5,67	5,67	22,85	24,50	
	70	4,42	5,55	1,06	1,54	13,04	8,85	8,84	43,54	51,18	
	90	9,03	10,50	1,89	2,76	21,09	11,96	11,94	69,48	82,77	
4	30	0,37	0,54	0,10	0,15	1,61	2,58	2,58	8,03	6,32	
	50	1,69	2,22	0,40	0,59	5,63	5,34	5,34	21,39	22,10	
	70	4,48	5,40	0,94	1,38	11,71	8,29	8,30	40,75	45,96	
	90	8,41	9,52	1,58	2,30	17,95	10,84	10,81	61,72	70,45	
5	30	0,37	0,52	0,09	0,13	1,46	2,44	2,44	7,55	5,74	
	50	1,70	2,14	0,36	0,53	5,11	5,05	5,05	20,11	20,04	
	70	4,43	5,18	0,85	1,24	10,58	7,81	7,80	38,14	41,52	
	90	7,73	8,59	1,33	1,95	15,43	9,84	9,86	55,04	60,56	
10	30	0,30	0,38	0,06	0,08	0,89	1,85	1,85	5,51	3,50	
	50	1,41	1,64	0,23	0,33	3,22	3,87	3,87	14,76	12,64	
	70	3,78	4,12	0,54	0,79	6,86	6,06	6,06	28,46	26,90	
	90	5,35	5,68	0,72	1,05	8,79	7,05	7,03	35,96	34,51	
20	30	0,21	0,25	0,03	0,04	0,48	1,30	1,30	3,72	1,87	
	50	0,99	1,09	0,12	0,17	1,71	2,70	2,70	9,68	6,72	
	70	2,63	2,73	0,28	0,40	3,60	4,18	4,17	18,26	14,13	
	90	2,89	2,98	0,30	0,44	3,86	4,35	4,35	19,45	15,15	
30	30	0,15	0,18	0,02	0,03	0,29	0,99	0,99	2,76	1,16	
	50	0,72	0,78	0,07	0,11	1,05	2,05	2,05	7,03	4,13	
	70	1,82	1,86	0,16	0,23	2,08	3,05	3,05	12,52	8,17	
	90	1,84	1,89	0,16	0,24	2,14	3,08	3,10	12,73	8,40	

napajalne napetosti, medtem ko je primarni tok vmes tudi nič in zato ne povzroča izgub. Pri zelo nizkih prevajalnih razmerjih D so zato izgube v primarnem navitju lahko več kot pol manjše od izgub v sekundarnem navitju transformatorja, saj tok teče zelo kratek čas. Z naraščanjem prevajalnega razmerja se razmerje izgub med primarnim in sekundarnim navitjem transformatorja zmanjšuje. Kljub temu lahko opazimo, da so izgube v sekundarnem navitju nekoliko večje kot v primarnem navitju pri nižjih frekvencah napajalne napetosti, vendar se z višanjem frekvence precej izenačijo. Iz tega lahko zaključimo, da se z višanjem frekvence napajalne napetosti izgube bolj povečajo v primarnem kot pa v sekundarnem navitju varilnega

transformatorja.

Moči izgub na upornostih povezav usmernika so določene iz RI^2 , zato niso frekvenčno odvisne. Zaradi tega ni potrebna posebna razlaga. Treba je le opozoriti na to, da se izgube posamezne sekundarne veje večajo z večanjem prevajalnega razmerja. To je posledica dejstva, da posamezna veja prevaja celotni varilni tok samo v času naraščanja varilnega toka T_w , v preostalem času polperiode napajalne napetosti pa varilni tok prevajata obe sekundarni veji, zato vsaka prevzame polovico varilnega toka, razen v prehodnem obdobju T_{rise} in T_{fall} . Pri večjih vrednostih prevajalnega razmerja D so izgube tem večje, več časa kot mora posamezna veja prevajati celotni varilni tok in ne samo polovico.

Iz pregleda vrednosti moči izgub je tudi razvidno, da so izgube na upornosti R_{s3} približno tako velike, kot znaša vsota izgub na vseh drugih upornostih navitij in povezav skupaj. Povezava izhodnega usmernika z upornostjo R_{s3} je namreč edina, ki ves čas prevaja celotni varilni tok i_w . Omenjeno velja predvsem pri nižjih frekvencah.

Moč izgub na obeh usmerniških diodah je enaka zaradi uporabe enakih karakteristik. Zaradi znane nelinearne oblike karakteristike diode, ki jo lahko ponazorimo z zaporedno vezavo napetostnega vira in upornosti, se padec napetosti na diodi povečuje počasneje od naraščanja toka skozi diodo. Posledično se nadomestna upornost v delovni točki diode zmanjšuje z višanjem toka skozi diodo, zato moč izgub na enoto toka upada.

V zadnjih dveh obravnavanih stolpcih v tabeli 6.8 so podane vrednosti moči celotnih izgub varilnega transformatorja z diodnim usmernikom in moči na bremenu. Moč na bremenu je moč na upornosti R_w v veznem modelu in je izračunana kot $P_w = R_w I_w^2$.

Izkoristek varilnega transformatorja, katerega vrednosti so bile podane v tabeli 6.6, je določen iz moči izgub in moči na bremenu. Iz primerjave moči izgub in moči na bremenu lahko ugotovimo enako, kot je že bilo podano pri razlagi izkoristkov. Pri nižjih frekvencah napajalne napetosti, vse do 5 kHz, velja, da je moč izgub varilnega transformatorja večja od moči na bremenu pri manjših vrednostih prevajalnega razmerja D . Z višanjem D pa so moči izgub manjše od moči na bremenu, zato je tudi izkoristek varilnega transformatorja večji. Pri frekvencah napajalne napetosti nad 5 kHz pa so moči izgub varilnega transformatorja vedno večje od moči na bremenu, ne glede na velikost prevajalnega razmerja D , zato je tudi izkoristek vedno manjši od 50 %.

6.3 Razdelitev izgub na stacionarne in dinamične

V dveh predhodnih podpoglavjih sta bili predstavljeni analizi joulskih izgub v navitjih transformatorja, s tem da so bile izgube izmerjene ali izračunane z MKE.

Poglavje 6. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na jouske izgube

Obravnavane izgube so torej v obeh primerih vsebovale tudi prispevek, ki je bil posledica kožnega in sosedstvenega pojava. V okviru tega podpoglavja bo pojasnjena razdelitev jouskih izgub na tako imenovane stacionarne in dinamične izgube, ki jo je relativno enostavno opraviti in pojasniti na primeru izračunanih izgub z MKE, medtem ko je izmerjene vrednosti izgub za posamezno navitje transformatorja praktično nemogoče razdeliti, lahko pa jih razdelimo za celotni transformator. V literaturi se za uporabljeni imeni stacionarne in dinamične izgube od primera do primera pojavljajo tudi drugačna imena, ker so tudi izgube razdeljene na čisto drugačen način.

Trenutno vrednost jouskih izgub p_{\bullet} v navitju \bullet lahko izračunamo z izrazom (6.2), kjer je i_{\bullet} trenutna vrednost toka skozi navitje \bullet , R_{\bullet} pa je pripadajoča ohmska upornost. Celotne jouske izgube v transformatorju za UTV dobimo s seštevkom izgub posameznega navitja.

$$p_{\bullet} = R_{\bullet} i_{\bullet}^2 \quad (6.2)$$

Izraz (6.2) lahko uporabimo brez omejitev, če je tok skozi navitje enosmeren in je njegova porazdelitev po prerezu vodnika homogena. Prav tako ga lahko uporabimo za izračune na časovnem intervalu, kjer tok skozi navitje doseže stacionarno stanje in se ne spreminja. Pripadajočo ohmsko upornost R_{\bullet} lahko v tem primeru izračunamo iz znanih mer navitja in znanega materiala. Opisani prispevek izgub je torej mogoče analitično izračunati in predstavlja že omenjene stacionarne jouske izgube.

V primeru časovnega spreminjanja toka skozi navitje pa neposredna uporaba izraza (6.2) ne pride v poštev. Neposredni analitični izračun ni mogoč, saj se zaradi nehomogene porazdelitve toka po prerezu vodnika poleg spremenljivega toka i spreminja tudi upornost R . Razlog za spreminjanje upornosti R sta kožni in sosedstveni pojav, oba pojava pa postajata izrazitejša z večjimi odvodi toka i po času, to je z večjimi strminami toka. V tem primeru je mogoče določiti časovne poteke moči izgub v času ene periode napajalne napetosti samo numerično s pomočjo MKE.

S pomočjo izračunov z MKE lahko določimo časovne poteke moči izgub za vsako navitje posebej z upoštevanjem vseh vplivov, vključno s kožnim in sosedstvenim pojavom. Ker z MKE dobimo tudi časovne poteke tokov posameznih navitij transformatorja, lahko na podlagi znanih upornosti navitij določimo časovni potek moči stacionarnih izgub v času ene periode napajalne napetosti s (6.2). Razlika med časovnim potekom moči skupnih izgub in stacionarnih izgub določa časovni potek dinamičnih izgub. Če vse tri časovne poteke moči izgub povprečimo na čas ene periode napajalne napetosti, dobimo povprečne vrednosti dinamičnih, stacionarnih in skupnih izgub.

Na podoben način lahko določimo skupne in stacionarne izgube tudi na podlagi meritev, le da brez znanih časovnih potekov moči izgub, vendar v obliki povprečne vrednosti moči izgub v času ene periode napajalne napetosti. Tako lahko tudi na

osnovi izmerjenih vrednosti določimo dinamične izgube, vendar le za celotni transformator in ne za posamezna navitja.

V nadaljevanju je na osnovi izračunanih časovnih potekov skupnih in stacionarnih moči izgub za dve različni frekvenci napajalne napetosti razloženo, zakaj se z naraščanjem frekvence večajo joulske izgube varilnega transformatorja. Na koncu pa so podani rezultati, ki prikazujejo, kako se z naraščanjem frekvence napajalne napetosti spreminja delež stacionarnih in dinamičnih izgub, ki sestavljajo skupne joulske izgube v navitjih varilnega transformatorja.

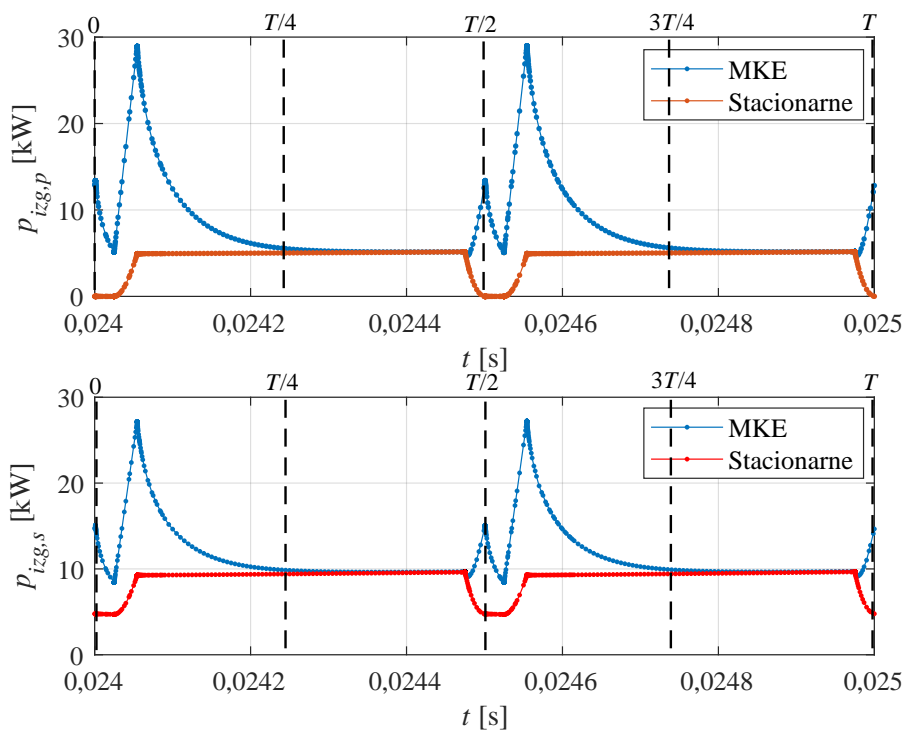
Na sliki 6.1 sta z modro barvo prikazana časovna poteka moči izgub za primarno in sekundarno navitje varilnega transformatorja, ki sta bila izračunana z MKE pri frekvenci napajalne napetosti 1 kHz in prevajalnem razmerju $D = 90\%$. Z rdečo barvo pa sta prikazana časovna poteka stacionarnih izgub, ki sta določena s (6.2) pri znanem časovnem poteku toka in znani upornosti posameznega navitja. Ker ima sekundarno navitje dva ovoja in dva ločena tokova, so skupne izgube, izračunane z MKE, določene kot vsota moči izgub za posamezno sekundarno navitje varilnega transformatorja. Razlika med časovnim potekom moči skupnih in stacionarnih izgub določa časovni potek dinamičnih izgub. Dinamične izgube predstavljajo dodatne izgube in so posledica kožnega in sosedstvenega pojava. Iz primerjave trenutnih vrednosti skupnih in stacionarnih moči izgub s slike 6.1 lahko ugotovimo, da je modri časovni potek skupnih moči izgub vedno večji ali enak časovnemu poteku moči stacionarnih izgub. Kadar sta modri in rdeči časovni potek moči izgub enaka, to pomeni, da ni prisotnih dinamičnih izgub in da je gostota toka enakomerno razporejena po celotnem preseku primarnih in sekundarnih navitjih.

Časovni potek primarnega toka ima podobno obliko, kot jo ima na njegovi osnovi izračunan časovni potek stacionarnih izgub na sliki 6.1, le da je vrednost toka v drugi polperiodi napajalne napetosti negativna. Na osnovi časovnega poteka stacionarnih izgub lahko ugotovimo, kje je začetek pulza napajalne napetosti u v posamezni polperiodi napajalne napetosti pri prevajalnem razmerju $D = 90\%$.

Zaradi relativno nizke frekvence napajalne napetosti, to je $f = 1$ kHz, lahko na sliki 6.1 opazimo, da se moč skupnih izgub močno poveča (oba najvišja vrha) na začetku obeh polperiod napajalne napetosti, kjer so spremembe tokov največje. Vrednost skupne moči izgub pa se na približno polovici obeh polperiod skoraj povsem izenači z močjo stacionarnih izgub, kar velja tako za primarno kot za sekundarno navitje. Geometrija navitij namreč določa, kako hitro se ob velikih spremembah primarnega in sekundarnega toka ta izrine iz sredine površine preseka ovoja in nato po končanih spremembah toka povrne v stanje, kjer se tok enakomerno porazdeli po celotni površini preseka ovoja.

Tako lahko govorimo o zakasnitvi izriva toka, ki se ne pojavi takoj na začetku hitrega spreminjanja toka, prav tako pa vztraja še nekaj časa po tem, ko se tok

Poglavje 6. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na jouske izgube



Slika 6.1: Primerjava časovnih potekov moči celotnih in stacionarnih izgub primarnega (zgoraj) in sekundarnega navitja (spodaj) v času ene periode pri $f = 1$ kHz in $D = 0,9$

več ne spreminja. Izriv toka se pojavi tudi na koncu posamezne polperiode na sliki 6.1, ko začne primarni tok upadati proti vrednosti nič in ko se varilni tok razdeli med obe veji sekundarnega navitja. Ti dve povečanji izgub sta vidni na sliki 6.1 kot manjša vrha moči izgub na začetku in koncu periode T ter na sredini periode napajalne napetosti. Čeprav gre pri upadanju primarnega toka za približno enako strmino kot pri naraščanju primarnega toka, so moči izgub v tem primeru precej manjše, saj vrednosti tokov upadajo in s tem tudi moč izgub, čeprav hkrati moč izgub narašča zaradi izriva toka.

Na osnovi časovnih potekov moči izgub s slike 6.1 lahko zaključimo, da imamo na začetku vsakega pulza napajalne napetosti T_{ON} (in deloma na koncu) poleg stacionarnih prisotne dodatne dinamične izgube. Obe komponenti trenutnih vrednosti moči izgub lahko povprečimo na periodo T napajalne napetosti in tako izračunamo odstotek deleža posamezne komponente skupne moči izgub, ločeno za primarno in sekundarno navitje. Ta primerjava deležev se namreč spreminja s spreminjanjem frekvence napajalne napetosti varilnega transformatorja. Pri nizkih frekvencah napajalne napetosti bo v času periode dlje časa takšen primer, da bo velikost moči skupnih izgub primerljiva velikosti moči stacionarnih izgub. Ker imamo opravka s pulznim napajanjem varilnega transformatorja, se s spreminjanjem frekvence napajalne napetosti ne spreminja noben odvod toka, kot se na primer pri sinusnem

napajanju. Pri pulzni napajalni napetosti in enakem prevajalnem razmerju D se s spreminjanjem frekvence f spreminja samo dolžina pulza T_{ON} . Zaradi tega dobimo pri isti vrednosti reguliranega varilnega toka in različnih frekvencah napajalne napetosti približno enako amplitudno vrednost moči dinamičnih izgub, če je le frekvenca dovolj nizka.

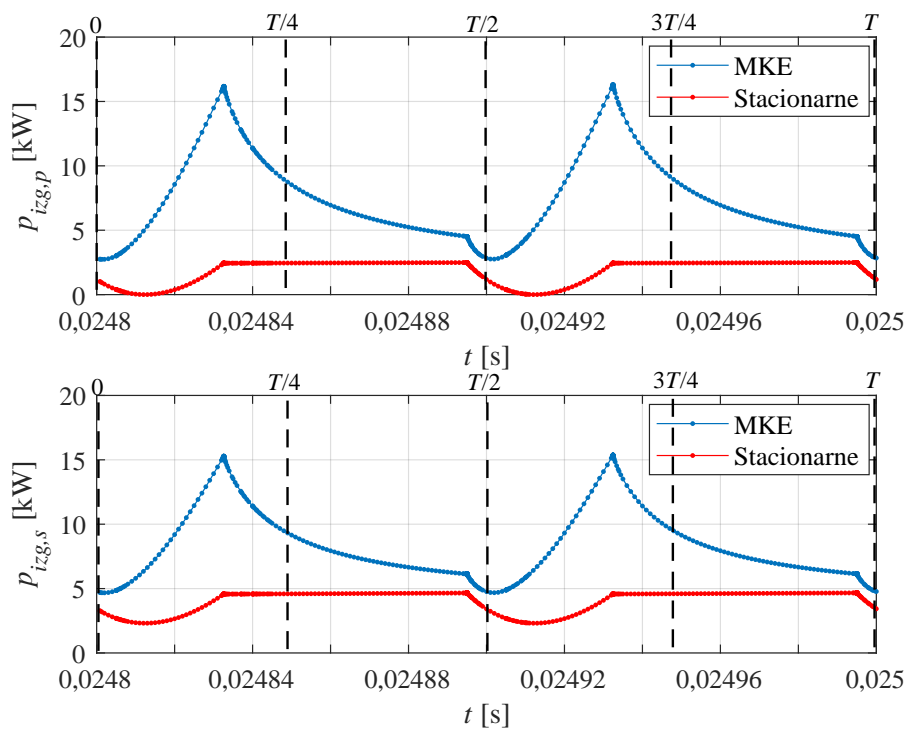
Od določene vrednosti frekvence napajalne napetosti dalje se namreč zgodi, da v času polperiode ni več intervala, kjer bi bila vrednost moči skupnih izgub enaka vrednosti stacionarnih izgub. Če opazujemo primerjavo časovnega poteka moči skupnih in stacionarnih izgub na sliki 6.1 ter pri tem predpostavimo enak varilni tok, ne glede na spreminjanje frekvence napajalne napetosti, potem lahko polperiodo moči izgub razdelimo v dva dela. Prva četrtina periode vsebuje zelo izrazit del dinamičnih izgub, ki je po velikosti večji od stacionarnih izgub. S tega vidika lahko rečemo, da je v prvi polovici polperiode napajalne napetosti naraščanje varilnega toka zagotovljeno s precej velikimi dinamičnimi izgubami. Nasprotno pa v drugi polovici prve polperiode skoraj ni dinamičnih izgub, saj so skupne izgube enake stacionarnim izgubam, zato je naraščanje varilnega toka zagotovljeno skoraj brez dinamičnih izgub.

Če imamo enako vrednost varilnega toka in znižamo frekvenco, bi se čas naraščanja varilnega toka s prisotnimi velikimi dinamičnimi izgubami skrajšal v primerjavi s časom naraščanja varilnega toka brez dinamičnih izgub, ki bi se podaljšal. Ravno nasprotno pa velja v primeru višanja frekvence pri enaki vrednosti varilnega toka, kjer bi se čas naraščanja varilnega toka s prisotnimi velikimi dinamičnimi izgubami podaljšal v primerjavi s časom naraščanja varilnega toka brez dinamičnih izgub.

Dinamične izgube so v obeh primerih enake, le da jih pri višjih frekvencah napajalne napetosti povprečimo na čedalje krajšo periodo, zato se vrednost dinamičnih izgub z višanjem frekvence povečuje. Stacionarne izgube pa so neodvisne od frekvence, zato pri isti vrednosti varilnega toka ostajajo vedno enake. Omenjeno je razlog, zakaj z naraščanjem frekvence napajalne napetosti naraščajo joulske izgube v navitjih varilnega transformatorja pri isti vrednosti varilnega toka. Seveda pa to velja samo do določene frekvence, pri kateri je čas T_{ON} pritisnjene napetosti tako kratek, da v času polperiode napajalne napetosti sploh ni več obdobja brez dinamičnih izgub. Od te frekvence dalje vrednost moči dinamičnih izgub ni več enaka pri enaki vrednosti varilnega toka, temveč se poveča, vrednost skupnih izgub pa nikoli več ne doseže vrednosti stacionarnih izgub.

Takšen primer je prikazan na sliki 6.2, kjer je podan podoben primer kot na sliki 6.1, le da je frekvenca napajalne napetosti 5 kHz. Iz slike 6.2 je razvidno, da je modri časovni potek vrednosti skupnih moči izgub vedno večji od rdečega časovnega poteka vrednosti moči stacionarnih izgub. Zaradi višje frekvence napajalne napetosti in krajšega časa T_{ON} se izriv toka zaradi strmega vzpona i_p še niti ne konča, ko se že

Poglavje 6. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na jouske izgube



Slika 6.2: Primerjava časovnih potekov moči celotnih in stacionarnih izgub primarnega (zgoraj) in sekundarnega navitja (spodaj) v času ene periode pri $f = 5$ kHz in $D = 0,9$

pojavi nov izriv toka zaradi strmega upadanja i_p . Iz slike 6.2 je prav tako razvidno, da so dinamične izgube precej večje od stacionarnih izgub. Z nadaljnjim višanjem frekvence napajalne napetosti se delež dinamičnih izgub samo še povečuje.

V tabeli 6.9 so prikazani rezultati izračunov z MKE, kjer so vrednosti moči izgub primarnega in sekundarnega navitja razdeljene na delež stacionarnih in dinamičnih izgub v odvisnosti od frekvence f napajalne napetosti u in prevajalnega razmerja D . Pri tem je treba upoštevati, da se je z višanjem frekvence napajalne napetosti zmanjševala velikost varilnega toka I_w , kar prav tako vpliva na rezultate. Iz vrednosti deležev moči stacionarnih in dinamičnih moči izgub za primarno navitje transformatorja lahko razberemo, da se ne glede na frekvenco napajalne napetosti z naraščanjem prevajalnega razmerja povečuje delež stacionarnih izgub in temu ustrezno zmanjšuje delež dinamičnih izgub.

Omenjeno je posledica dejstva, da stacionarne izgube naraščajo s kvadratom toka, ki se povečuje z višanjem prevajalnega razmerja D . Z naraščanjem frekvence napajalne napetosti pa se delež dinamičnih izgub primarnega navitja samo povečuje, saj je delež pri frekvenci 1 kHz in $D = 90\%$ približno 45 %, pri frekvenci 30 kHz pa že 90 % celotne vrednosti moči izgub primarnega navitja varilnega transformatorja.

Pri vrednostih deležev moči stacionarnih in dinamičnih izgub za sekundarno

6.3 Razdelitev izgub na stacionarne in dinamične

Tabela 6.9: Deleži stacionarnih in dinamičnih moči izgub v primarnem in sekundarnem navitju transformatorja v odvisnosti od frekvence f in prevajalnega razmerja D

f [kHz]	D [%]	Delež moči izgub [%]			
		Primar		Sekundar	
		stacionarne	dinamične	stacionarne	dinamične
1	30	37,1	62,9	76,1	23,9
	50	48,0	52,0	77,6	22,4
	70	54,1	45,9	78,3	21,7
	90	55,1	44,9	76,7	23,3
2	30	27,2	72,8	66,6	33,4
	50	34,2	65,8	66,3	33,7
	70	38,1	61,9	65,6	34,4
	90	38,3	61,7	62,6	37,4
3	30	22,6	77,4	60,9	39,1
	50	28,2	71,8	59,7	40,3
	70	31,4	68,6	58,5	41,5
	90	31,4	68,6	55,3	44,7
4	30	19,9	80,1	57,0	43,0
	50	24,8	75,2	55,5	44,5
	70	27,5	72,5	53,8	46,2
	90	27,5	72,5	51,0	49,0
5	30	18,1	81,9	54,1	45,9
	50	22,4	77,6	52,1	47,9
	70	24,8	75,2	50,4	49,6
	90	24,9	75,1	47,9	52,1
10	30	13,1	86,9	44,7	55,3
	50	16,3	83,7	42,5	57,5
	70	17,9	82,1	40,2	59,8
	90	17,9	82,1	38,9	61,1
20	30	9,6	90,4	35,9	64,1
	50	11,8	88,2	33,5	66,5
	70	12,8	87,2	31,2	68,8
	90	12,7	87,3	30,9	69,1
30	30	7,9	92,1	30,3	69,7
	50	9,7	90,3	28,4	71,6
	70	10,3	89,7	26,2	73,8
	90	10,3	89,7	26,4	73,6

navitje transformatorja pa so razmere nekoliko drugačne. Pri isti vrednosti frekvence f napajalne napetosti in naraščanju prevajalnega razmerja D se delež stacionarnih izgub bistveno ne spreminja v primerjavi s primarnim navitjem transformatorja. Vsaj pri nižjih frekvencah je možno opaziti zgolj manjše spremembe, medtem ko pri višjih frekvencah delež moči stacionarnih izgub upada z naraščanjem D . Temu ustrezno se spreminja delež moči dinamičnih izgub. Z naraščanjem frekvence pa tudi pri sekundarnih navitjih transformatorja delež moči dinamičnih izgub narašča, in to še izraziteje kot pri primarnem navitju varilnega transformatorja.

Poglavje 6. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na joulske izgube

Delež moči dinamičnih izgub pri frekvenci 1 kHz in $D = 90\%$ znaša približno 23 %, pri frekvenci 30 kHz pa že 74 % moči skupnih joulskih izgub v navitjih varilnega transformatorja. Delež moči dinamičnih izgub je sicer manjši kot pri primarnem navitju transformatorja, vendar pa je porast deleža moči približno enak pri obeh navitjih varilnega transformatorja.

6.4 Predlagane spremembe konstrukcije transformatorja za zmanjšanje vpliva frekvence napajalne napetosti na izgube v navitjih

Analiza vpliva velikosti frekvence napajalne napetosti na velikost moči joulskih izgub industrijske izvedbe varilnega transformatorja z diodnim usmernikom PSG6130 je pokazala višanje vrednosti moči izgub z naraščanjem frekvence zaradi vpliva kožnega in sosedstvenega pojava. Za obstoječi industrijski varilni transformator PSG6130 lahko podamo nekaj konstrukcijskih napotkov za zmanjšanje vpliva kožnega in sosedstvenega pojava.

Pri računanju velikosti varilnega toka za šest različnih konstrukcij varilnih transformatorjev s slike 5.22 so bile hkrati izračunane tudi moči izgub varilnega transformatorja z diodnim usmernikom. Za našete konstrukcije transformatorjev, vključno z obravnavano industrijsko izvedbo, so v tabeli 6.10 še enkrat podane efektivne vrednosti varilnih tokov I_w v stacionarnem stanju, čeprav so bili ti rezultati že podani v obliki diagrama na sliki 5.23. Tokrat so rezultati podani v obliki tabele za lažjo primerjavo z drugimi tabelami rezultatov, ki sledijo v nadaljevanju. Različne konstrukcije varilnega transformatorja ne dosežejo enake največje efektivne vrednosti varilnega toka I_w zaradi različnih razsipanih induktivnosti primarnega in sekundarnega navitja, kljub enaki napajalni napetosti z enako frekvenco f in enakim prevajalnim razmerjem $D = 90\%$.

Tabela 6.10: Efektivne vrednosti varilnega toka I_w različnih konstrukcij varilnih transformatorjev pri $D = 90\%$

I_w [kA]		Model						
		PSG6130	M1	M2	M3	M4	M5	M6
f [kHz]	1	22,5	23,5	23,7	23,6	23,6	23,1	23,1
	5	16,6	18,9	19,6	19,5	19,4	16,9	17,1
	10	12,5	14,4	15,0	14,9	14,8	12,2	12,4
	20	8,3	9,7	10,1	10,1	10,0	7,9	8,0
	30	6,2	7,1	7,4	7,4	7,3	5,9	5,9

Na osnovi znane vhodne in izhodne delovne moči varilnega transformatorja so bili izračunani izkoristki varilnih transformatorjev z različnimi konstrukcijami, kar

6.4 Predlagane spremembe konstrukcije transformatorja za zmanjšanje vpliva frekvence napajalne napetosti na izgube v navitjih

je prikazano v tabeli 6.11. Čeprav imajo transformatorji z različnimi konstrukcijami različne vrednosti varilnih tokov pri isti frekvenci in prevajalnem razmerju, kar vpliva tudi na vrednost izkoristka, pa izkoristki razkrivajo očiten vpliv konstrukcije na velikost moči izgub in s tem na izkoristek, kar je prikazano v tabeli 6.11.

Pri najnižji obravnavani frekvenci napajalne napetosti $f = 1$ kHz v tabeli 6.11 so izkoristki vseh šestih modelov za več kot odstotek višji od obravnavanega industrijskega transformatorja PSG6130. Ker z naraščanjem varilnega toka narašča tudi

Tabela 6.11: Izkoristki η različnih konstrukcij varilnih transformatorjev pri $D = 90\%$

η [%]		Model						
		PSG6130	M1	M2	M3	M4	M5	M6
f [kHz]	1	57,9	59,4	59,8	59,7	59,7	59,1	59,2
	5	52,5	56,6	58,4	57,9	57,9	54,7	55,8
	10	49,0	53,5	56,1	55,2	54,9	50,1	52,5
	20	43,8	48,6	51,5	50,4	49,8	42,6	46,9
	30	39,8	44,3	47,2	46,1	45,2	37,3	42,2

izkoristek varilnega transformatorja, bi lahko bili ti malenkost boljši izkoristki posledica višjih tokov zaradi manjših razsipanosti induktivnosti. Z višanjem frekvence napajalne napetosti pa se izkaže, da imajo določene konstrukcije transformatorja precej boljši izkoristek od industrijske izvedbe. V nasprotju s tem ima model M5 celo slabši izkoristek pri višjih frekvencah napajalne napetosti kot pa obravnavani industrijski transformator. Vsi drugi modeli imajo pri frekvenci 30 kHz boljši izkoristek in večji varilni tok kot industrijski varilni transformator PSG6130, razen model M6, ki ima boljši izkoristek kljub manjšemu varilnemu toku. Od vseh predstavljenih modelov izstopata modela M2 in M3, ki imata najvišji izkoristek in hkrati tudi največji varilni tok. Z vidika možnosti izvedbe je model M3 primernejši od modela M2.

Na osnovi efektivnih vrednosti varilnega toka I_w iz tabele 6.10 in moči izgub varilnega transformatorja z diodnim usmernikom iz tabele 6.12 lahko uvedemo pojem tako imenovane nadomestne upornosti varilnega transformatorja s (6.3).

$$R_{nad} = \frac{P_{tr}}{I_w^2} \quad (6.3)$$

V tem primeru ne gre za nadomestno upornost, ki jo običajno računamo iz veznega modela z znanimi upornostmi. Ta nadomestna upornost je določena iz izgub, ki upoštevajo vse vplive, vključno s kožnim in sosedstvenim pojavom, ki so odvisni od frekvence napajalne napetosti, velikosti napetosti, karakteristike diod in konstrukcije varilnega transformatorja.

Prav tako je treba upoštevati že omenjeno dejstvo, da je nadomestna upornost hkrati odvisna od velikosti prevajalnega razmerja D . S spreminjanjem D se spre-

Poglavje 6. Analiza vpliva frekvence napajalne napetosti na joulske izgube

Tabela 6.12: Moči izgub transformatorja P_{tr} različnih konstrukcij varilnih transformatorjev pri $D = 90\%$

P_{tr} [kW]		Model						
		PSG6130	M1	M2	M3	M4	M5	M6
f [kHz]	1	82,8	83,2	83,1	83,2	83,0	81,3	81,0
	5	56,6	60,6	60,3	61,2	60,6	52,2	51,0
	10	36,0	39,6	38,8	39,9	39,7	32,8	30,7
	20	19,4	22,1	21,1	22,1	22,3	18,7	16,0
	30	12,7	14,1	13,5	14,1	14,4	13,0	10,3

minja čas naraščanja varilnega toka T_w , v katerem teče varilni tok samo po eni veji sekundarnega navitja, v preostalem času namreč teče tok po obeh vejah sekundarnega navitja varilnega transformatorja. Posledično se spreminja nadomestna upornost varilnega transformatorja. Zaradi tega dobimo različne nadomestne upornosti varilnega transformatorja R_{nad} pri različnih vrednostih D .

Pri analizi rezultatov je zato pomembno, da med sabo primerjamo samo vrednosti R_{nad} z enako vrednostjo D , ki je v danem primeru vedno 90% , ne glede na vrednost frekvence napajalne napetosti.

Iz tabele 6.13 lahko razberemo, da so pri najnižji vrednosti opazovane frekvence, to je 1 kHz , nadomestne upornosti vseh šestih modelov približno enake, razen pri industrijski izvedbi PSG6130. V tem primeru velja, da je nižja vrednost R_{nad} boljša, saj pomeni, da je bil s pomočjo varilnega transformatorja zagotovljen varilni tok z manj izgubami. Pri tem je vseeno treba upoštevati, da so vrednosti varilnega toka različne in zato vplivajo na vrednosti nadomestnih upornosti. Če so pri najnižji obravnavani frekvenci napajalne napetosti vrednosti R_{nad} približno enake, pa se z naraščanjem frekvence pokažejo večje razlike, ki so v skladu z izkoristki. Pri najvišji obravnavani frekvenci, to je 30 kHz , ima najvišjo nadomestno upornost model M5, ki mu sledita industrijska izvedba PSG6130 in nato model M6. Vsi drugi modeli imajo manjše vrednosti R_{nad} , najmanjšo vrednost pa doseže model M2, ki ima tudi največji izkoristek.

Tabela 6.13: Nadomestne upornosti R_{nad} različnih konstrukcij varilnih transformatorjev pri $D = 90\%$

R_{nad} [$\mu\Omega$]		Model						
		PSG6130	M1	M2	M3	M4	M5	M6
f [kHz]	1	163,1	150,8	148,2	148,8	148,6	152,8	151,8
	5	206,1	169,2	156,9	160,5	160,7	182,3	174,7
	10	229,8	191,8	172,7	178,8	180,9	219,3	199,5
	20	283,1	232,9	207,7	216,6	222,6	297,7	249,3
	30	334,0	276,9	246,3	257,4	267,7	370,0	301,8

Na osnovi analize vpliva frekvence f napajalne napetosti u na velikost izgub P_{tr} in izkoristek η varilnega transformatorja v tem poglavju, kjer so bili obravnavani

6.4 Predlagane spremembe konstrukcije transformatorja za zmanjšanje vpliva frekvence napajalne napetosti na izgube v navitjih

analizirani industrijski varilni transformator PSG6130 in šest dodatnih transformatorjev z različnimi konstrukcijami, lahko podamo določene zaključke. S pomočjo meritev je bil analiziran obravnavan industrijski varilni transformator PSG6130, katerega moči in izkoristki so bili določeni pri različnih frekvencah napajalne napetosti in prevajalnih razmerjih. Ta transformator je bil analiziran tudi s pomočjo izračunov z MKE, prav tako so se primerjali rezultati meritev in izračunov. Primerjava je pokazala določena odstopanja, saj usmerniški del ni bil zajet v 2D-geometriji, zato je pričakovano, da izračuni kažejo na malenkost boljši izkoristek. Sicer pa se rezultati razmeroma dobro ujemajo in potrjujejo, da lahko z 2D-modelom v MKE dovolj dobro izračunamo vplive kožnega in sosedstvenega pojava.

Z MKE se je analiziralo tudi šest dodatnih modelov z različnimi konstrukcijami primarnega in sekundarnega navitja transformatorja, ki so potencialno primernejše za obratovanje pri višjih frekvencah napajalne napetosti. Rezultati so pokazali, da sta modela M2 in M3 s slike 5.22 ustreznejša, saj imata do 7% višji izkoristek pri višjih frekvencah napajalne napetosti.

Seveda je treba upoštevati, da bi se v realnosti transformator zmanjšal zaradi manjšega preseka jedra pri višjih frekvencah napajalne napetosti in da bi se moralo prilagoditi povezave sekundarnih ovojev na diodni usmernik v skladu z drugačno konstrukcijo transformatorja, kar bi lahko izkoristek varilnega transformatorja še izboljšalo.

Pri izvedbi nove konstrukcije transformatorja je treba izvesti tudi vodno hlajenje skupaj z diodnim usmernikom. Rešitev ima določeno komercialno vrednost, zato ni podana v doktorski disertaciji.

S temi ugotovitvami iz opravljenih analiz je bila potrjena tudi peta hipoteza, zapisana v uvodu doktorske disertacije, ki se glasi:

Hipoteza 5: S spremembo konstrukcije primarnega in sekundarnega navitja varilnega transformatorja ter diodnega usmernika lahko zmanjšamo negativni vpliv višanja napajalne frekvence na izgube in na izkoristek.

Poglavje 7

Sklep

UTV z enosmernim tokom je eden izmed najpogosteje uporabljenih načinov za spajanje pločevin v industriji. Možnost avtomatizacije procesa varjenja s sistemi za UTV na osnovi enosmernega toka je močno vplivala na razvoj avtomobilske industrije, kjer se ti sistemi množično uporabljajo za varjenje avtomobilskih karoserij. Varilni transformator z diodnim usmernikom, ki je le en del sistema za UTV, je običajno nameščen na premikajoči se robotski roki. Napajanje transformatorja je zagotovljeno s frekvenčnim pretvornikom, ki se nahaja ločeno ob robotu in ga zato povezuje s transformatorjem daljši napajalni kabel. Izhod diodnega usmernika varilnega transformatorja je povezan z varilnimi kleščami, prek katerih je relativno velik enosmerni tok doveden na mesto varjenja. Zaradi namestitve varilnega transformatorja na premikajočo se robotsko roko je njegova teža zelo pomembna. Z zmanjšanjem teže varilnega transformatorja lahko povečamo dinamiko delovanja in zmanjšamo porabo električne energije za pomikanje robotske roke.

Težo varilnega transformatorja lahko zmanjšamo z uporabo lažjih magnetnih materialov, ki zagotavljajo večje gostote magnetnega pretoka, ali pa z višjo frekvenco napajalne napetosti transformatorja za UTV. Boljši in lažji magnetni materiali so dražji, kar pa industrija težko sprejme, zato se raje uporabi višjo napajalno frekvenco. Pri višji frekvenci napajalne napetosti lahko zmanjšamo površino preseka železnega jedra in s tem dolžino navitij, kar bistveno zmanjša težo varilnega transformatorja. Poleg pozitivnih ima uporaba višje frekvence napajalne napetosti tudi negativne učinke, ki se kažejo v zmanjšanju največje vrednosti varilnega toka in povečanju joulskih izgub.

Vpliv frekvence napajalne napetosti na velikost varilnega toka in izgube v navitjih transformatorja je bil glavna tema raziskovanja v okviru doktorske disertacije. Za analizo omenjenih vplivov je treba dobro poznati delovanje sistema za UTV in ustrezno izbrati nadomestni model, na osnovi katerega se izvajajo analize. Zato sta v uvodu najprej podrobno predstavljena pregled postopkov varjenja in opis posameznih komponent sistema za UTV. Podan je razširjen vezni model varilnega

transformatorja, ki je uporabljen za izvedbo numeričnih izračunov in analiz, ki prav tako upošteva vpliv priključnega kabla med frekvenčnim pretvornikom in varilnim transformatorjem.

Vezni model varilnega transformatorja določajo vrednosti induktivnosti in upornosti posameznih komponent ter karakteristika usmerniških diod. Določitev vrednosti parametrov veznega modela ni enostavna zaradi zelo malih upornosti in induktivnosti, ki jih je precej težko izmeriti brez posebne in drage merilne opreme. Posledično so bili parametri veznega modela določeni s kombinacijo meritev in uporabo optimizacijskega postopka. S kombinacijo obeh pristopov so bile uspešno določene vrednosti vseh parametrov veznega modela, kar je bilo potrjeno z zelo dobrim ujemanjem odzivov napetosti in tokov veznega modela ter dejanskega transformatorja. S tem se je potrdilo prvo postavljeno hipotezo iz uvoda, da je možno s kombinacijo meritev in optimizacijskih postopkov določiti parametre nadomestnega veznega modela sistema za UTV.

S pomočjo veznega modela z znanimi vrednostmi parametrov so bili izvedeni numerični izračuni s Simulinkom in MKE, s čimer se je potrdil povsem enak vpliv višanja frekvence napajalne napetosti na upadanje največje vrednosti varilnega toka, kot je bil tudi dejansko izmerjen na industrijskem varilnem transformatorju PSG6130. Razlike med vrednostmi so predvsem zaradi znanih poenostavitev pri modeliranju in znanih težav s sesedanjem napetosti enosmernega vodila pri meritvah. Omenjene razlike pa so frekvenčno neodvisne, zato so bile enake pri vseh frekvencah napajalne napetosti. Primerjava rezultatov izračunov z MKE in Simulinkom je pokazala, da kožni in sosedstveni pojav nimata opaznega vpliva na frekvenčno odvisnost varilnega toka v opazovanem obsegu od 1 kHz do 30 kHz, saj so rezultati obeh metod zelo podobni.

Varilni transformator z diodnim usmernikom predstavlja s systemskega vidika kompleksen, nelinearen in časovno spremenljiv sistem, pri katerem imajo v posameznem delu periode obratovanja vpliv na poteke tokov in napetosti samo določeni parametri veznega modela. Na osnovi tega lahko časovne poteke napetosti in tokov v času ene polperiode napajalne napetosti razdelimo na več intervalov. Za vsak posamezni interval je bilo določeno nadomestno vezje s parametri, ki vplivajo na tok primarnega navitja in na varilni tok. Na osnovi teh nadomestnih vezij so bile vpeljane pripadajoče časovne konstante z matematičnimi modeli, ki opisujejo obnašanje tokov v posameznih intervalih polperiode napajalne napetosti.

Ker gre pri varilnih transformatorjih za pulzno napajanje, je časovni potek tokov v transformatorju podoben odzivu člena prvega reda na stopnično vzbujanje. Na osnovi analitične izpeljave je podana podrobna razlaga pojmov efektivnega prevajalnega razmerja in časa vzpona primarnega toka, ki sta glavni vzrok, da z naraščanjem frekvence napajalne napetosti varilni tok pada. S pomočjo izpeljanega analitičnega

nastavka je omogočen neposredni analitični izračun maksimalne efektivne vrednosti varilnega toka v stacionarnem stanju, ki je funkcija vseh parametrov veznega modela, velikosti in frekvence napajalne napetosti ter prevajalnega razmerja. Rezultat analitične izpeljave je kompleksen, zajema pa vplive vseh parametrov veznega modela in ima samo eno neznanko. Ta neznanka je čas vzpona primarnega toka, ki je ni mogoče izraziti v obliki neposredne rešitve. Analitični zapis namreč temelji na osnovi dveh povezanih pojavov, ki sta med sabo soodvisna, zato lahko enačbo rešimo le s pomočjo numeričnega izračuna. Rešitev omenjenega analitičnega zapisa omogoča izračun minimalnega in maksimalnega prevajalnega razmerja, ki določata minimalno in maksimalno možno efektivno vrednost varilnega toka v stacionarnem stanju. Ob tem je podana tudi izpeljava izraza za izračun efektivne vrednosti varilnega toka v stacionarnem stanju pri poljubnem prevajalnem razmerju znotraj prej omenjenih meja.

Izpeljava omenjenega analitičnega zapisa predstavlja glavni izvirni prispevek doktorske disertacije, saj pred tem v literaturi ni bilo možno najti pristopa, ki bi omogočal neposredni izračun frekvenčne odvisnosti varilnega toka. Frekvenčno odvisnost varilnega toka smo lahko določili le s pomočjo kompleksnih simulacijskih izračunov ali meritev z drago merilno opremo. Še več, izpeljani analitični nastavki omogočajo izračun odvisnosti varilnega toka od vrednosti kateregakoli parametra veznega modela, vrednosti napetosti ali vrednosti prevajalnega razmerja in ne samo od frekvence napajalne napetosti.

Analitični nastavki za izračun frekvenčne odvisnosti varilnega toka in določena nadomestna vezja za posamezni časovni odsek polperiode napajalne napetosti so omogočili analizo vpliva razsipanih induktivnosti na frekvenčno odvisnost varilnega toka. Rezultati analize so potrdili drugo hipotezo iz uvoda, da na zmanjšanje maksimalnega varilnega toka pri višji frekvenci vplivajo predvsem razsipane induktivnosti primarnega in sekundarnega navitja varilnega transformatorja ter priključnega kabla, ki pa ga običajno ne moremo spreminjati. V analizi je bila potrjena tudi tretja hipoteza, da na največjo vrednost varilnega toka pri višjih frekvencah ne vplivajo razsipane induktivnosti delov diodnega usmernika, po katerih teče skupni varilni tok, in sama induktivnost bremena.

Za industrijski varilni transformator PSG6130 in za šest dodatnih modelov z različnimi konstrukcijami varilnega transformatorja so bile s pomočjo MKE pri različnih frekvencah napajalne napetosti izračunane efektivne vrednosti varilnega toka v stacionarnem stanju. Različne izvedbe primarnih in sekundarnih navitij transformatorja z enakimi preseki povzročijo spremembo razsipanih induktivnosti, kar vpliva na velikost varilnega toka pri višjih frekvencah napajalne napetosti. Rezultati so pokazali, da imajo določeni modeli pri višjih frekvencah napajalne napetosti tudi do 2 kA višji varilni tok kot obravnavani industrijski transformator PSG6130. Dobljeni

rezultati in predhodne analize so potrdili četrto hipotezo iz uvoda, da lahko s spremembo konstrukcije sekundarnega navitja transformatorja in diodnega usmernika zmanjšamo vpliv napajalne frekvence na največjo doseženo vrednost varilnega toka. S tem namreč zmanjšamo razsipani induktivnosti obeh sekundarnih vej, ki imata največji vpliv na zmanjševanje vrednosti varilnega toka z naraščanjem frekvence.

Nazadnje pa je bil obravnavan še vpliv napajalne frekvence na izgube v navitjih varilnega transformatorja. Analiza je bila opravljena na osnovi meritev in izračunov moči z MKE, kjer je bil upoštevan vpliv kožnega in sosedstvenega pojava. Rezultati meritev in izračunov se dobro ujemajo, razlike so predvsem zaradi neupoštevanja masivnih prevodnih delov usmernika v 2D-izračunih in neupoštevanja povečanih izgub diod izhodnega usmernika. Za razliko od izmerjenih vrednosti, kjer je izgube težko ločiti za posamezne dele varilnega transformatorja in diodnega usmernika, pa lahko to brez težav naredimo za izračunane vrednosti z MKE. Z MKE izračunane vrednosti moči izgub primarnega in sekundarnega navitja transformatorja so bile razdeljene na stacionarne in dinamične izgube. Dinamične izgube so posledica neenakomerne porazdelitve toka po prerezu vodnika zaradi vpliva izriva toka pri spreminjanju vrednosti toka, medtem ko se pri stacionarnih izgubah predpostavi enakomerna porazdelitev toka po prerezu vodnika.

Izračuni z MKE lahko postanejo nerazumno dolgi pri višjih frekvencah napajalne napetosti, zato sta bila v dodatku predstavljena dva načina, s katerima lahko bistveno hitreje dosežemo ustaljeno efektivno vrednost varilnega toka in na ta način bistveno skrajšamo čas numeričnega izračuna.

Na osnovi že prej omenjenih šestih dodatnih modelov varilnega transformatorja z različnimi konstrukcijami primarnega in sekundarnega navitja transformatorja je bila opravljena analiza izgub v navitjih. Rezultati teh izračunov in predhodnih analiz so pokazali, da lahko s spremembo konstrukcije navitij izboljšamo izkoristek varilnega transformatorja tudi za 7%, s prilagojenim diodnim usmernikom pa še za več. S tem je bila potrjena še zadnja, peta hipoteza, da lahko s spremembo konstrukcije primarnega in sekundarnega navitja varilnega transformatorja ter diodnega usmernika zmanjšamo negativni vpliv višanja napajalne frekvence na izgube in izkoristek.

Na osnovi modelov in rezultatov analiz so bili podani konstrukcijski napotki za zmanjšanje vpliva povečanja izgub pri višjih frekvencah napajalne napetosti v primerjavi z obravnavanim industrijskim varilnim transformatorjem PSG6130.

Izvirni prispevki doktorske disertacije obsegajo naslednje točke:

- razširjen osnovni vezni model sistema za UTV z upoštevanjem priključnega kabla in skupnih delov diodnega usmernika, po katerih teče varilni tok,
- postopek za določitev vrednosti težko merljivih parametrov zaradi malih vred-

nosti, ki se jih je določilo s kombinacijo meritev in optimizacije,

- pojasnjen princip delovanja celotnega sistema in razlaga pojma izgube prevajalnega razmerja, ki je glavni krivec za zmanjšanje največje vrednosti varilnega toka pri višanju frekvence napajalne napetosti,
- izpeljava analitičnih nastavkov za neposredni izračun frekvenčne odvisnosti varilnega toka ali njegove odvisnosti od kateregakoli parametra veznega modela sistema za UTV, ki do sedaj v literaturi še niso bili podani,
- opisi splošnih konstrukcijskih napotkov za zmanjšanje vpliva velikosti frekvence napajalne napetosti na največjo vrednost varilnega toka,
- določitev vrednosti joulskih izgub z MKE za vsak posamezni del varilnega transformatorja z usmernikom in njihova nadaljnja delitev na stacionarni in dinamični del,
- opisi splošnih konstrukcijskih napotkov za zmanjšanje joulskih izgub v navitjih varilnega transformatorja pri višjih frekvencah napajalne napetosti.

Literatura

- [1] S. J. Salon, *Finite Element Analysis of Electrical Machines*. MA: Kluwer Academic Publisher, 1995.
- [2] J. P. A. Bastos and N. Sadowski, *Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods*. Basel: Marcel Dekker AG, 2003.
- [3] E. B. Becker, G. F. Carey, and J. T. Oden, *Finite elements - an introduction*, vol. 1. Prentice-Hall.
- [4] B. Klopčič, "Modeliranje, analiza in načrtovanje sistema za točkasto varjenje," Magistrska naloga, FERi, Univerza v Mariboru, 2005.
- [5] B. Klopčič, "Napredno vodenje sistema za uporovno točkasto varjenje," Doktorska disertacija, FERi, Univerza v Mariboru, 2007.
- [6] V. Podlogar, "Model železnega jedra transformatorja za uporovno točkasto varjenje," Doktorska disertacija, FERi, Univerza v Mariboru, 2012.
- [7] J. P. Cukovic, "Načrtovanje navitij transformatorjev za uporovno točkasto varjenje," Doktorska disertacija, FERi, Univerza v Mariboru, 2013.
- [8] M. Petrun, "Modeliranje in analiza magnetnih komponent v močnostnih dc-dc-pretvornikih," Doktorska disertacija, FERi, Univerza v Mariboru, 2014.
- [9] J. Černelič, "Vplivi različnih načinov vodenja sistema za uporovno točkovno varjenje na njegove izgube," Doktorska disertacija, FERi, Univerza v Mariboru, 2017.
- [10] B. Kraut, *Krautov strojniški priročnik*, 14th ed. Littera picta, 2003.
- [11] E. R. Bohnart, *Welding, Principles and Practices*, 5th ed. SENSE, 2017.
- [12] S. R. Farnsworth, *Welding for dummies*. WILEY, 2010.
- [13] Y. M. Chae, J. S. Mok, G. H. Choe, and W. S. Shin, "A new instantaneous output current control method for inverter arc welding machine," *Proc. Power Electron. Specialists Conf. PESC99*, pp. 521–526, 1999.

- [14] K. Morimoto, T. Doi, H. Manabe, N. A. Ahmed, and H. W. Lee, “Advanced high power dc-dc converter using novel type half-bridge soft switching pwm inverter with high frequency transformer for arc welding,” *IEEE PEDS*, pp. 113–118, 2005.
- [15] L. Jeffus, *WELDING, Principles and Applications*, 7th ed. DELMAR, 2012.
- [16] *Handbook for Resistance Spot Welding*. Miller Electric Mf. Co., 2012.
- [17] *Resistance welding manual*, 4th ed. RWMA, 2003.
- [18] H. Zhang and J. Senkara, *Resistance welding, Fundamentals and Applications*. Taylor Francis, 2006.
- [19] W. Li, D. Cerjanec, and G. A. Grzadzinski, “A comparative study of single-phase ac and multiphase dc resistance spot welding,” *Journal of Manufacturing Science and Engineering*, vol. 127, pp. 583–589, Aug. 2005.
- [20] L. Gong, C.-L. Liu, and X. F. Zha, “Model-based real-time dynamic power factor measurement in ac resistance spot welding with an embedded ann,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1442–1448, Jun. 2007.
- [21] K. Zhou and L. Cai, “Online measuring power factor in ac resistance spot welding,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 575–582, Jan. 2014.
- [22] R. El-Khalil, “Managing and improving robot spot welding efficiency: a benchmarking study,” *Benchmarking: An International Journal*, vol. 21, no. 3, pp. 344–363, 2014.
- [23] N. Nagasathym, S. R. Boopathy, and A. Santhakumari, “Mfdc - an energy efficient adaptive technology for welding of thin sheets,” *International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability*, pp. 901–906, 2013.
- [24] M. Wagner, S. Bernet, and S. Kolb, “High frequency transformer with synchronous rectifier for resistance spot welding,” *IEEE AFRICON*, pp. 1–6, Sept. 2013.
- [25] M. Wagner and S. Kolb, “Efficiency improvements for high frequency resistance spot welding,” *Eur. Conf. on Power Electron. and Appl.*, pp. 1–9, Sept. 2013.
- [26] U. Badstuebner, J. Biela, D. Christen, and W. Kolar, “Optimization of a 5-kw telecom phase-shift dc-dc converter with magnetically integrated current doubler,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4736–4745, Oct. 2011.

-
- [27] M. Wagner and S. Bernet, "High frequency inverter for resistance spot welding applications with increased power cycling capability," *AFRICON 2013*, pp. 1–7, 2013.
- [28] M. Wagner and S. Kolb, "Efficiency improvements for high frequency resistance spot welding," *Power Elec. and Appl. (EPE)*, pp. 1–9, 2013.
- [29] J. C. Popović, B. Klopčič, M. Petrun, B. Polajžer, and D. Dolinar, "Optimization of resistance spot welding transformer windings using analytical successive approximation and differential evolution," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 4, Apr. 2014.
- [30] G. Štumberger, K. Deželak, B. Klopčič, and D. Dolinar, "The impact of the voltage generation method on the acoustic noise emissions caused by a welding transformer," *IEEE Trans. on Mag.*, vol. 48, no. 4, pp. 1669–1672, 2012.
- [31] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, "Review of three-phase pwm ac-ac converter topologies," *IEEE Trans. on Ind. Ele.*, vol. 58, no. 11, pp. 4988–5006, 2011.
- [32] L. Wuhua, G. Yunjie, L. Haoze, C. Wenfeng, H. Xiangning, and X. Changliang, "Topology review and derivation methodology of single-phase transformerless photovoltaic inverters for leakage current suspension," *IEEE Trans. on Ind. Ele.*, vol. 62, no. 7, pp. 4537–4551, 2015.
- [33] S. J. Jeon and G. H. Cho, "A zero-voltage and zero-current switching full bridge dc-dc converter with transformer isolation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 573–580, Sep. 2001.
- [34] K. Morimoto, T. Doi, H. Manabe, N. A. Ahmed, and H. W. Lee, "Advanced high frequency transformer linked soft switching pwm dc-dc power converter with utility ac dual voltages modes for low voltage and large current applications," *Proc. EPE 2005*, pp. P1–P10, 2005.
- [35] D. G. Holmes and D. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. John Wiley and Sons, 2003.
- [36] J. Holtz, "Pulsewidth modulation - a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, Dec. 1992.
- [37] B. Klopčič, G. Štumberger, and D. Dolinar, "Iron core saturation of a welding transformer in a medium frequency resistance spot welding system caused by the asymmetric output rectifier characteristics," *IEEE Ind. App. Annual Meeting*, pp. 2319–2326, 2007.

- [38] R. Boll, *Weichmagnetische Werkstoffey*, 1990.
- [39] M. Petrun, K. Chwastek, and D. Dolinar, "Hysteresis curves of a resistance spot welding transformer," *COMPEL*, vol. 32, no. 4, pp. 1404–1416, 2013.
- [40] V. Podlogar, B. Klopčič, G. Štumberger, and D. Dolinar, "Magnetic core model of a midfrequency resistance spot welding transformer," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 2, pp. 602–605, Feb. 2010.
- [41] J. A. Martinez and B. A. Mork, "Transformer modeling for low- and mid-frequency transients-a review," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, no. 2, pp. 1625–1632, Apr. 2005.
- [42] T. Tran-Quoc and L. Pierrat, "An efficient non linear transformer model and its application to ferroresonance study," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no. 3, pp. 2060–2063, May/June 1995.
- [43] M. Petrun, B. Klopčič, B. Polajžer, and D. Dolinar, "Evaluation of iron core quality for resistance spot welding transformers using current controlled supply," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 4, pp. 1633–1636, Apr. 2012.
- [44] M. Petrun, S. Steentjes, K. Hameyer, and D. Dolinar, "Magnetization dynamics and power loss calculation in no soft magnetic steel sheets under arbitrary excitation," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 1, Jan. 2015.
- [45] F. de Leon, "A simple representation of dynamic hysteresis losses in power transformers," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 10, no. 10, pp. 315–321, Jan. 1995.
- [46] B. Klopčič and D. Dolinar, "Advanced control of a resistance spot welding system," *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 144–152, 2008.
- [47] D. Dolinar, B. Klopčič, and G. Štumberger, "Improvement of spot welding control system," *EPE-PEMC*, vol. 23, no. 1, pp. 28–33, 2010.
- [48] T. L. Skvarenina, *The power electronics handbook*. West Lafayette, Indiana: CRC press, 2002.
- [49] M. Petrun, K. Deželak, D. Dolinar, and G. Štumberger, "Determining the parameters of a resistance spot welding transformer using differential evolution," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 4, Apr. 2014.
- [50] S. S. Rao, *Engineering optimization - Theory and practice*, 4th ed. John Wiley and Sons, Inc, 2009.

-
- [51] M. Clerc, *Particle swarm optimization*. ISTE Ltd, 2006.
- [52] K. Yasuda, A. Ide, and N. Iwasaki, "Adaptive particle swarm optimization," pp. 1554–1559, Oct. 2003.
- [53] K. E. Parsopoulos and M. N. Vrahatis, *Particle swarm optimization and intelligence, advances and applications*. IGI Global, 2010.
- [54] A. Lazinica, *Particle swarm optimization*. In-Tech, 2009.
- [55] F. T. S. Chan and M. K. Tiwari, *Swarm Intelligence - Focus on Ant and Particle Swarm Optimization*. I-Tech, 2007.
- [56] B. Klopčič, D. Dolinar, and G. Štumberger, "Analysis of an inverter-supplied multi-winding transformer with a full-wave rectifier at the output," *J. magn. magn. mater.*, vol. 320, no. 20, pp. 929–934, 2007.
- [57] G. Štumberger, B. Klopčič, K. Deželak, and D. Dolinar, "Prevention of iron core saturation in multi-winding transformers for dc-dc converters," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 2, pp. 582–585, 2010.
- [58] R. Brezovnik, J. Černelič, M. Petrun, D. Dolinar, and J. Ritonja, "Impact of the switching frequency on the welding current of a spot-welding system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 12, pp. 9291–9301, Dec. 2017.
- [59] A. Bendre, G. Venkataramanan, and D. Divan, "Dynamic analysis of loss-limited switching full-bridge dc-dc converter with multimodal control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 854–863, May/June 2003.
- [60] G. Štumberger, D. Dolinar, and J. Voršič, "Analiza trifaznih sistemov v primeru prisotnosti nesimetrij in višjih harmonskih komponent," *6. Konf. Slov. elektroenergetikov*, pp. 11–16, 2003.
- [61] D. A. Ward and J. L. T. Exon, "Using rogowski coils for transient current measurements," *Eng. Science Educ. J.*, pp. 105–113, Jun. 1993.

Dodatek A

Predstavitev merilne opreme

Meritve vseh napetosti in tokov so se izvajale z napredno merilno opremo za zajemanje podatkov (angl. data acquisition system – DAQ) s sistemom Dewetron DEWE-2600 HSI. Merilni sistem (slika A.1) je računalnik z operacijskim sistemom Windows, ki poganja programsko opremo podjetja DEWESoft, ki omogoča realno časovno prikazovanje in shranjevanje merjenih podatkov. Računalnik z vgrajenim LCD-zaslonom in tipkovnico vsebuje procesor in 4 GB pomnilnika ter dva ločena SSD-diska, od katerih je prvi namenjen operacijskemu sistemu, drugi pa omogoča shranjevanje podatkov. Zaradi uporabe SSD-diskov je sistem zmožen shranjevati do 80 MB podatkov na sekundo, najvišja možna frekvenca vzorčenja signala pa je 10 milijonov točk na sekundo (10 MS/s) za vsak kanal posebej. Na zadnji strani ohišja merilnega sistema je šestnajst vgradnih mest za različne merilne module. Najpogosteje so uporabljeni moduli za meritve napetosti, ki so izvedeni z diferenčnimi ojačevalniki in so ločeni na nizko- in visokonapetostne module.



Slika A.1: Sprednji del merilnega sistema Dewetron DEWE-2600 HSI

Nizkonapetostni ojačevalnik HSI-LV omogoča nastavljanje različnih napetostnih območij od ± 10 mV do ± 50 V z enako merilno točnostjo. Ti ojačevalniki omogočajo meritve malih padcev napetosti, katerih potencial proti zemlji znaša 350 V na

BNC-priključku ali 1 kV na 4-milimetrskem banana priključku. Omenjeno omogoča meritve malih napetosti na *shunt* uporih z znano upornostjo, ki imajo veliko potencialno razliko proti ozemljitvi, kar omogoča posredno merjenje toka. BNC-priključki imajo to lastnost, da niso ozemljeni, kar je treba ustrezno upoštevati pri njihovi uporabi. Pasovna širina vseh HSI-merilnih modulov znaša 2 MHz, analogno merjeni signali pa se pretvorijo v digitalno obliko s pomočjo 16-bitnih analogno-digitalnih (A/D) pretvornikov. Uporabljen merilni sistem je bil opremljen s štirimi HSI-LV-napetostnimi merilnimi moduli z BNC-priključki za priključitev zunanjih merilnikov toka in tremi moduli z banana priključki za meritev napetosti.

Visokonapetostni ojačevalnik HSI-HV ima možnost nastavitve merilnega območja od ± 20 V do $\pm 1,4$ kV. Med priključkoma in ozemljitvijo je dovoljena maksimalna napetost $1400 V_{\text{RMS}}$, med samima priključkoma pa $1800 V_{\text{RMS}}$. Vhodna upornost ojačevalnika znaša $10 M\Omega$. Nastavitve filtrov so povsem enake kot pri nizkonapetostnih modilih. Uporabljen merilni sistem je bil opremljen s štirimi visokonapetostnimi moduli.

Za nizko- in visokonapetostne module je treba obvezno določiti nizkoprepustne filtre iz območja lomnih frekvenc od 100 Hz do 2 MHz. Možnost imamo izbirati med Butterworthovim in Besselovim filtrom z dušenjem -40 dB na dekada od izbrane lomne frekvence navzgor. V primeru izbire lomne frekvence 2 MHz je samodejno izbran Butterworthov filter z dušenjem -60 dB na dekada. Pri izbiri lomne frekvence je treba upoštevati, da je že upoštevano dušenje z -3 dB na dekada, zato je tudi za različne frekvence merjenih signalov podana različna točnost. Pri najvišjih frekvencah, to je od 1 MHz do 2 MHz, je za merilno območje podana merilna točnost $e_i = \pm(0,014 \cdot f) \%$ od izmerjene vrednosti in še $e_o = \pm 3 \%$ od nastavljenega merilnega območja napetosti. Pri meritvah enosmernih napetosti, višjih od 200 mV, pa merilna točnost znaša $e_i = \pm 0,05 \%$ od izmerjene vrednosti in še $e_o = \pm 0,05 \%$ od nastavljenega merilnega območja napetosti.

Visoke vrednosti primarnih (do 500 A) in sekundarnih tokov (do 30 kA) so bile merjene brezkontaktno s profesionalnim merilnim sistemom, ki deluje na principu tuljavice Rogowskega [61]. Merilna tuljavica je navita okrog neferomagnetnega jedra, ki je lahko na enem mestu prekinjeno in je tudi gibljivo, zato jo lahko preprosto namestimo okrog vodnika, katerega tok želimo meriti. V merilni tuljavici se inducira napetost kot posledica spremembe magnetnega polja okoli vodnika, katerega tok želimo meriti. S pomočjo analognega integratorja, izvedenega z elektronskim vezjem (slika A.2), lahko integriramo inducirano napetost tuljavice Rogowskega, da dobimo časovni potek merjenega toka v vodniku. Ta analogni integrator je del merilnega sistema in je zato povezan s tuljavico Rogowskega (slika A.3), njegovo elektronsko vezje pa potrebuje ločen vir stabiliziranega napajanja.

Za meritev primarnih tokov se je uporabljal merilni sistem CWT 3 LFR podjetja

PEM, katerega maksimalni merilni obseg znaša 600 A z občutljivostjo 10 mV/A in merilno točnostjo 0,2%. Ta merilna točnost velja, če je vodnik točno na sredini merilne tuljave in se ne premika, v nasprotnem primeru je merilna točnost 1%.



Slika A.2: Elektronsko vezje (integrator) merilnega sistema PEM CWT 3 LFR

Za meritve sekundarnih tokov je bil uporabljen merilnik modela CWT 150 LFR z merilnim dosegom 30 kA in občutljivostjo 0,2 mV/A. Zaradi kompaktne konstrukcije varilnega transformatorja z diodnim usmernikom omenjene tuljave Rogowskega ni bilo možno oviti okrog močnostnih diod usmernika zaradi premalo prostora oziroma prevelikega premera tuljave, zato se je uporabljal za meritve varilnega toka. Posledično se je za meritve tokov diod usmernika uporabil podoben merilni sistem CWT 150 LFR mini, ki ima zgolj manjši presek tuljave Rogowskega, ki jo je možno oviti okrog močnostne diode.



Slika A.3: Tuljavica Rogowskega, ki je del merilnega sistema PEM CWT 3 LFR

Dodatek A. Predstavitev merilne opreme

Laboratorijski frekvenčni pretvornik je bil voden s pomočjo krmilnega sistema dSpace DSP 1103, ki potrebuje ločen računalnik in monitor (slika A.4). S pomočjo krmilnega sistema dSpace je izvedeno vodenje laboratorijskega frekvenčnega pretvornika prek optične povezave, ki pošilja signale za odpiranje in zapiranje tranzistorjev H-mosta. Prek grafičnega vmesnika se prav tako nastavljajo vsi vhodni parametri za nastavljanje želenega prevajalnega razmerja D in frekvence obratovanja f . Čeprav se meritve vseh pomembnih časovnih potekov izvajajo z ločenim merilnim sistemom Dewetron, pa se s sistemom dSpace realno-časovno spremlja napetost enosmernega vodila U_{dc} , ki je pomembna za vodenje sistema. Za vodenje pretvornika je bil uporabljen namensko integriran sistem PŠM sistema dSpace, ki ima zato ločen procesor in ustrezen krmilni blok v Simulinku. Vendar pa ta sistem deluje samo do frekvence 5 kHz. Pri višjih frekvencah se pojavijo težave z vzorčenjem vhodnih in izhodnih napetosti krmilnega sistema dSpace. Zaradi tega je bil sestavljen lasten sistem vodenja s PŠM, ki izkorišča druge analogne izhode in omogoča vodenje frekvenčnega pretvornika vse do frekvence 10 kHz. Vendar pa je imel takšen sistem določene pomanjkljivosti, saj nastavljena frekvenca in prevajalno razmerje nista bila vedno popolnoma zagotovljena zaradi težav z vzorčenjem signalov pri frekvencah nad 5 kHz. Kljub temu omenjene težave niso bile vedno prisotne in se je meritve lahko brez težav uporabilo za nadaljnje analize. S tem je bilo možno analizirati delovanje varilnega transformatorja tudi nad 5 kHz, vse do 10 kHz.



Slika A.4: Krmilni sistem dSpace DSP 1103 za vodenje frekvenčnega pretvornika

Dodatek B

Uporabljeni načini za hitrejšo doseganje stacionarnega stanja I_w pri izračunih z MKE

Pri računanju odzivov varilnih transformatorjev za UTV z uporabo MKE, kjer nas zanima predvsem dogajanje v času ene periode T ustaljenega stanja varilnega toka i_w , so potrebni časovno tranzientni izračuni. Časovna odvisnost pa zahteva v večini primerov daljši čas računanja, da varilni tok iz začetne vrednosti nič doseže stacionarno stanje. Čas računanja takšnega primera je odvisen od številnih vplivov, kot sta zahtevnost geometrije in kakovost mreže končnih elementov, od dovoljenih relativnih in absolutnih odstopanj ter od časovne gostote točk, pri katerih želimo rezultate tranzientnega izračuna.

Običajno izberemo začetni in končni čas računanja tranzientnega izračuna ter časovni korak, ki določa, pri katerih vrednostih časa želimo določiti vrednosti vseh opazovanih spremenljivk. Vendar pa metode za reševanje matričnih enačb, ki formulirajo problem pri MKE, zahtevajo krajši časovni korak za uspešno konvergenco izračuna, kar je odvisno predvsem od tega, kako hitro se spreminjajo vzbujalne napetosti ali toki opazovanega sistema.

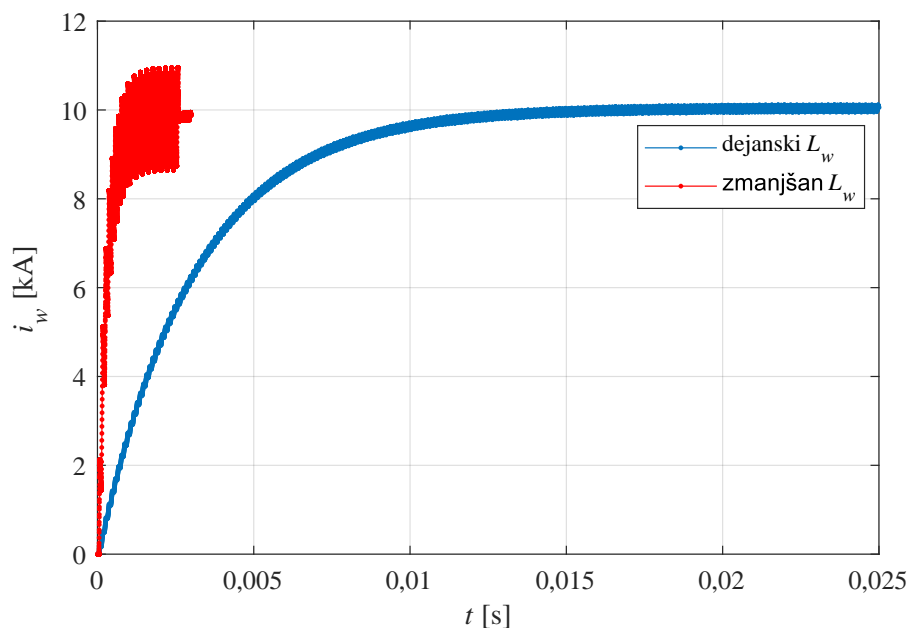
Pri računanju obravnavanih varilnih transformatorjev s PŠM, ki zagotavlja pulzno modulirano napajalno napetost, se soočamo s težavo hitrih sprememb napajalne napetosti u po času. V idealnem primeru ima pulzna napetost neskončno hitro spremembo napetosti iz $u = 0\text{ V}$ na vrednost enosmernega vodila $u = U_{dc}$. Takšne trenutne spremembe pri izračunih z MKE niso dovoljene, saj morajo imeti vsi odvodi tokov in napetosti po času znane končne vrednosti za uspešno konvergenco izračuna. Posledično je bilo treba pulzno napajalno napetost, s katero odpiramo in zapiramo tranzistorje pretvornika, ustrezno gladiti, da smo se izognili trenutnim spremembam. Zaradi hitrih sprememb napetosti so tudi odvodi tokov po času zelo

Dodatek B. Uporabljeni načini za hitrejše doseganje stacionarnega stanja I_w pri izračunih z MKE

veliki in lahko povzročajo numerične težave in zaustavitve izračuna, če absolutna in relativna dovoljena odstopanja niso pravilno določena.

Zaradi hitrih sprememb vzbujalnih napetosti morajo metode za reševanje tovrstnih problemov zelo skrajšati časovni korak integracije, celo na vrednosti manjše od reda 10^{-14} s. Zaradi tako malih časovnih korakov v času hitrih sprememb vzbujalne napetosti je število rešitev znotraj ene periode napajalne napetosti T precej večje, kot pa je podanih časovnih točk, pri katerih želimo rešitve danega problema. Posledično je tudi čas računanja toliko daljši.

Zaradi periodične napajalne napetosti in časovnih konstant varilnega transformatorja, pri katerih se varilni tok ustali po približno 25 ms, je treba pri frekvenci napajalne napetosti 1 kHz izračunati petindvajset period. Ker se varilni tok povečuje eksponentno, se spremembe toka s približevanjem stacionarnemu stanju zmanjšujejo, kot je prikazano na sliki B.1 z modro barvo. Zaradi tega je čas računanja posamezne periode vedno približno enak, saj se vzbujalna napetost ves čas periodično ponavlja. Na osnovi tega lahko približno izračunamo, koliko časa bo trajal takšen numerični tranzientni izračun, če poznamo čas računanja ene periode.



Slika B.1: Poteka varilnega toka i_w pri dejanski in zmanjšani vrednosti induktivnosti bremena L_w za frekvenco napajalne napetosti 5 kHz

Pri računanju primera varilnega transformatorja s slike 5.7 je celotni čas izračuna vseh petindvajset period pri uporabi mreže s sprejemljivo gostoto trajal približno štiri dni, in sicer z uporabo metode, ki uporablja večjedrne procesorje za paralelno reševanje sistema linearnih enačb za pohitritev izračuna.

Problem pa nastane, če nas zanima perioda ustaljenega varilnega toka pri višji frekvenci napajalne napetosti, saj je ustaljeno stanje prav tako doseženo šele po času

$t = 25$ ms. To pomeni, da se z višanjem frekvence poveča število period, ki jih je treba izračunati, kar čas trajanja izračuna skoraj linearno podaljša. Čas izračuna za doseg stacionarnega stanja varilnega toka pri frekvenci 30 kHz, ki je bila prav tako obravnavana v doktorski disertaciji, bi bil na primer približno štiri mesece. Tako dolgi časi so seveda povsem nesprejemljivi, poleg tega pa s sabo prinesejo tudi druge negativne posledice. Takšne negativne posledice so izredno velike količine podatkov med samim izračunom, ki jih je treba shraniti, ter možnost prekinitve delovanja programa zaradi nenormalno velike količine podatkov in s tem izgube rezultatov (potreben ponovni izračun od začetka). Dolgi časi izračunov prav tako povečajo možnost izgube napajanja računalnika med izračunom zaradi izpada elektrike (če nimamo neprekinjenega napajanja).

Zaradi omenjenih negativnih vplivov z nerazumno dolgimi časi izračunov se je v izračunih z MKE iskalo načine za hitrejše doseganje stacionarnega stanja varilnega toka. V nadaljevanju bosta predstavljena dva načina, s katerima lahko bistveno hitreje dosežemo stacionarno stanje varilnega toka.

Način z zmanjšano induktivnostjo bremena

Za hitrejše doseganje stacionarne efektivne vrednosti varilnega toka pri višjih frekvencah napajalne napetosti z MKE je bil v doktorski disertaciji uporabljen način z zmanjšanjem induktivnosti bremena na začetku izračuna. Čas za doseg stacionarnega stanja varilnega toka je določen s časovnima konstantama τ_1 in τ_2 , ki ju v največji meri določata induktivnost in upornost bremena L_w in R_w , saj imata največje vrednosti. Obe časovni konstanti lahko zmanjšamo in s tem skrajšamo čas za doseg stacionarnega stanja efektivne vrednosti varilnega toka, če zmanjšamo vrednost induktivnosti L_w ali povečamo vrednost upornosti R_w . S spreminjanjem vrednosti upornosti neposredno vplivamo na velikost toka, zato raje zmanjšamo vrednost induktivnosti, ki vpliva samo na hitrost naraščanja, ne pa na velikost efektivne vrednosti varilnega toka v stacionarnem stanju.

Z zmanjšanjem induktivnosti L_w efektivna vrednost varilnega toka I_w bistveno hitreje narašča iz vrednosti nič proti stacionarnemu stanju, vendar trenutna vrednost varilnega toka i_w niha okrog efektivne vrednosti z večjo amplitudo, kar je prikazano z rdečo barvo na sliki B.1. Ko efektivna vrednost varilnega toka s pomočjo zmanjšane induktivnosti doseže stacionarno stanje, spremenimo vrednost induktivnosti na dejansko vrednost. Na ta način trenutna vrednost varilnega toka i_w še vedno niha okrog efektivne vrednosti, vendar z enako velikostjo kot v primeru brez zmanjšane induktivnosti, kar je z modro barvo prikazano na sliki B.1.

Iz primerjave obeh časovnih potekov vrednosti varilnih tokov na sliki B.1 je razvidno, da smo z zmanjšanjem vrednosti induktivnosti bremena na začetku izračuna bistveno hitreje dosegli ustaljeno efektivno vrednost varilnega toka. Vrednost in-

Dodatek B. Uporabljeni načini za hitrejšje doseganje stacionarnega stanja I_w pri izračunih z MKE

duktivnosti bremena tako ni konstanta, temveč je časovno odvisna funkcija, ki jo določimo s pomočjo stopnične funkcije, ki ji določimo začetno in končno vrednost ter čas preklopa. Seveda pa je treba začetno vrednost induktivnosti bremena določiti na osnovi frekvence napajalne napetosti, saj želimo pri višjih frekvencah še hitrejši vzpon varilnega toka. Pri visokih frekvencah napajalne napetosti ni dovolj zmanjšati samo vrednosti induktivnosti bremena, temveč je treba zmanjšati tudi druge razsipane induktivnosti, ki vplivajo na časovno konstanto naraščanja varilnega toka.

Opisan način za hitrejšje doseganje ustaljenega stanja efektivne vrednosti varilnega toka pa ima tudi manjšo pomanjkljivost, saj varilni tok zelo močno niha okrog efektivne vrednosti zaradi manjših časovnih konstant, kar lahko ima negativen vpliv ob spremembi vrednosti induktivnosti iz zmanjšane na dejansko vrednost. Če je prevajalno razmerje D zelo visoko, se lahko zgodi, da se prekop vrednosti induktivnosti zgodi, ko je varilni tok precej višji od efektivne vrednosti varilnega toka in nato počasi upada proti stacionarnemu stanju. V takem primeru je treba po preklopu vrednosti induktivnosti izračunati še nekaj period, da efektivna vrednost varilnega toka dejansko doseže stacionarno stanje. Takšen primer je viden tudi na sliki B.1, kjer se rdeči časovni potek varilnega toka ustali pri nižji vrednosti v primerjavi z modrim potekom, čeprav je razlika precej mala. Omenjeno pomanjkljivost lahko odpravimo s spremembo časa preklopa induktivnosti, ki ne sme biti na začetku nove periode, temveč mora upoštevati trenutno vrednost varilnega toka i_w , ko je ta blizu efektivne vrednosti I_w .

Če nas zanima zgolj velikost efektivne vrednosti varilnega toka v odvisnosti od frekvence f napajalne napetosti in prevajalnega razmerja D , je dovolj, če po spremembi vrednosti induktivnosti izračunamo še dve ali tri periode in nato uporabimo za analizo rezultatov samo zadnjo periodo. Če nas zanimajo izgube, pa je treba tranzientni izračun izvajati tako dolgo, da tudi časovni poteki izgub dosežejo stacionarno stanje. Zaradi zmanjšane vrednosti induktivnosti pred spremembo na dejansko vrednost se pojavljajo relativno velika nihanja vseh tokov v veznem modelu, ki povzročajo večji vpliv kožnega in sosedstvenega pojava, kar vpliva tudi na večjo moč izgub. Povečan vpliv izriva toka se pozna tudi po spremembi induktivnosti na dejansko vrednost, zato je treba tranzientni izračun nadaljevati toliko časa po spremembi induktivnosti bremena na dejansko vrednost, dokler tudi vrednosti moči izgub ne dosežejo stacionarnega stanja.

S pomočjo opisanega načina lahko čase izračunov pri višjih frekvencah napajalne napetosti bistveno skrajšamo, saj je za izračun dovolj le nekaj period, da efektivna vrednost varilnega toka doseže stacionarno stanje. Čas tranzientnega izračuna pri frekvenci napajalne napetosti 1 kHz tako lahko skrajšamo iz štirih na en dan. Pri višjih frekvencah napajalne napetosti, kjer izračuni postanejo praktično neizvedljivi že pri frekvenci 30 kHz, pa lahko čas izvajanja izračuna skrajšamo iz nekaj mesecev

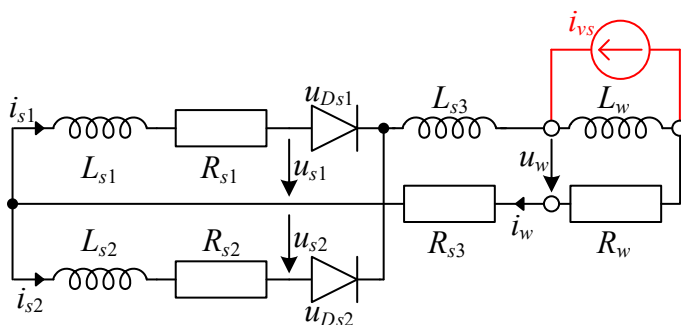
na zgolj nekaj dni.

Način vsiljenega toka bremena i_{vs}

Med opravljanjem številnih izračunov z MKE je bil določen še en način za hitrejše doseganje stacionarnega stanja efektivne vrednosti varilnega toka. Ta drugi način je sicer bil preizkušen, vendar za delo v okviru doktorske disertacije ni bil prav pogosto uporabljen. Ta način hitrejšega doseganja ustaljene efektivne vrednosti varilnega toka ima nekaj prednosti pred predhodno predstavljenim, vendar pa tudi določene dodatne zahteve, kar bo predstavljeno v nadaljevanju.

Pri računanju časovnih potekov električnih in magnetnih količin varilnih transformatorjev z MKE se soočamo s težavo, da moramo izračun začeti iz začetne vrednosti, kjer so vrednosti spremenljivk enake nič. Za poljubne parametre veznega modela in geometrijo transformatorja namreč ne moremo določiti začetnih vrednosti, ki so na začetku periode napajalne napetosti ustaljene efektivne vrednosti varilnega toka. Ne vemo niti, pri kateri vrednosti se bo ustalila efektivna vrednost varilnega toka ter kakšna bo takrat razporeditev elektromagnetnega polja in tokov.

Lahko pa takšno stanje približno določimo s pomočjo vsiljenega toka i_{vs} na strani bremena L_w , kar je prikazano na sliki B.2. Kot je razvidno iz slike, paralelno k induktivnosti bremena L_w priključimo idealni tokovni vir, upornosti obeh sekundarnih vej transformatorja R_{s1} in R_{s2} pa postavimo na zelo visoko vrednost. Zaradi visoke



Slika B.2: Nadomestno vezje z dodanim tokovnim virom za določitev začetne vrednosti varilnega toka i_w

vrednosti upornosti R_{s1} in R_{s2} ter zaporne vezave obeh diod vsiljen tok i_{vs} ne more teči po obeh sekundarnih vejah transformatorja, temveč se lahko zaključi le prek induktivnosti bremena L_w . Ker imamo idealni tokovni vir, mu lahko poljubno določimo časovni potek toka i_{vs} . Časovni potek toka i_{vs} določimo tako, da se tok začne pri vrednosti nič in se z določeno strmino povečuje do vrednosti varilnega toka, ki jo želimo kot začetno vrednost toka, s katere se nato nadaljuje izračun prve periode normalnega izračuna z izmenično napetostjo u . Ko vsiljen tok doseže željeno končno vrednost, se začne zmanjševati proti vrednosti nič, tako da ima časovni potek toka i_{vs} obliko trikotnika. V trenutku, ko tok i_{vs} doseže maksimalno vrednost, spre-

Dodatek B. Uporabljeni načini za hitrejše doseganje stacionarnega stanja I_w pri izračunih z MKE

nimo vrednosti upornosti R_{s1} in R_{s2} iz predhodno nastavljenih visokih vrednosti nazaj na dejansko vrednost. Normalne nizke upornosti in zmanjševanje vsiljenega toka i_{vs} imajo za posledico, da se začne del vsiljenega toka zaključevati prek obeh sekundarnih vej transformatorja. V času naraščanja toka i_{vs} je inducirana napetost na induktivnosti L_w zelo velika, saj vsiljujemo tok z veliko strmino. Ob začetku upadanja vsiljenega toka i_{vs} in preklopu obeh upornosti R_{s1} in R_{s2} je priporočeno, da se za čas upadanja toka i_{vs} nastavi povsem enaki vrednosti R_{s1} in R_{s2} ter L_{s1} in L_{s2} , da se tok enakomerno porazdeli po obeh sekundarnih vejah. S simetričnimi vrednostmi obeh sekundarnih vej transformatorja namreč zagotovimo, da se v času upadanja vsiljenega toka i_{vs} proti vrednosti nič železno jedro ne magneti v eno smer zaradi neenakih tokov sekundarnih vej. Ko tok i_{vs} pade na vrednost nič, lahko nadaljujemo izračun z izmenično napetostjo pretvornika u , kot pri normalnem izračunu, le da že imamo ustaljeno efektivno vrednost varilnega toka. V tem trenutku tudi nastavimo parametre obeh vej sekundarnega navitja R_{s1} in R_{s2} ter L_{s1} in L_{s2} na dejanske vrednosti, ki so lahko nesimetrične. Od tega trenutka dalje imamo približno takšno stanje transformatorja, kot je v času začetka periode stacionarnega stanja varilnega toka I_w , saj se varilni tok deli na obe sekundarni veji, primarni tok pa je enak nič. Razlika je le v tem, da je železno jedro razmagneteno, zato je pomembno, da v prvi polperiodi napajalne napetosti uporabimo polovico širine napetostnega pulza v času T_{ON} .

S pomočjo opisanega načina lahko izračun z izmeničnim pulznim napajanjem varilnega toka začnemo računati pri poljubni začetni vrednosti varilnega toka, ki ga predhodno vsilimo bremenu s pomočjo idealnega tokovnega vira. Idealnemu tokovnemu viru lahko poljubno določimo časovni potek toka i_{vs} , s katerim dosežemo želeno vrednost efektivne vrednosti varilnega toka v stacionarnem stanju. Pomanjkljivost opisanega načina je, da moramo vnaprej poznati efektivno vrednost varilnega toka v stacionarnem stanju, ki pa je odvisna od vrednosti vseh parametrov, frekvence napajalne napetosti in prevajalnega razmerja. Če vsiljen tok določimo previsoko, bo varilni tok nato začel upadati proti dejanski stacionarni vrednosti I_w ali pa naraščati, če je vsiljen tok nastavljen prenizko. Omenjena pomanjkljivost je eden izmed razlogov, zakaj ta način za hitrejše doseganje stacionarne efektivne vrednosti varilnega toka ni bil uporabljen pogosteje.

Vsi izračuni z MKE so bili narejeni s predhodno opisanim načinom zmanjšanja induktivnosti bremena, še preden se je izpeljalo analitične nastavke za neposredni izračun stacionarne vrednosti varilnega toka I_w , ki je predpogoj za uporabo načina z vsiljenim tokom. Ker imamo analitične nastavke za izračun stacionarnega varilnega toka I_w , lahko določimo maksimalno vrednost vsiljenega toka i_{vs} in nato nadaljujemo izračun z izmenično napetostjo u . Treba pa je upoštevati, da v času padanja i_{vs} tudi preostali varilni tok skozi obe sekundarni veji transformatorja počasi upada.

Posledično je treba vrh trikotnega pulza vsiljenega toka i_{vs} določiti nekoliko višje. Koliko višje je treba določiti vrednost vsiljenega toka i_{vs} , pa lahko določimo iz izpeljanih analitičnih nastavkov, saj poznamo čas upadanja vsiljenega toka i_{vs} in časovno konstanto upadanja varilnega toka.

Ko enkrat določimo začetno vrednost varilnega toka, je nato treba normalni izračun s pulznim napajanjem izvajati še toliko period napajalne napetosti, da tudi moči izgub zaradi izriva toka dosežejo stacionarno stanje. Ko tudi moči izgub dosežejo stacionarno stanje, se lahko zadnjo periodo napajalne napetosti uporabi za analizo časovnih potekov električnih količin v času ene periode stacionarnega stanja efektivne vrednosti varilnega toka, ki nas običajno najbolj zanima.

Dodatek C

Življenjepis kandidata

OSEBNI PODATKI

Ime in priimek: Robert Brezovnik
Akademski naziv: univ. dipl. inž. el.
Rojen: 26. 5. 1983 v Slovenj Gradcu
Državljanstvo: slovensko

ŠOLANJE

1990–1998 Osnovna šola Radlje ob Dravi
1998–2001 Srednja elektro-računalniška šola Maribor
Naziv: električar elektronik
2001–2003 Srednja elektro-računalniška šola Maribor
Naziv: elektrotehnik elektronik
2003–2007 Univerza v Mariboru, FERİ
Smer: Močnostna elektrotehnika
Stopnja izobrazbe: visokošolska diploma
Naslov diplomskega dela: *Analiza regulacije hitrosti asinhronskega motorja*
2007–2009 Univerza v Mariboru, FERİ
Smer: Močnostna elektrotehnika
Stopnja izobrazbe: univerzitetna diploma
Naslov diplomskega dela: *Kratkoročna optimizacija obratovanja verige Dravskih elektrarn*

NAGRADE IN PRIZNANJA

2001 priznanje župana Občine Maribor za odličen uspeh v vseh letnikih srednje šole
2007 priznanje za najboljšega diplomanta visokošolskega strokovnega študijskega programa Elektrotehnika na FERİ v študijskem letu 2006/2007
2017 priznanje za najboljše raziskovalne dosežke študentov v študijskem letu 2016/2017 (Univerza v Mariboru, FERİ)

DELOVNE IZKUŠNJE

2009–2018 Raziskovalec na FERİ, Univerza v Mariboru



Univerza v Mariboru

Fakulteta za elektrotehniko,
računalništvo in informatiko

Smetanova ulica 17
2000 Maribor, Slovenija



IZJAVA DOKTORSKEGA KANDIDATA

Podpisani-a Robert Brezovnik,

vpisna številka E9507544.

izjavljam,

da je doktorska disertacija z naslovom VPLIV PREKLOPNE FREKVENCE SISTEMA ZA UPOROVNO TOČKOVNO VARJENJE NA VARILNI TOK IN NA IZGUBE

- rezultat lastnega raziskovalnega dela,
- da predložena disertacija v celoti ali v delih ni bila predložena za pridobitev kakršnekoli izobrazbe po študijskem programu druge fakultete ali univerze,
- da so rezultati korektno navedeni in
- da nisem kršil-a avtorskih pravic in intelektualne lastnine drugih.

Podpis doktorskega-e kandidata-ke:

Robert Brezovnik

Obrazec RŠZ



Univerza v Mariboru

Fakulteta za elektrotehniko,
računalništvo in informatiko

Smetanova ulica 17
2000 Maribor, Slovenija



IZJAVA KANDIDATOVEGA MENTORJA O USTREZNOSTI DOKTORSKE DISERTACIJE

Podpisani-a JOŽEF RITONJA, mentor-ica doktorskemu-i kandidatu-ki, izjavljam, da je doktorska disertacija z naslovom VPLIV PREKLOPNE FREKVENCE SISTEMA ZA UPOROVNO TOČKOVNO VARNENJE NA VARNI TOK IN DŽUBE, ki jo je izdelal-a doktorski-a kandidat-ka ROBERT BREZOVNIK, v skladu z odobreno temo, Pravilnikom o pripravi in zagovoru doktorske disertacije ter mojimi navodili in predstavlja izviren prispevek k razvoju znanstvene discipline.

Datum in kraj:

MB, 8/1/2018

Podpis mentorja-ice:

Obrazec RŠZ



Univerza v Mariboru

Fakulteta za elektrotehniko,
računalništvo in informatiko

Smetanova ulica 17
2000 Maribor, Slovenija



IZJAVA O AVTORSTVU IN ISTOVETNOSTI TISKANE IN ELEKTRONSKE OBLIKE ZAKLJUČNEGA DELA

Ime in priimek študent-a/-ke: Robert Brezovnik

Študijski program: ELEKTROTEHNIKA

Naslov zaključnega dela: VPLIV PREKLOPNE FREKVENCE SISTEMA ZA
UPOROVNO TOČKOVNO VARJENJE NA VARILNI TOK IN NA IZGUBE

Mentor: izr. prof. dr. Jožef Ritonja

Somentor: _____

Podpisan-i/-a študent/-ka Robert Brezovnik

- izjavljam, da je zaključno delo rezultat mojega samostojnega dela, ki sem ga izdelal/-a ob pomoči mentor-ja/-ice oz. somentor-ja/-ice;
- izjavljam, da sem pridobil/-a vsa potrebna soglasja za uporabo podatkov in avtorskih del v zaključnem delu in jih v zaključnem delu jasno in ustrezno označil/-a;
- na Univerzo v Mariboru neodplačno, neizključno, prostorsko in časovno neomejeno prenašam pravico shranitve avtorskega dela v elektronski obliki, pravico reproduciranja ter pravico ponuditi zaključno delo javnosti na svetovnem spletu preko DKUM; sem seznanjen/-a, da bodo dela deponirana/objavljena v DKUM dostopna široki javnosti pod pogoji licence Creative Commons BY-NC-ND, kar vključuje tudi avtomatizirano indeksiranje preko spleta in obdelavo besedil za potrebe tekstovnega in podatkovnega rudarjenja in ekstrakcije znanja iz vsebin; uporabnikom se dovoli reproduciranje brez predelave avtorskega dela, distribuiranje, dajanje v najem in priobčitev javnosti samega izvirnega avtorskega dela, in sicer pod pogojem, da navedejo avtorja in da ne gre za komercialno uporabo;
- dovoljujem objavo svojih osebnih podatkov, ki so navedeni v zaključnem delu in tej izjavi, skupaj z objavo zaključnega dela;
- izjavljam, da je tiskana oblika zaključnega dela istovetna elektronski obliki zaključnega dela, ki sem jo oddal/-a za objavo v DKUM.

Uveljavljam permissivnejšo obliko licence Creative Commons: _____ (navedite obliko)

Začasna nedostopnost:

Zaključno delo zaradi zagotavljanja konkurenčne prednosti, zaščite poslovnih skrivnosti, varnosti ljudi in narave, varstva industrijske lastnine ali tajnosti podatkov naročnika:

UM-FERI, KOROŠKA 46, 2000 MARIBOR (naziv in naslov
naročnika/institucije) ne sme biti javno dostopno do 18/4/2021 (datum odloga
javne objave ne sme biti daljši kot 3 leta od zagovora dela). To se nanaša na tiskano in elektronsko
obliko zaključnega dela.

Temporary unavailability:

To ensure competition priority, protection of trade secrets, safety of people and nature, protection of industrial property or secrecy of customer's information, the thesis _____ (institution/company name and address) must not be accessible to the public till _____ (delay date of thesis availability to the public must not exceed the period of 3 years after thesis defense). This applies to printed and electronic thesis forms.

Datum in kraj: 19/4/2018, MARIBOR

Podpis študent-a/-ke:

Boziana Prut

Podpis mentor-ja/-ice: J. Rtn.
(samo v primeru, če delo ne sme biti javno dostopno)

Ime in priimek ter podpis odgovorne osebe naročnika in žig:

(samo v primeru, če delo ne sme biti javno dostopno)