



Univerza v Mariboru



---

Fakulteta za elektrotehniko,  
računalništvo in informatiko  
Smetanova ulica 17  
2000 Maribor, Slovenija

Doktorska disertacija

**VPLIVI RAZLIČNIH NAČINOV VODENJA SISTEMA  
ZA UPOROVNO TOČKOVNO VARJENJE  
NA NJEGOVE IZGUBE**

Maribor, 2017

Jernej Černelič





Univerza v Mariboru



---

Fakulteta za elektrotehniko,  
računalništvo in informatiko  
Smetanova ulica 17  
2000 Maribor, Slovenija

Doktorska disertacija

**VPLIVI RAZLIČNIH NAČINOV VODENJA SISTEMA  
ZA UPOROVNO TOČKOVNO VARJENJE  
NA NJEGOVE IZGUBE**

Maribor, 2017

Avtor: Jernej Černelič, univ. dipl. inž. el.

Mentor: red. prof. dr. Drago Dolinar





Univerza v Mariboru

Slomškovo trg 15  
2000 Maribor, Slovenija

Maribor, 27. 9. 2016  
Številka: 414/2016/42/416-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 Jerneja Černeliča za sprejem odločitve o predlagani temi doktorske disertacije in mentorja

izdajam naslednji

#### SKLEP

Odobri se tema doktorske disertacije Jerneja Černeliča s Fakultete za elektrotehniko, računalništvo in informatiko z naslovom »Vplivi različnih načinov vodenja sistema za uporabno točkovno varjenje na njegove izgube«. Za mentorja se imenuje red. prof. dr. Drago Dolinar. Kandidat mora članici predložiti izdelano doktorsko disertacijo v zadostnih izvodih najpozneje do 26. 9. 2020.

#### Obrazložitev:

Kandidat Jernej Černelič je 5. 4. 2016 na Fakulteti za elektrotehniko računalništvo in informatiko vložil vlogo za potrditev teme doktorske disertacije z naslovom »Vplivi različnih načinov vodenja sistema za uporabno točkovno varjenje na njegove izgube«. Za mentorja je bil predlagan red. prof. dr. Drago Dolinar.

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





## ***Zahvala***

Zahvaljujem se mentorju red. prof. dr. Dragu Dolinarju za ponujeno priložnost in strokovno pomoč pri raziskovalnem delu ter za nasvete pri pisanju doktorske disertacije. Zahvaljujem se tudi izr. prof. dr. Boštjanu Polajžerju, izr. prof. dr. Jožefu Ritonji, doc. dr. Martinu Petrunu in Robertu Brezovniku za strokovno pomoč pri raziskovalnem delu. Zahvala velja tudi ostalim sodelavcem na Inštitutu za močnostno elektrotehniko, ki so mi bili vedno pripravljeni priskočiti na pomoč.

Veliko zahvalo si seveda zaslužijo tudi moji najbližji: oče Tomaž, mama Zdenka, brat Blaž in partnerka Anja za ogromno podporo, potrpežljivost, razumevanje, motivacijo in ljubezen.





## Kazalo vsebine

1	Uvod.....	1
1.1	Predmet raziskovanja in raziskovalni cilji.....	4
1.2	Hipoteze doktorske disertacije .....	6
1.3	Predpostavke in omejitve .....	6
1.4	Struktura doktorske disertacije.....	7
2	Srednjefrekvenčni sistem za UTV z enosmernim tokom.....	9
2.1	Frekvenčni pretvornik AC–DC–AC .....	10
2.1.1	Pasivni diodni usmernik pretvornika AC-DC-AC .....	12
2.1.2	Enosmerno vodilo pretvornika AC-DC-AC.....	13
2.1.3	Tranzistorski razsmernik pretvornika AC-DC-AC .....	14
2.2	Transformator za UTV z izhodnim diodnim usmernikom.....	15
2.2.1	Zgradba transformatorja za UTV .....	16
2.2.2	Vezni model transformatorja za UTV z diodnim usmernikom in bremenom.....	18
2.2.3	Model histereze .....	23
2.2.4	Obratovanje transformatorja za UTV z diodnim usmernikom.....	26
2.3	Varilne klešče in varjene pločevine oziroma breme.....	29
2.3.1	Postopek nastajanja spoja.....	30
2.3.2	Spreminjanje nadomestne upornosti spoja med varilnim ciklom.....	31
2.3.3	Breme laboratorijskega sistema za UTV.....	32
2.4	Izvedba meritev .....	33
3	Opis aktualnih metod vodenja sistema za UTV .....	35
3.1	Pulzno-širinska modulacija (PŠM).....	37
3.2	Vodenje bremenskega toka s konstantnim prevajalnim razmerjem .....	39
3.3	Vodenje bremenskega toka z PID-regulatorjem.....	41
3.3.1	Določanje parametrov PI-regulatorja .....	42
3.4	Vodenje bremenskega toka s histereznim regulatorjem.....	44
3.4.1	Algoritem naprednega histereznega vodenja (AHC) .....	45
4	Zaznavanje pojava nasičenja železnega jedra transformatorja.....	49
4.1	Zaznavanje nasičenja z merilno tuljavo .....	50
4.2	Zaznavanje nasičenja iz poteka primarnega toka .....	51
4.3	Zaznavanje nasičenja iz poteka magnetilnega toka.....	52
4.4	Zaznavanje nasičenja z analognim Hallovim senzorjem.....	53
5	Histerežno vodenje z minimalnim številom preklopov.....	55

5.1	Algoritem histereznega vodenja z minimalnim številom preklopov (MSCHC) .....	55
5.2	Delovanje sistema za UTV z algoritmom MSCHC.....	57
5.3	Prednosti in slabosti uporabe vodenja z algoritmom MSCHC .....	59
5.4	Izvedba histereznega vodenja na laboratorijskem sistemu za UTV .....	59
6	Analiza delovanja sistema za UTV z algoritmom MSCHC .....	61
6.1	Število pulzov napajalne napetosti v varilnem ciklu .....	62
6.2	Spreminjanje časa periode napajalne napetosti med varilnim ciklom.....	63
6.3	Čas vzpona primarnega toka transformatorja .....	68
6.4	Izračun efektivnih vrednosti napetosti in tokov ter izračun moči.....	69
6.5	Delovanje neobremenjenega sistema za UTV .....	80
7	Analiza delovanja sistema za UTV pri različnih obremenitvah .....	83
7.1	Vpliv napetosti enosmernega vodila na delovanje sistema za UTV.....	84
7.2	Vpliv nadomestne upornosti bremena na obremenitev sistema za UTV.....	89
7.3	Vpliv nadomestne induktivnosti bremena na delovanje sistema za UTV .....	93
7.4	Vpliv bremenskega toka na obremenitev sistema za UTV .....	94
7.5	Povzetek .....	101
8	Histerežno vodenje z zmanjšano valovitostjo bremenskega toka.....	103
8.1	Algoritem vodenja z zmanjšano valovitostjo bremenskega toka HCRR.....	103
8.2	Delovanje algoritma z zmanjšano valovitostjo varilnega toka HCRR .....	104
8.3	Prednosti in slabosti uporabe algoritma HCRR.....	106
9	Sklep.....	107
	Literatura .....	111
10	Priloge.....	115
	Opis merilnega sistema .....	115
	Ocena merilne napake .....	117

# VPLIVI RAZLIČNIH NAČINOV VODENJA SISTEMA ZA UPOROVNO TOČKOVNO VARJENJENA NA NJEGOVE IZGUBE

**Ključne besede:** uporovno točkovno varjenje, regulacija, histerezna regulacija, nasičenje, algoritem vodenja, minimalna frekvenca, izgube, izkoristek, valovitost bremenskega toka, frekvenčni pretvornik.

**UDK:** 621.317.43:621.791.763(043.2)

## **Povzetek**

V doktorski disertaciji je predstavljen srednjefrekvenčni sistem za uporovno točkovno varjenje (UTV), s katerim se v industriji varijo pločevine. Tak sistem je sestavljen iz frekvenčnega pretvornika, transformatorja, diodnega usmernika, varilnih klešč in varjenih pločevin. S frekvenčnim pretvornikom lahko generiramo poljubne dolžine pulzov napetosti, s katero nato napajamo transformator. Posledično pa lahko uporabimo različne metode generiranja pulzov napajalne napetosti. V industriji se v ta namen najpogosteje uporablja pulzno-širinska modulacija, ki ji moramo definirati modulacijsko frekvenco, ki je pogosto konstantna. Ker lahko generiramo poljubne dolžine pulzov napajalne napetosti, pa lahko te prožimo tudi glede na potrebe procesa UTV. V doktorski disertaciji je tako predstavljen algoritem histereznega vodenja sistema za UTV, ki transformator napaja z minimalno frekvenco napajalne napetosti, ki jo sistem potrebuje, da lahko zagotovi želen bremenski tok. Pri tem pa se lahko frekvenca napajalne napetosti med obratovanjem tudi spremeni, kar ni značilno za pulzno-širinsko modulacijo. Zaradi spreminjanja frekvence napajalne napetosti v doktorski disertaciji obravnavamo število pulzov napajalne napetosti v enako dolgih varilnih ciklih. Spreminjanje frekvence pa vpliva na tako imenovane dinamične izgube sistema za UTV, ki so odvisne od frekvence napajalne napetosti. Med te izgube uvrščamo stikalne izgube frekvenčnega pretvornika, izgube, povezane s kožnim pojavom v navitjih transformatorja, in histerezne izgube železnega jedra transformatorja za UTV. Z zmanjšanjem frekvence se te običajno zmanjšajo, kar smo potrdili tudi v primeru sistema za UTV. Pri uporabi algoritma histereznega vodenja, ki transformator napaja z minimalno frekvenco napajalne napetosti, pa naraste valovitost bremenskega toka. Ta je lahko še posebej velika pri varjenju pločevin z nizko vrednostjo nadomestne varilne upornosti. Za tak primer smo pripravili tudi algoritem vodenja, ki zmanjša valovitost bremenskega toka na polovico, tako da maksimalno dolžino pulza napajalne napetosti prepolovi. Pri tem algoritem vodenja samodejno določi dolžino pulza napajalne napetosti na podlagi prvega pulza napajalne napetosti, ki vrednost gostote magnetnega pretoka spremeni od ene točke nasičenja do druge. Oba razvita algoritma pa lahko uporabljamo tudi pri pretvornikih DC-DC, ki vsebujejo transformator. V doktorski disertaciji pa smo analizirali tudi vplive bremenskega toka, nadomestne upornosti bremena in napetosti enosmerne vodila na obremenitev sistema. Od obremenitve je namreč odvisno, koliko bo lahko algoritem vodenja znižal frekvenco oziroma zmanjšal število pulzov napajalne napetosti. Na podlagi te analize lahko izberemo tak nabor varilnih parametrov, pri katerih bo izkoristek sistema za UTV največji. Vrednosti varilnih parametrov lahko namreč tudi nekoliko spremenimo, pri tem pa se kakovost nastalega spoja ne spremeni.



# IMPACTS OF CONTROL ON THE POWER LOSSES OF A RESISTANCE SPOT WELDING SYSTEM

**Keywords:** spot welding, control, hysteresis control, control algorithm, saturation detector, power losses, efficiency, switching cycles, minimum frequency, frequency converter, current ripple

**UDK:** 621.317.43:621.791.763(043.2)

## Abstract

This doctoral dissertation describes a medium-frequency resistance spot welding system which is used for welding metal sheets. This system consists of a frequency converter, a transformer, a diode rectifier, a welding gun and metal sheets. Voltage pulses of different lengths can be generated by the frequency converter. This voltage is then used to supply the welding transformer. Consequently, different methods of generating these voltage pulses can be used. The most common method used in the industry is the pulse-width modulation, which generates voltage pulses with the selected modulation frequency. This frequency is usually constant and equal to the rated frequency of the transformer. However, the frequency of the generated voltage can be changed even during the welding process based on the needs of the welding process. The frequency can be changed automatically using the developed algorithm named Minimum switching cycle hysteresis control. This algorithm generates the supply voltage of the transformer with the lowest possible number of switching cycles of the frequency converter. Because the frequency of the supply voltage changes during the welding cycle, the number of switching cycles in a welding cycle is analysed. The change of the frequency affects the so-called dynamic losses, such as the switching losses of the frequency converter, the losses connected to the skin effect in the copper conductors of the transformer windings and the hysteresis losses of the iron core of the transformer. This is also confirmed in the case of the resistance spot welding system where the dynamic losses decrease at low load values where the supply voltage frequency can be reduced. The use of the presented Minimum switching cycle hysteresis control increases the load current ripple, which is the highest at the low load resistance values and low load current values. This can occur when welding metal sheets with low welding resistance values. For this case, the new algorithm is developed which halves the load current ripple by determining the maximum duration of the voltage pulse and dividing it into two pulses with equal length. The determination of the supply voltage pulse is done automatically by the algorithm at the first change of the magnetic flux density in the iron core from one saturation point to another. Both developed algorithms can be used on DC-DC converters which consists of a transformer. Additionally, the impact of the load current value, the load resistance value and the supply voltage level on the working point of the resistance spot welding system is analysed. Consequently, an optimal working point with the highest efficiency value can be selected from the welding range as the metal sheets can be welded at different welding parameters which still provide the same quality weld.



## Uporabljeni simboli spremenljivk

- $A_{Fe}$  – presek železnega jedra transformatorja  
 $A_{pl}$  – presek varjene pločevine, po kateri teče varilni (bremenski) tok  
 $B$  – gostota magnetnega pretoka  
 $B_{max}$  – maksimalna gostota magnetnega pretoka (omejitev regulatorja)  
 $B_r$  – remanentna (preostala) gostota magnetnega pretoka  
 $B_S$  – gostota magnetnega pretoka nasičenja železnega jedra transformatorja  
 $B(H)$  – magnetilna karakteristika železnega jedra  
 $C_{DC}$  – kapacitivnost posameznega kondenzatorja enosmernega vodila  
 $C_N$  – nadomestna kapacitivnost kondenzatorjev enosmernega vodila  
 $\delta$  – zračna reža v železnem jedru transformatorja (med jedroma C)  
 $d_{pl}$  – debelina varjene pločevine  
 $e_1$  – trenutna inducirana napetost primarnega navitja  
 $e$  – razlika med izmerjeno in referenčno vrednostjo  
 $F_{el}$  – sila, s katero elektrodi stiskata pločevini skupaj  
 $f_{NO}$  – nazivna frekvenca omrežne napetosti  
 $f_N$  – nazivna frekvenca transformatorja za UTV  
 $H$  – magnetna poljska jakost  
 $H_c$  – koercitivna magnetna poljska jakost  
 $H(B)$  – inverzna magnetilna karakteristika železnega jedra  
 $i_1$  – trenutni primarni tok transformatorja za UTV z diodnim usmernikom  
 $i_{21}$  – trenutni tok prve sekundarne veje transformatorja za UTV z diodnim usmernikom  
 $i_{22}$  – trenutni tok druge sekundarne veje transformatorja za UTV z diodnim usmernikom  
 $I_1$  – efektivna vrednost toka primarnega navitja  
 $I_1^*$  – efektivna vrednost toka primarnega navitja  
 $I_{2N}$  – nazivni bremenski tok transformatorja za UTV z diodnim usmernikom  
 $I_{21}$  – efektivna vrednost toka na diodi D1  
 $I_{22}$  – efektivna vrednost toka na diodi D2  
 $i_a$  – trenutni tok v fazi a  
 $i_b$  – trenutni tok v fazi b  
 $i_c$  – trenutni tok v fazi c  
 $i_{br}$  – trenutni bremenski tok  
 $\Delta i_{br}$  – nihanje bremenskega toka  
 $I_{br}$  – efektivna vrednost toka bremena  
 $I_{br}^*$  – efektivna vrednost toka bremena  
 $I_{DC}$  – efektivna vrednost toka enosmernega vodila v obravnavani periodi  
 $I_{DC}^*$  – efektivna vrednost toka enosmernega vodila v ustaljenem delu varilnega cikla  
 $i_{min}$  – minimalna vrednost bremenskega toka  
 $i_{max}$  – maksimalna vrednost bremenskega toka  
 $I_r$  – referenčna vrednost bremenskega toka (regulator PI)  
 $I_V$  – efektivna vrednost varilnega toka (enak bremenskemu)  
 $K_I$  – tokovno prestavno razmerje transformatorja za UTV  
 $K_U$  – napetostno prestavno razmerje transformatorja za UTV  
 $L_{\sigma 1}$  – nadomestna stresana induktivnost primarnega navitja transformatorja za UTV  
 $L_{\sigma 21}$  – nadomestna stresana induktivnost prve veje sekundarnega navitja transformatorja za UTV  
 $L_{\sigma 22}$  – nadomestna stresana induktivnost druge veje sekundarnega navitja transformatorja za UTV  
 $L_{\sigma 21r}$  – reducirana nadomestna stresana induktivnost prve veje sekundarnega navitja transformatorja za UTV

$L_{\sigma 22r}$  – reducirana nadomestna stresana induktivnost druge veje sekundarnega navitja transformatorja za UTV  
 $L_{20}$  – nadomestna induktivnost vodnikov diodnega usmernika  
 $L_m$  – diferencialna magnetilna induktivnost železnega jedra transformatorja za UTV  
 $\mathbf{L}_{md}$  – matrika diferencialnih magnetilnih induktivnosti transformatorja za UTV  
 $l_{sr}$  – srednja dolžina poti magnetnih silnic v železnem jedru transformatorja za UTV  
 $L_{br}$  – nadomestna induktivnost bremena v sistemu za UTV  
 $\mu$  – permeabilnost obravnavanega materiala  
 $\mu_0$  – permeabilnost praznega prostora (vakuuma) – konstanta  $4\pi 10^{-7}$   
 $\mu_r$  – relativna permeabilnost obravnavanega materiala  
 $N_1$  – število ovojev primarnega navitja transformatorja za UTV  
 $N_{21}$  – število ovojev prve veje sekundarnega navitja transformatorja za UTV  
 $N_{22}$  – število ovojev druge veje sekundarnega navitja transformatorja za UTV  
 $n_p$  – število pulzov napajalne napetosti  
 $p_1$  – trenutna moč na primarnem navitju transformatorja  
 $p_{br}$  – trenutna moč na bremenu  
 $p_{DC}$  – trenutna moč na enosmernem vodilu  
 $P_{DC}$  – povprečna moč na enosmernem vodilu v obravnavani periodi  
 $P_{DC}^*$  – povprečna moč na enosmernem vodilu v ustaljenem delu varilnega cikla  
 $p_{D1}$  – trenutna moč izgub na diodi D1  
 $P_{D1}$  – povprečna moč izgub na diodi D1  
 $p_{D2}$  – trenutna moč izgub na diodi D2  
 $P_{D2}$  – povprečna moč izgub na diodi D2  
 $P_1$  – povprečna moč na primarnem navitju transformatorja v obravnavani periodi  
 $P_1^*$  – povprečna moč na primarnem navitju transformatorja v ustaljenem delu varilnega cikla  
 $P_{br}$  – povprečna moč na bremenu v obravnavani periodi  
 $P_{br}^*$  – povprečna moč na bremenu v ustaljenem delu varilnega cikla  
 $Q$  – nazivni pretok hladilne tekočine transformatorja za UTV z diodnim usmernikom  
 $\rho_{pl}$  – specifična upornost varjene pločevine  
 $R_1$  – nadomestna upornost primarnega navitja transformatorja za UTV  
 $R_{21}$  – nadomestna upornost prve veje sekundarnega navitja transformatorja  
 $R_{22}$  – nadomestna upornost druge veje sekundarnega navitja transformatorja  
 $R_{20}$  – nadomestna upornost vodnikov diodnega usmernika  
 $R_{br}$  – nadomestna upornost bremena sistema za UTV  
 $R_{pl}$  – nadomestna upornost varjene pločevine  
 $R_V$  – nadomestna varilna upornost (med varilnima elektrodama)  
 $S_{1N}$  – trenutna nazivna navidezna moč transformatorja za UTV z diodnim usmernikom  
 $S_{1P}$  – trajna nazivna navidezna moč transformatorja za UTV z diodnim usmernikom  
 $t_0$  – čas začetka varilnega cikla  
 $t_1$  – čas začetka ustaljenega dela varilnega cikla  
 $t_2$  – čas konca ustaljenega dela varilnega cikla  
 $t_3$  – čas konca varilnega cikla  
 $t_a$  – čas začetka pulza napajalne napetosti  
 $t_b$  – čas začetka delovnega področja pulza napajalne napetosti  
 $t_c$  – čas, pri katerem se pojavi nasičenje železnega jedra transformatorja  
 $t_d$  – čas konca pulza napajalne napetosti  
 $T_A$  – dolžina pulza napajalne napetosti  
 $T_B$  – čas vzpona primarnega toka pri enem pulzu napajalne napetosti  
 $T_C$  – efektivni čas napajanja transformatorja za UTV pri enem pulzu napajalne napetosti  
 $T_{ef}$  – skupni efektivni čas napajanja transformatorja za UTV v varilnem ciklu  
 $T_{HC}$  – dolžina cikla držanja



$T_{ON}$  – skupna dolžina napajanja transformatorja za UTV v varilnem ciklu  
 $T_p$  – dolžina periode napajalne napetosti  
 $T_{VC}$  – dolžina varilnega cikla  
 $T_x$  – čas naraščanja bremenskega toka  
 $T_y$  – čas padanja bremenskega toka  
 $T_{vz}$  – skupni čas vzpona primarnega toka v varilnem ciklu  
 $u_1$  – trenutna napajalna napetost transformatorja za UTV z diodnim usmernikom  
 $U_1$  – efektivna vrednost napajalne napetosti transformatorja za UTV v obravnavani periodi  
 $U_1^*$  – efektivna vrednost napajalne napetosti transformatorja za UTV v ustaljenem delu varilnega cikla  
 $U_{1N}$  – nazivna napajalna napetost transformatorja za UTV  
 $U_{2N}$  – nazivna napetost na izhodnih sponkah diodnega usmernika  
 $u_{21}$  – trenutna napetost prvega sekundarnega navitja transformatorja za UTV  
 $u_{22}$  – trenutna napetost drugega sekundarnega navitja transformatorja za UTV  
 $u_{br}$  – trenutna napetost na bremenu  
 $U_{br}$  – efektivna vrednost napetosti na bremenu  
 $U_{br}^*$  – efektivna vrednost napetosti na bremenu  
 $u_{D1}$  – trenutni padec napetosti na diodi usmernika D1  
 $U_{D1}$  – efektivna vrednost padca napetosti na diodi D1  
 $u_{D2}$  – trenutni padec napetosti na diodi usmernika D2  
 $U_{D2}$  – efektivna vrednost padca napetosti na diodi D2  
 $u_{DC}$  – trenutna napetost enosmernega vodila  
 $U_{DC}$  – efektivna vrednost napetosti na enosmernem vodilu v obravnavani periodi  
 $U_{DC}^*$  – efektivna vrednost napetosti na enosmernem vodilu v ustaljenem delu varilnega cikla  
 $u_{Sx}$  – krmilne napetosti tranzistorjev razsmernika ( $x = 1 \div 4$ )  
 $U_f$  – efektivna fazna vrednost napetosti omrežja  
 $u_a$  – trenutna fazna napetost omrežja v fazi a  
 $u_{ab}$  – trenutna medfazna napetost omrežja med fazama a in b  
 $u_b$  – trenutna fazna napetost omrežja v fazi b  
 $u_{bc}$  – trenutna medfazna napetost omrežja med fazama b in c  
 $u_c$  – trenutna fazna napetost omrežja v fazi c  
 $u_{ca}$  – trenutna medfazna napetost omrežja med fazama c in a  
 $u_{sat}$  – izhodna napetost detektorja nasičenja  
 $u_{USM}$  – trenutna usmerjena napetost omrežja

## **Uporabljene oznake**

AC – izmenični tok (angl. alternating current)

AHC – algoritem naprednega vodenja (angl. advanced hysteresis control)

CMOS – komplementarni kovinsko-oksadni polprevodnik (angl. complementary metal-oxide semiconductor)

D1 – prva dioda transformatorja za UTV z diodnim usmernikom

D2 – druga dioda transformatorja za UTV z diodnim usmernikom

DAQ – sistem za zajem podatkov (angl. data acquisition system)

DC – enosmerni tok (angl. direct current)

DSC – digitalni signalni krmilnik (angl. digital signal controller)

DSP – digitalni signalni procesor

GTO – tiristor z možnostjo izklopa (angl. gate-turn off thyristor)

HCRR – algoritem histereznega vodenja z zmanjšano valovitostjo bremenskega toka (angl. hysteresis control with reduced (current) ripple)

HR – histerezni regulator

IEA – Mednarodna agencija za energijo (angl. International Energy Agency)

IGBT – bipolarni tranzistorji z izoliranimi vrati (angl. Insulated Gate Bipolar Transistor)

J-A – Jiles-Athertonov model histerezne zanke

MOSFET – metal-oksadni tranzistor na učinek polja (angl. metal-oxide-semiconductor field-effect transistor)

MSCHC – algoritem histereznega vodenja z minimalnim številom preklopov napajalne napetosti (angl. minimum switching cycle hysteresis control)

PŠM – pulzno-širinska modulacija (. pulse-width modulation – PWM)

RMS – efektivna vrednost (angl. root mean square)

VPŠM – vektorska pulzno-širinska modulacija (angl. space-vector pulse-width modulation – SVPWM, SVM)

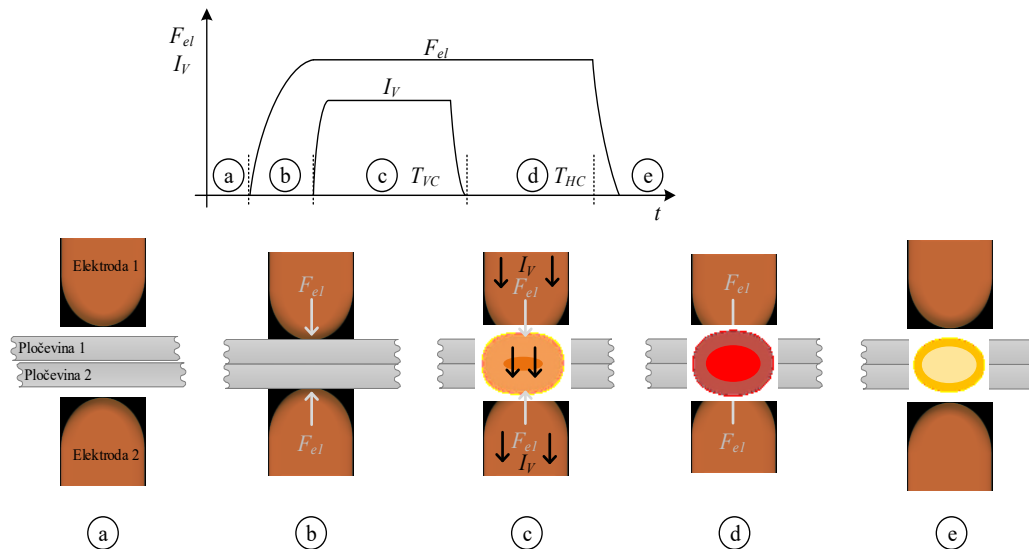
UTV – uporovno točkovno varjenje (angl. resistance spot welding)

# 1 Uvod

Postopek uporovnega varjenja je leta 1890 prvi opisal Elihu Thomson in s patentom zaščitil prvo napravo za uporovno varjenje. Danes ta postopek velja za najcenejši in najhitrejši postopek spajanja električno prevodnih materialov oziroma kovin. Pri postopku uporovnega varjenja uporabljamo lastnost varjenih materialov, imenovano električna upornost. Ko skozi upornost poženemo električni tok, se na upornosti sproščajo joulske izgube, ki segrevajo varjene materiale. Električni tok, ki ga uporabljamo pri varjenju, pogosto poimenujemo varilni tok. Materiale, ki jih želimo zvariti, moramo stiskati skupaj, da lahko varilni tok prehaja z enega varjenega materiala na drugega. Uporovno varjenje ne zahteva dodajanja kakršnegakoli materiala ali uporabe dragih inertnih plinov med postopkom varjenja, kar lahko ugodno vpliva na lastnosti nastalega spoja med kovinami [1].

Obstaja več vrst uporovnega varjenja, ki se med seboj razlikujejo tudi po obliki nastalega spoja. Tako najbolj izstopa uporovno šivno varjenje (angl. *seam welding*). Pri tem postopku varjenja se dve diskasti elektrodi počasi premikata po varjenem materialu, tako da električni tok teče z enega diska skozi varjene materiale na drugi disk. Na tak način lahko izdelamo dolg in neprekinjen spoj, ki spominja na šiv iz tekstilne industrije, kar je temu postopku dalo ime šivno varjenje. Pri tem se moramo zavedati, da moramo na mesto varjenja ves čas dovajati energijo in da lahko nastajanje takega vara traja dalj časa. To pa bistveno vpliva na lastnosti naprave za uporovno varjenje, saj mora ta dolgo časa obratovati z veliko močjo.

Pri uporabi postopka uporovnega točkovnega varjenja (UTV) so časi varjenja krajši od ene sekunde. Postopek UTV se uporablja večinoma za varjenje pločevin in ga lahko razdelimo na pet korakov. V prvem koraku premaknemo varilni elektrodi na mesto varjenja (Slika 1.1a). V drugem koraku z varilnima elektrodama stisnemo pločevini skupaj z izbrano silo  $F_{el}$  (Slika 1.1b). Pri tem se lahko premikata obe varilni elektrodi ali pa le ena. V tretjem delu skozi varilni elektrodi in pločevini poženemo varilni tok  $I_V$ , ki zaradi joulskih izgub povzroči segrevanje pločevin, skozi katere teče (Slika 1.1c). Primer nastajanja spoja je podrobneje opisan v [2], kjer so se avtorji lotili analize nastajanja spoja z uporabo metode končnih elementov. Pri tem so ugotovili, da se materiala segrejeta do temperature tališča na mestu prehoda varilnega toka z ene pločevine na drugo (Slika 1.1c). Med varilnim ciklom se količina raztaljenega materiala povečuje. Če se stali tudi zunanja površina pločevine, lahko raztaljeni material brizgne iz spoja. Zato je zelo pomembna dolžina varilnega cikla  $T_{VC}$ , saj moramo dovajanje varilnega toka prekiniti, še preden se raztali površina pločevin, ki je v stiku z elektrodo. Med trajanjem varilnega cikla pločevini ves čas stiskamo skupaj z varilnima elektrodama z izbrano silo  $F_{el}$ . Na koncu varilnega cikla prenehamo dovajati varilni tok in s tem prenehamo segrevati pločevini. Takrat se začne četrti korak, pri katerem raztaljeni pločevini stiskamo skupaj z izbrano silo  $F_{el}$ , dokler se raztaljeni material ne ohladi do te mere, da lahko prenaša mehanske obremenitve (Slika 1.1d). Ta čas je podan z dolžino cikla držanja  $T_{HC}$  (angl. *holding cycle*). V tem koraku pogosto tudi povečamo vrednost sile  $F_{el}$ . V zadnjem koraku postopka UTV popustimo silo  $F_{el}$ , s katero stiskamo pločevini skupaj, in elektrodi odmaknemo (Slika 1.1e). Celoten proces UTV le redko traja več kot eno sekundo. Definiramo pa ga lahko z naslednjim naborom varilnih parametrov: varilnim tokom  $I_V$ , dolžino varilnega cikla  $T_{VC}$ , silo, s katero elektrodi stiskata pločevini  $F_{el}$ , in dolžino cikla držanja nastalega spoja  $T_{HC}$ . Pri tem postopki UTV nekaterih kovin zahtevajo spreminjanje vrednosti varilnega toka  $I_V$  in sile  $F_{el}$  med varilnim ciklom. Pri UTV moramo izbrati tudi ustrezno obliko in presek varilnih elektrod, saj s tem določimo aktivni presek pločevine, po katerem teče varilni tok. S tem pa določimo tudi velikost nastalega spoja.



Slika 1.1: Koraki procesa uporovnega točkovnega varjenja

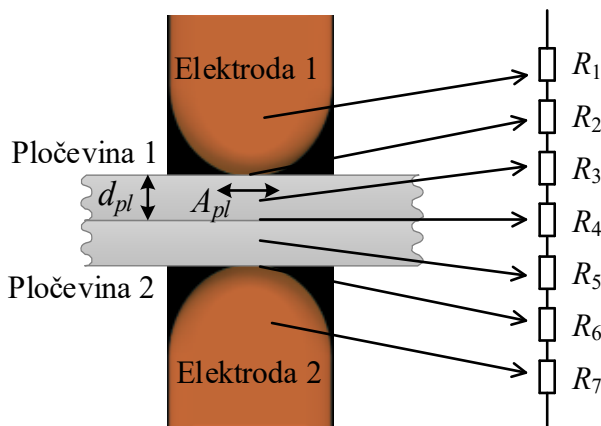
Poseben postopek UTV je tudi projekcijsko varjenje (angl. *projection welding*), kjer sama oblika pločevine ustvari majhne stične površine oziroma točke varjenja. V primeru težko dostopnih mest varjenja lahko uporabimo tudi enostransko varjenje. Pri tem postopku varjenja so varilne klešče sestavljene le iz ene varilne elektrode, ki jo robotska roka lahko premika po pločevini. Druga elektroda je ves čas pritrjena na isto mesto na pločevini in je povezana na sistem za UTV, da zaključi tokokrog. Zelo podobno temu postopku je tako imenovano serijsko varjenje, ki se od prejšnjega postopka razlikuje le po tem, da je druga elektroda del varilnih klešč in se premika skupaj z robotsko roko. Pri tem še vedno velja, da sta obe elektrodi na isti strani varjenih materialov. Z uporabo tehnike večtočkovnega varjenja pa je možno narediti tudi več sto spojev na minuto. Ta tehnika se večinoma uporablja pri varjenju kovinskih palic v mreže, kjer vsako križanje palic predstavlja eno mesto varjenja. Takšno varjenje je poseben postopek projekcijskega varjenja, pri katerem v enem varilnem ciklu naredimo spoje po celotni dolžini nastajajoče mreže. Za izvedbo takšnega varjenja potrebujemo varilno elektrodo primerne oblike.

Za tvorbo ustreznega močnega spoja med varjenima pločevinama moramo varilnim parametrom izbrati ustrezne vrednosti. Te so za izbrano pločevino zbrane v tabeli varilnih območij (angl. *weldability lobes or range*) [1]. Vrednosti varilnih parametrov so odvisne od debeline varjene pločevine in tudi od njene kemične sestave. Ta določa tudi temperaturo tališča pločevine in specifično upornost materiala, od katere je odvisna tudi nadomestna varilna upornost. Energija  $W_V$ , ki se je sprostita na mestu nastanka spoja, je tako odvisna od vrednosti varilnega toka  $I_V$ , varilne upornosti  $R_V$  in dolžine varilnega cikla  $T_{VC}$  ter jo lahko nekoliko poenostavljeno določimo z (1.1).

$$W_V = I_V^2 R_V T_{VC} \quad (1.1)$$

Nadomestno varilno upornost  $R_V$  lahko razdelimo na vsaj sedem delov (Slika 1.2). Nadomestno varilno upornost  $R_V$  bi lahko določili na podlagi meritve varilnega toka in na podlagi padca napetosti med elektrodama. Tako določena nadomestna varilna upornost  $R_V$  bi bila sestavljena iz dela upornosti prve elektrode  $R_1$ , kontaktne upornosti med prvo elektrodo in prvo pločevino  $R_2$ , upornosti prve pločevine  $R_3$ , kontaktne upornosti med prvo in drugo pločevino  $R_4$ , upornosti druge pločevine  $R_5$ , kontaktne upornosti med drugo pločevino in drugo elektrodo  $R_6$  ter iz dela upornosti druge elektrode  $R_7$  (Slika 1.2). Nadomestno varilno upornost  $R_V$  lahko tako določimo z (1.2).

$$R_V = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6 + R_7 \quad (1.2)$$



Slika 1.2: Uporovno točkovno varjenje in nadomestne upornosti

Med postopkom UTV se največ energije sprosti na kontaktni upornosti med pločevinama, kar pomeni, da se pločevini začneta segrevati od prehoda med prvo in drugo pločevino navzven proti varilnima elektrodama [2]. Pri varjenju lahko imata varjeni pločevini tudi različno kemično sestavo, kar pogosto pomeni, da imata različno specifično prevodnost  $\rho_{pl}$ . Z UTV lahko varimo tudi pločevine z različnimi debelinami  $d_{pl}$ . V obeh primerih pa moramo za tvorbo ustreznega spoja doseči, da se bosta pri enakem varilnem toku obe pločevini enako raztalili. Posledično morajo biti joulske izgube na posamezni pločevini približno enake. Do tega pride le, če sta v nadomestni varilni upornosti  $R_V$  (1.2) upornosti pločevine  $R_3$  in  $R_5$  enaki. Pri varjenju pločevin z različno kemično sestavo pločevine ali pri varjenju pločevin z različno debelino pločevine lahko zagotovimo enako nadomestno upornost pločevine  $R_{pl}$  le s spreminjanjem preseka pločevine, po katerem teče varilni tok  $A_{pl}$  (Slika 1.2). Na tej sliki je ploskev  $A_{pl}$  označena kar s puščico, ki predstavlja premer diska, skozi katerega teče varilni tok. Na velikost  $A_{pl}$  lahko vplivamo z izbiro preseka varilnih elektrod. Vrednost nadomestne upornosti pločevine  $R_{pl}$  lahko določimo z (1.3):

$$R_{pl} = \frac{\rho_{pl} d_{pl}}{A_{pl}} \quad (1.3)$$

Ker so vrednosti nadomestne upornosti pločevine  $R_{pl}$  zelo male, morajo biti varilni toki zelo veliki, da se v dovolj kratkem času sprosti dovolj varilne energije  $W_V$  za nastanek spoja. Posledično pa so nazivne moči sistemov za UTV zelo velike in pogosto znašajo tudi več 100 kW.

Postopek UTV lahko izvedemo z izmeničnim ali enosmernim varilnim tokom [1]. Varjenje z izmeničnim varilnim tokom je bilo v preteklosti najpogosteje uporabljena metoda zaradi enostavne zgradbe sistema, ki vsebuje le transformator z nekaj odcepi na primarni strani za prilagoditev nivoja varilne napetosti in varilnega toka. Regulacija varilnega toka take naprave pa je zelo omejena, saj ga spreminjamo s spremembo izbranega odcepa na primarni strani transformatorja. Zgradbo sistema so kasneje razširili z dodajanjem tiristorjev, s katerimi je mogoče regulirati tok med varjenjem. Kljub temu je odziv takega varilnega sistema na spremembe še vedno počasen, saj moramo določiti efektivno vrednost toka, za kar pa potrebujemo čas ene periode. Ta pri napajanju z omrežno napetostjo s frekvenco 50 Hz znaša 20 ms.

Enosmerni varilni tok lahko generiramo na več načinov. Najenostavneje ga lahko generiramo s praznjenjem kondenzatorja prek varilnih elektrod in varjenih pločevin. Ta način varjenja je primeren za varjenje tanjših pločevin, saj taki sistemi generirajo relativno nizke vrednosti varilnih tokov z relativno kratkim časom trajanja. Preostale varilne sisteme z enosmernim tokom pa večinoma ločimo glede na frekvenco vira napajalne napetosti transformatorja. Tako poznamo nizkofrekvenčne, srednjefrekvenčne in visokofrekvenčne sisteme za UTV. Najenostavnejši so nizkofrekvenčni sistemi, ki vsebujejo transformator napajan z omrežno napetostjo, in izhodni diodni usmernik. Pri tem pa poznamo tako enofazne kot trifazne izvedbe [1]. Taki sistemi za UTV so običajno veliki in težki, zato se uporabljajo le v napravah za UTV, ki se ne premikajo.

Srednjefrekvenčni sistemi za UTV uporabljajo frekvenčni pretvornik za napajanje transformatorja. S povečanjem frekvence napajalne napetosti transformatorja pa se pri enaki nazivni moči običajno zmanjšajo dimenzije in tudi teža transformatorja. Takšni sistemi za UTV se danes pogosto uporabljajo v industriji z visoko stopnjo avtomatizacije, kjer se vgrajujejo na robotske roke. Tak primer je avtomobilska industrija, v kateri se takšni sistemi uporabljajo za varjenje karoserij avtomobilov [3]. Nazivne moči takih sistemov za UTV znašajo od nekaj 10 kVA do 200 kVA. Enake transformatorje pa lahko vežemo tudi vzporedno in jih priključimo na en frekvenčni pretvornik ter tako podvojimo ali potrojimo nazivno moč sistema za UTV. Zaradi velike nazivne moči in relativno nizkih izkoristkov so ti sistemi večinoma vodno hlajeni. Kljub temu pa imajo srednjefrekvenčni sistemi za UTV približno za 20 % boljši izkoristek od izmeničnih varilnih sistemov pri enakem varilnem učinku [4]. Večji izkoristek je večinoma posledica enosmerne značaja varilnega toka, ki veliko bolj enakomerno dovaja varilno energijo  $W_V$  na mesto spoja kot varilni tok izmeničnega značaja. Zaradi povečanja števila uporabljenih elementov in uporabe polprevodniških komponent pa je lahko zanesljivost srednjefrekvenčnih sistemov za UTV manjša od nizkofrekvenčnih sistemov. Visokofrekvenčni sistemi imajo tudi enako zgradbo, le da so uporabljene komponente prilagojene za delovanje pri višjih frekvencah. Moči visokofrekvenčnih sistemov pa so običajno manjše, posledično so manjši tudi varilni toki. Takšni sistemi se uporabljajo za varjenje zelo tankih kovinskih materialov, kot so na primer folije.

## 1.1 Predmet raziskovanja in raziskovalni cilji

V doktorski disertaciji so obravnavani različni načini vodenja srednjefrekvenčnega sistema za UTV. Ker taki sistemi za UTV uporabljajo frekvenčni pretvornik za napajanje transformatorja, lahko z njim generiramo napetosti s poljubno frekvenco. Posledično pa lahko vplivamo na izgube sistema za UTV, ki so odvisne od frekvence napajalne napetosti. Takšne izgube imenujemo dinamične izgube. Če obravnavamo tranzistorje frekvenčnega pretvornika, se pri vsakem preklopu tranzistorja pojavijo stikalne izgube tranzistorja. Če obravnavamo vodnike navitij transformatorja, se pri spreminjanju vrednosti toka v navitju pojavi izriv toka, imenovan kožni pojav (angl. *skin efekt*). Pri tem se poveča tokovna gostota na robu vodnika, zaradi česar se poveča njegova nadomestna upornost [5]. Pri pulzni obliki napajalne napetosti transformatorja so spremembe tokov po času največje na začetku in na koncu pulza napajalne napetosti. Takrat so dinamične izgube v navitjih največje. Tudi v železnem jedru transformatorja se z naraščanjem frekvence napajalne napetosti povečajo histerezne izgube [6]. Če obravnavamo celoten varilni cikel sistema za UTV, so vse opisane dinamične izgube odvisne od števila pulzov napajalne napetosti oziroma od frekvence napajalne napetosti. Če bi sistemu za UTV lahko zmanjšali frekvenco napajalne napetosti transformatorja, bi se pri tem zmanjšale dinamične izgube, kar bi pri enaki oddani moči povečalo izkoristek sistema za UTV.

Povečanje izkoristka naprav postaja vedno pomembnejše, saj se potreba po energiji vsako leto povečuje. Po podatkih Mednarodne agencije za energijo se je v letu 2013 na Zemlji skupno potrošilo več kot 108.000 TWh energije [7]. Od tega je bilo električne energije 18 % oziroma približno 19.500 TWh. Pri tem je največ energije potrošila industrija, v kateri je uporaba različnih sistemov za UTV zelo pogosta. V avtomobilski industriji, ki je po nekaterih ocenah v letu 2015 izdelala kar 68 milijonov osebnih vozil, se srednjefrekvenčni sistemi za UTV uporabljajo za spajanje pločevin karoserije avtomobila. Pri tem je za sestavo ene karoserije vozila treba narediti od 4.000 do 6.000 spojev. Hitro lahko ugotovimo, da se je v letu 2015 samo v avtomobilski industriji naredilo od 300 do 400 milijard spojev. Če pri tem predpostavimo, da se je na povprečnem spoju sprostilo 36 kJ oziroma 10 Wh varilne energije  $W_V$ , ugotovimo, da skupna energija pri 300 milijardah spojev znaša kar 3 TWh. Če pri tem predpostavimo še, da je povprečen izkoristek sistema za UTV znašal okoli 50 %, se je pri varjenju karoserij vozil v letu 2015 potrošilo kar 6 TWh električne energije. Dejansko je uporaba sistemov za UTV veliko bolj razširjena. Posledično pa je tudi energija, ki se je potrošila na sistemih za UTV v letu 2015, veliko večja od te zelo grobe ocene.

Potrebo po električni energiji lahko zmanjšamo tudi z njihovo učinkovitejšo rabo. Tako smo na primeru sistema za UTV razvili algoritem vodenja, ki samodejno prilagaja frekvenco napajalne napetosti transformatorja glede na potrebe procesa UTV oziroma glede na obremenitev sistema za UTV. Pri tem se obremenitev sistema za UTV lahko med obratovanjem spreminja, zaradi česar se lahko spremeni tudi frekvenca napajalne napetosti. Če se bo pri tem frekvenca napajalne napetosti znižala, se bodo znižale tudi dinamične izgube. Razvit algoritem vodenja je sicer predstavljen na sistemu za UTV, ki pa ima enako zgradbo kot pretvornik DC-DC z usmernikom s srednjim odcepom transformatorja (angl. *center tapped rectifier*) [6]. Posledično pa uporaba razvitega algoritma vodenja ni omejena le na sisteme za UTV, temveč ga lahko uporabimo tudi pri vodenju pretvornikov DC-DC. Ti se danes najbolj množično uporabljajo v napravah za napajanje elektronskih komponent, ki zahtevajo različne napetostne nivoje. Tak primer so mobilni, računalniški, televizorji in podobne naprave. Ker za vsako napravo izberemo napajalnik z nekoliko večjo nazivno močjo, tudi pretvorniki DC-DC ne obratujejo vedno pri nazivni moči pretvornika. Z izbiro večje nazivne moči napajalnika se povečata zanesljivost in uporabnost naprave, saj bo naprava delovala tudi pri večjih obremenitvah od predvidenih. Tudi prehodni pojavi, kot so vklopi in zagoni, pogosto zahtevajo izbiro napajalnikov z večjo nazivno močjo. Tako se pogosto zgodi, da je obremenitev pretvornika DC-DC pri normalnih obratovalnih pogojih manjša od nazivne vrednosti. V takih primerih lahko zmanjšamo frekvenco napajalne napetosti transformatorja v pretvorniku in tako zmanjšamo dinamične izgube pretvornika DC-DC, kar je glavni raziskovalni cilj te doktorske disertacije. Zmanjšanje dinamičnih izgub bomo poskusili potrditi na podlagi povečanja izkoristka obravnavanega srednjefrekvenčnega sistema za UTV pri enaki oddani moči oziroma pri enakem bremenskem toku. Zaradi splošne obravnave bomo v nadaljevanju namesto varilnega toka sistema za UTV uporabljali bremenski tok pretvornika DC-DC. Izjema je le podpoglavje 2.3, ki obravnava varilne klešče, nastajanje spoja med pločevinami in breme laboratorijskega sistema za UTV, na katerem bomo preizkusili delovanje algoritma.

Ker tak algoritem vodenja zmanjša frekvenco oziroma število pulzov napajalne napetosti transformatorja le pri manjših obremenitvah sistema za UTV, bomo v nadaljevanju obravnavali tudi vpliv obremenitve na zmanjšanje frekvence. Pri tem bomo obravnavali tudi spreminjanje izkoristka sistema za UTV pri različnih obremenitvah in metodah vodenja. Posledično bomo lahko iz tabele varilnih območij izbrali take varilne parametre, pri katerih bo sistem za UTV deloval pri najvišjem možnem izkoristku.

## 1.2 Hipoteze doktorske disertacije

Na podlagi opisanih raziskovalnih ciljev smo oblikovali naslednje hipoteze:

1. Zmanjšanje frekvence oziroma števila pulzov napajalne napetosti transformatorja za UTV je možno doseči pri obremenitvah z nižjo močjo od nazivne moči sistema za UTV kljub enako dolgemu času delovanja.
2. Zmanjšanje frekvence oziroma števila pulzov napajalne napetosti transformatorja za UTV je možno doseči samodejno z izbiro ustrezne regulacijske zgradbe in uporabo ustreznih nastavitev regulatorja.
3. Zmanjšanje frekvence oziroma števila pulzov napajalne napetosti transformatorja za UTV vpliva na zmanjšanje dinamičnih izgub, zaradi česar se poveča izkoristek sistema za UTV pri enaki trenutno oddani delovni moči.
4. Na podlagi dolžine trajanja drugega pulza napajalne napetosti transformatorja za UTV je možno določiti najdaljši možen pulz napajalne napetosti transformatorja, preden železno jedro transformatorja preide v nasičenje.
5. Do nasičenja železnega jedra transformatorja za UTV ne bo prišlo, če skupno trajanje vseh pulzov napajalne napetosti transformatorja enake polaritete napajalne napetosti od zadnje spremembe polaritete ni daljše od trajanja drugega pulza napajalne napetosti.

## 1.3 Predpostavke in omejitve

V doktorski disertaciji bomo obravnavali različne načine vodenja pretvornikov DC-DC z usmernikom s srednjim odcepom transformatorja. Pri tem pa bomo tak pretvornik predstavili z veznim modelom s skoncentriranimi parametri v programskem paketu Matlab/Simulink. Uporabili bomo tudi laboratorijski sistem za UTV, ki ima enako zgradbo kot obravnavani pretvornik DC-DC. Na laboratorijskem sistemu za UTV bomo preizkusili delovanje posameznih obravnavanih načinov vodenja. Zaradi spreminjanja načina vodenja sistema za UTV potrebujemo frekvenčni pretvornik, ki omogoča poljubno proženje tranzistorjev. Varilne klešče in varjene pločevine v industrijskem sistemu za UTV smo zamenjali z dvema ravnima vzporednima vodnikoma, ki jima lahko z izbiranjem mesta povezave med njima spreminjamo nadomestno upornost. Pri spremembi mesta povezave med vodnikoma se spremeni tudi nadomestna induktivnost. Posledično pa na laboratorijskem sistemu za UTV ne bomo mogli spreminjati samo nadomestne upornosti ali samo nadomestne induktivnosti bremena, kar je pogoj za analizo vpliva teh dveh parametrov na obremenitev sistema za UTV. Kljub temu bomo s takim bremenom lahko nastavili želeno obremenitev sistema za UTV. V preostalo zgradbo laboratorijskega sistema za UTV ne bomo posegali. Pri preizkušanju sistema za UTV bomo določili vedno enako dolžino varilnega cikla, ki naj znaša 100 ms, in vedno enako mesto povezave med vodnikoma bremena. Pri tem ne moremo trditi, da bo nadomestna upornost bremena zaradi tega pri vsaki meritvi enaka, saj je upornost odvisna tudi od temperature. Zato bomo pri vsaki meritvi ponovno preverili nadomestno upornost bremena na podlagi izmerjenega bremenskega toka in moči na bremenu. Obremenitev lahko spreminjamo tudi s spremembo referenčne vrednosti regulatorja bremenskega toka. Pri izbiri vodenja se bomo omejili na vodenje bremenskega toka s PI-regulatorjem v kombinaciji s pulzno-širinsko modulacijo (PŠM) in na algoritme histereznega vodenja.



## 1.4 Struktura doktorske disertacije

V prvem poglavju je podan opis procesa UTV. Definirani so varilni parametri, ki določajo količino sproščene energije na mestu nastanka spoja. Na kratko so predstavljeni tudi različni sistemi, s katerimi je možno izvesti UTV. Pri tem so izpostavljeni srednjefrekvenčni sistemi za UTV, ki uporabljajo frekvenčni pretvornik za napajanje transformatorja za UTV. Poudarjeno je, da lahko srednjefrekvenčne sisteme za UTV umestimo med pretvornike DC-DC. Podane pa so tudi hipoteze doktorske disertacije.

V drugem poglavju je podan podroben opis zgradbe obravnavanega srednjefrekvenčnega sistema za UTV. Pri tem je sistem za UTV opisan tudi z veznim modelom s skoncentriranimi parametri. Podana je dopolnitev tega veznega modela, ki natančneje opiše padce napetosti na vodnikih diodnega usmernika. Predstavljenih je nekaj analiz nastajanja spoja med pločevinami in spreminjanja varilne upornosti med procesom UTV. Na kratko pa je povzeta še analiza različnih vrednosti varilnih parametrov na natezno trdnost nastalega spoja.

V tretjem poglavju so opisane aktualne metode vodenja sistema za UTV. Predstavljeno je delovanje PŠM, ki je v praksi najpogosteje uporabljena za generiranje krmilnih napetosti tranzistorjev v frekvenčnem pretvorniku. Pri tem je frekvenca PŠM pogosto enaka kar nazivni frekvenci napajane naprave. Predstavljeno je tudi vodenje varilnega oziroma bremenskega toka s PI-regulatorjem in algoritmom naprednega histereznega vodenja, ki bremenski tok omeji z izbrano minimalno in maksimalno vrednostjo toka. Pri uporabi naprednega histereznega vodenja nastanejo neperiodični časovni poteki napajalne napetosti in posledično tudi tokov.

V četrtem poglavju so opisane metode zaznavanja nasičenja železnega jedra transformatorja, ki jih lahko uporablja napredno histerežno vodenje sistema za UTV. Predstavljena je možnost posrednega določanja gostote magnetnega pretoka prek inducirane napetosti tuljave, ki jo povzroči sprememba gostote magnetnega pretoka v železnem jedru. Predstavljena sta tudi detektorja nasičenja, ki delujeta na podlagi meritve toka. Pri tem en detektor uporablja le meritev primarnega toka, drugi detektor nasičenja pa uporablja še dodatno meritev bremenskega toka. Predstavljena pa je še možnost meritve gostote magnetnega pretoka v železnem jedru transformatorja z uporabo Hallove sonde.

V petem poglavju je predstavljen razvit algoritem histereznega vodenja sistema za UTV z minimalnim številom preklopov napajalne napetosti transformatorja. Algoritem vodenja, ki smo ga razvili samodejno, prilagaja frekvenco oziroma število pulzov napajalne napetosti transformatorja glede na potrebe procesa UTV. Pri tem so vrednosti frekvence napajalne napetosti minimalne, poveča pa se valovitost bremenskega toka. Delovanje algoritma je odvisno od delovanja detektorja nasičenja železnega jedra transformatorja, saj algoritem na podlagi zaznanega nasičenja železnega jedra transformatorja spremeni polariteto napajalne napetosti ali preneha napajati transformator za UTV.

V šestem poglavju je analizirano delovanje sistema za UTV pri uporabi razvitega algoritma histereznega vodenja z minimalnim številom preklopov napajalne napetosti. Pri tem je zaradi spreminjanja frekvence napajalne napetosti določeno število pulzov napajalne napetosti v opazovanem varilnem ciklu. Določene so dolžine posameznih period napajalne napetosti in pripadajoče učinkovite vrednosti izmerjenih napetosti in tokov. Določene so tudi povprečne moči v ustaljenem delu varilnega cikla in na njihovi podlagi tudi izgube in izkoristki posameznih delov sistema za UTV. Obravnavano je še delovanje razvitega algoritma v primeru prostega teka. Pri tem so določene izgube železnega jedra transformatorja.

V sedmem poglavju je analizirano delovanje sistema za UTV pri različnih načinih vodenja in različnih obremenitvah. Pri tem so se spreminjali napetost enosmernega vodila, bremenski tok, nadomestna upornost bremena in tudi nadomestna induktivnost bremena. Opazovalo se je spreminjanje valovitosti bremenskega toka, število pulzov napajalne napetosti v varilnem ciklu, sprejete in oddane moči ter izgube in izkoristek sistema za UTV. Analiza je opravljena na podlagi predstavljenega veznega modela s skoncentriranimi parametri. Le analiza vplivov bremenskega toka na delovanje sistema za UTV je opravljena tudi na laboratorijskem sistemu za UTV.

V osmem poglavju je opisan razvit algoritem vodenja sistema za UTV z zmanjšano valovitostjo bremenskega toka, ki predstavlja alternativo algoritmu naprednega histereznega vodenja. Pri tem nov algoritem odpravlja kratke pulze napajalne napetosti, ki jih je povzročal algoritem naprednega histereznega vodenja. Algoritem z zmanjšano valovitostjo pa ne omogoča reguliranja bremenskega toka med minimalno in maksimalno vrednostjo, temveč valovitost zmanjšuje na podlagi razdelitve dolžine pulza napajalne napetosti na več enakih delov.

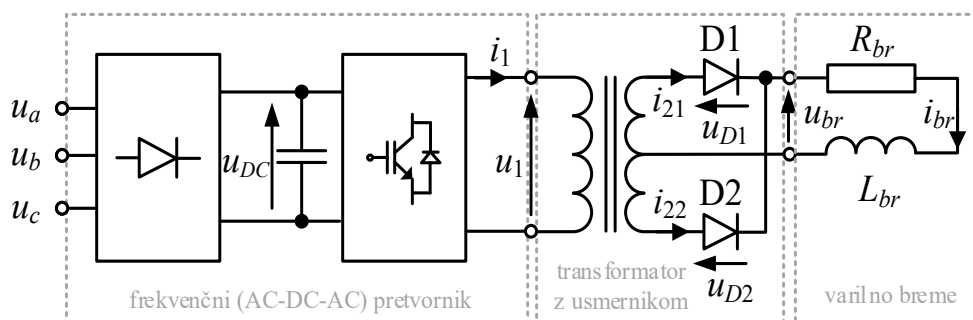
V devetem poglavju je podan sklep doktorske disertacije z izpostavljenimi znanstvenimi prispevki. Na podlagi pridobljenih rezultatov so postavljene hipoteze v celoti ali delno potrjene. Navedeni so vzroki za delno potrditev hipotez. Podane so tudi smernice za nadaljnje raziskovanje na področju histereznih algoritmov vodenja.

## 2 Srednjefrekvenčni sistem za UTV z enosmernim tokom

Srednjefrekvenčni sistem za UTV bomo v nadaljevanju tega poglavja podrobno opisali in predstavili vezni model sistema za UTV s skoncentriranimi parametri [6]. V [6] so opisane različne metode modeliranja elektromagnetnih problemov z uporabo veznih modelov s skoncentriranimi parametri. Predstavljen je tudi vezni model sistema za UTV s poudarkom na obravnavi različnih modelov magnetnih komponent obravnavanih pretvornikov DC-DC. Med pretvornike DC-DC pa lahko uvrstimo tudi obravnavan srednjefrekvenčni sistem za UTV. V nadaljevanju bomo tako uporabili v [6] predstavljen vezni model sistema za UTV in ga tudi dopolnili. Dopolnjen vezni model sistema za UTV bomo nato v nadaljevanju uporabljali pri analizi vplivov različnih načinov vodenja na delovanje sistema za UTV. Pri tem pa bomo obravnavali tudi izgube in izkoristek sistema za UTV.

Srednjefrekvenčni sistem za UTV z enosmernim tokom je sestavljen iz frekvenčnega pretvornika, transformatorja s srednjim odcepom, diodnega usmernika in varilnega bremena (Slika 2.1). Frekvenčni pretvornik je prvi element sistema za UTV in je sestavljen iz diodnega omrežnega usmernika, enosmerne vodila in tranzistorskega pretvornika. Transformator za UTV je sestavljen iz primarnega navitja, železnega jedra transformatorja in sekundarnega navitja s srednjim odcepom. Zaradi uporabe transformatorja s srednjim odcepom lahko v usmernik vgradimo le dve usmerniški diodi (D1 in D2), a kljub temu nastane polnovalni diodni usmernik. Pri tem sta polnovalni diodni usmernik in transformator za UTV integrirana v drugega od treh elementov sistema za UTV (Slika 2.1). Na izhodne priključke transformatorja z diodnim usmernikom priključimo tretji element sistema za UTV. To je varilno breme, ki je sestavljeno iz varilnih klešč z varilnimi elektrodami in iz varjenih pločevin. V predstavljeni shemi sistema za UTV je varilno breme modelirano z upornostjo  $R_{br}$  in induktivnostjo bremena  $L_{br}$  (Slika 2.1).

Nazivna frekvenca napajalne napetosti transformatorja za UTV v srednjefrekvenčnih sistemih za UTV je izbrana iz frekvenčnega območja med 400 Hz in 1200 Hz [4]. V sistemu za UTV se najprej na diodnem omrežnem usmerniku usmeri izmenična napetost omrežja. Razlika med usmerjeno napetostjo omrežja in napetostjo enosmerne vodila poganja tok, ki polni kondenzatorje enosmerne vodila. Napetost enosmerne vodila  $u_{DC}$  s tranzistorskim pretvornikom pretvorimo v izmenično napetost  $u_1$ , s katero napajamo enofazni transformator za UTV z diodnim usmernikom. Pri tem se v obstoječih sistemih za UTV uporabljajo napajalne napetosti transformatorja za UTV s fiksno nazivno frekvenco sistema za UTV. S transformatorjem se prilagodi nivo napetosti in toka. Inducirano izmenično napetost na sekundarnem navitju transformatorja pa diodni usmernik usmeri v enosmerno izhodno napetost  $u_{br}$ , s katero napajamo breme, po katerem teče enosmerni bremenski tok  $i_{br}$ .



Slika 2.1: Električna shema sistema za UTV

Izbira frekvence napajalne napetosti transformatorja vpliva na velikost transformatorja. Transformatorji, ki so izdelani za višjo frekvenco, so pri enaki nazivni moči praviloma manjši zaradi manjšega preseka železnega jedra transformatorja [8]. Posledično imajo tudi navitja manjše dimenzije tuljav. Zaradi tega so srednjefrekvenčni transformatorji za UTV pri enaki nazivni moči manjši in lažji od tistih, ki jih napajamo neposredno iz omrežja.

## 2.1 Frekvenčni pretvornik AC–DC–AC

Prvi element sistema za UTV je frekvenčni pretvornik (Slika 2.1). Frekvenčne pretvornike uporabljamo za prilagoditev frekvence napajalne napetosti posameznih električnih sistemov. Pri tem se danes uporabljajo predvsem električni pretvorniki, ki so sestavljeni iz komponent močnostne elektronike. Tak pretvornik odlikujejo visok izkoristek in kompaktne dimenzije. Frekvenčni pretvorniki so sestavljeni iz usmernika, enosmernega vodila in tranzistorskega razsmernika (angl. *inverter*) [9]. Usmernik usmeri vhodno izmenično napetost z eno vrednostjo frekvence in z njo napaja enosmerno vodilo. Pri tem so v enosmerno vodilo vgrajeni kondenzatorji za glajenje napetosti ali tuljave za glajenje toka. Če v enosmerno vodilo vgradimo kondenzatorje, dobimo pretvornik z napetostnim vmesnim krogom, če uporabimo tuljave, pa dobimo pretvornik s tokovnim vmesnim krogom. Na drugi strani enosmernega vodila razsmernik z ustreznim preklapljanjem tranzistorjev generira izmenično izhodno napetost z željeno efektivno vrednostjo napetosti in željeno vrednostjo frekvence. Ta je lahko enaka stikalni frekvenci razsmernika ali nižja od nje. Frekvenčne pretvornike označujemo kot pretvornike AC–DC–AC ali krajše kar kot pretvornike AC–AC.

Zaradi široke uporabe pretvornikov AC–AC in specifičnosti aplikacij je bilo do danes razvitih kar nekaj različnih tipov teh pretvornikov. Ločimo jih lahko po številu faz izmeničnega dela pretvornika. Tako poznamo trifazne [9] in enofazne izvedbe [10]. V obravnavanem primeru potrebujemo trifazni usmernik in enofazni razsmernik (Slika 2.1). Pretvornike pa lahko ločimo tudi glede na usmernik, ki je lahko pasiven ali aktiven. Pasivni vhodni usmernik omogoča pretok električne energije le v eni smeri, kar je značilno za diodne usmernike. Lahko pa diode zamenjamo s tranzistorji in omogočimo pretok električne energije v obe smeri. S tem se sicer poveča kompleksnost vodenja takšnega frekvenčnega pretvornika, saj moramo pretok električne energije voditi z ustreznim preklapljanjem tranzistorjev obeh razsmernikov. To je najpogosteje izvedeno PŠM (angl. *pulse-width modulation* – PWM), ki tvori krmilne napetosti tranzistorjev [11]. Ostale možnosti generiranja krmilnih napetosti tranzistorjev bodo podrobneje opisane v nadaljevanju. Frekvenca spreminjanja prožilnih signalov oziroma frekvenca PŠM diktira stikalno frekvenco razsmernika. Ta pa je omejena glede na izbrano tehnologijo, s katero so izdelani tranzistorji pretvornika. S posebnimi izvedbami frekvenčnih pretvornikov lahko prilagajamo tudi nivo izhodne napetosti frekvenčnega pretvornika, ki je običajno izvedena z dodatnim pretvornikom DC-DC na enosmernem vodilu [12].

Slika 2.2 prikazuje električno vezje frekvenčnega pretvornika laboratorijskega srednjefrekvenčnega sistema za UTV, ki je sestavljen iz pasivnega trifaznega diodnega omrežnega usmernika, enosmernega vodila z osmimi kondenzatorji  $C_{DC1}$ – $C_{DC8}$  in enofaznega tranzistorskega razsmernika. Diodni usmernik prek vhodnih sponk priključimo na trifazno električno omrežje z napetostmi  $u_a$ ,  $u_b$  in  $u_c$ . Na izhodnih sponkah usmernika pa dobimo usmerjeno napetost omrežja  $u_{USM}$ , ki je enaka medfazni temenski vrednosti napetosti omrežja. Na podlagi znanih efektivnih faznih vrednosti napetosti omrežja

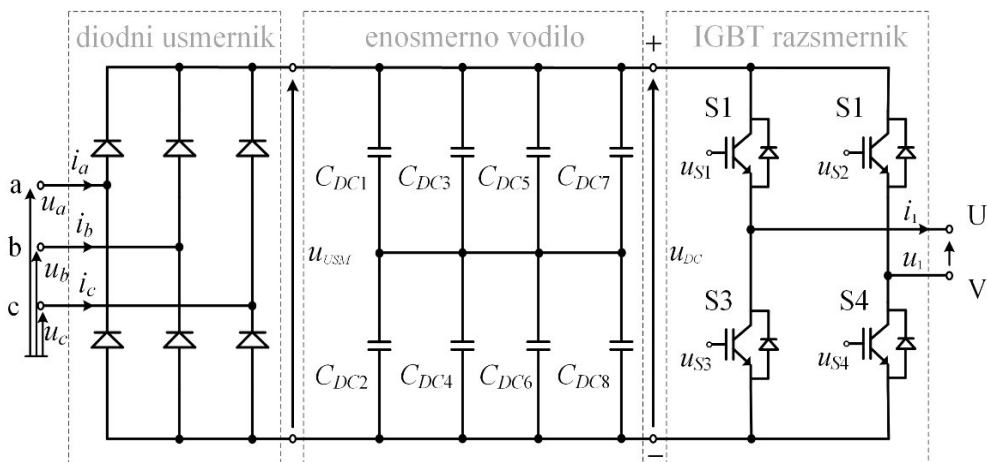
$U_f = U_a = U_b = U_c = 231 \text{ V}$  lahko določimo temensko vrednost usmerjene napetosti omrežja  $u_{USM}$  z (2.1). Pri tem dodajmo še, da nazivna frekvenca omrežne napetosti v obravnavanem primeru znaša  $f_{NO} = 50 \text{ Hz}$ .

$$\hat{u}_{USM} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_f = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 231 = 566 \text{ V} \quad (2.1)$$

V doktorski disertaciji bomo z malo črko  $u$  označevali trenutne vrednosti napetosti, z veliko črko  $U$  pa efektivne vrednosti napetosti. Enako velja tudi za toke, ki bodo označeni z malo črko  $i$  oziroma z veliko črko  $I$ . Z malo črko  $t$  bomo označevali trenutni čas, z veliko črko  $T$  pa dolžine intervalov.

Če bo usmerjena napetost omrežja  $u_{USM}$  večja od napetosti enosmerne vodila  $u_{DC}$ , bo ta razlika pognala tok, ki bo napolnil kondenzatorje enosmerne vodila  $C_{DC1} - C_{DC8}$ . Pri tem se bo napetost enosmerne vodila  $u_{DC}$  povečala. Ob prvem vklopu takega pretvornika so kondenzatorji prazni in napetost enosmerne vodila znaša  $0 \text{ V}$ , prej omenjena razlika pa je tako enaka kar napetosti  $u_{USM}$ . Ta razlika napetosti bi pognala zelo velik polnilni tok kondenzatorjev, ki ga moramo omejiti s polnilnim uporom, ki ga na prikazanem električnem vezju ni (Slika 2.2). Polnilne upore lahko vežemo med diodni usmernik in enosmerno vodilo ali pa med priključne sponke a, b in c ter diodni usmernik. Polnilne upore premostimo s kontaktorjem, ko se razlika med napetostjo enosmerne vodila in usmerjeno napetostjo omrežja zmanjša.

Tranzistorski razsmernik lahko izdelamo z uporabo: 1) tiristorjev z možnostjo prekinitve električnega toka (angl. *gate turn-off thyristor* – GTO), 2) tranzistorjev z izoliranimi vrati (angl. *Insulated Gate Bipolar Transistor* – IGBT) ali 3) metal-oksidnih tranzistorjev na učinek polja (angl. *metal-oxide semiconductor field-effect transistor* – MOSFET). Pri tem so bili na podlagi prej določenega območja stikalnih frekvenc in na podlagi nižjega padca napetosti med prevajanjem tranzistorja izbrani IGBT-ji.



Slika 2.2: Električno vezje frekvenčnega (AC-DC-AC) pretvornika laboratorijskega sistema za UTV

Z uporabo štirih IGBT-jev lahko izdelamo enofazni tranzistorski razsmernik, s katerim med priključnima sponkama  $U$  in  $V$  generiramo napetost  $u_1$  (Slika 2.2). Napetost  $u_1$  bo lahko enaka napetosti  $u_{DC}$ ,  $0 \text{ V}$  ali  $-u_{DC}$ . Za to pa moramo generirati ustrezne krmilne napetosti  $u_{S1}$ ,  $u_{S2}$ ,  $u_{S3}$  in  $u_{S4}$ , s katerimi bomo krmilili tranzistorje (S1–S4). Pri tem lahko tranzistorje ponazorimo kar s stikali »S«, le da imajo ravno obratno logiko. Odprt tranzistor bo namreč prevajal tok, odprto oziroma razklenjeno stikalo pa toka ne prevaja. Krmilne napetosti tranzistorjev najpogosteje generiramo z uporabo PŠM, lahko pa uporabimo tudi druge možnosti generiranja teh napetosti, kar bomo obravnavali v nadaljevanju.

### 2.1.1 Pasivni diodni usmernik pretvornika AC-DC-AC

Pasivni usmerniki so običajno izdelani iz usmerniških diod. Ker diode ne vsebujejo nobenih krmilnih priključkov, ne moremo vplivati na obliko izhodne napetosti takega usmernika. Obravnavan laboratorijski sistem za UTV ima vgrajen trifazni diodni usmernik, ki ga sestavljajo trije moduli usmerniških diod SKKD 162/16 proizvajalca Semikron. Pri tem vsak modul vsebuje dve diodi in tvori eno vejo diodnega usmernika (Slika 2.2). Uporabljene diode imajo zaporno napetost 1600 V in lahko trajno prevajajo tok 150 A pri sinusnem napajanju in temperaturi diod do 100 °C.

Slika 2.3 prikazuje časovne poteke izmerjenih faznih napetosti omrežja  $u_a$ ,  $u_b$  in  $u_c$ , ki smo jih izmerili na priključnih sponkah frekvenčnega pretvornika (Slika 2.2). Na podlagi teh izmerjenih časovnih potekov napetosti smo izračunali medfazne absolutne vrednosti napetosti omrežja z uporabo:

$$u_{ab} = |u_a - u_b| \quad (2.2)$$

$$u_{bc} = |u_b - u_c| \quad (2.3)$$

$$u_{ca} = |u_c - u_a| \quad (2.4)$$

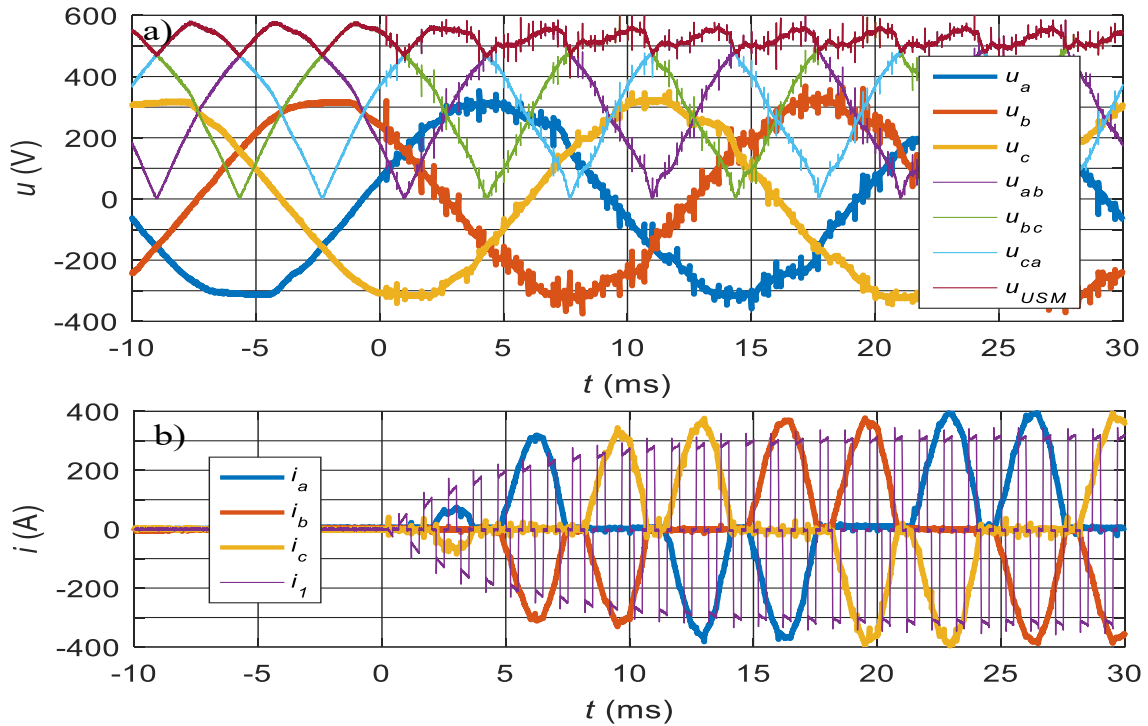
Pri tem so:

- $u_a$  – trenutna napetost omrežja faze a,
- $u_b$  – trenutna napetost omrežja faze b,
- $u_c$  – trenutna napetost omrežja faze c.

Časovni potek usmerjene napetosti omrežja  $u_{USM}$  pa lahko določimo z (2.5), kjer  $\omega = 2\pi f_{NO}$  predstavlja krožno frekvenco omrežne napetosti.

$$u_{USM} = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}U_f}{2} \left( \left| \sin(\omega t) \right| + \left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| + \left| \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right| \right) \quad (2.5)$$

Slika 2.3a prikazuje časovni potek vseh zgoraj opisanih napetosti. Razvidno je, da usmerjena napetost omrežja  $u_{USM}$  niha med 480 V in 580 V, kar je posledica sinusnega napajanja omrežja. Pri tem opazimo spremembo oblike napetosti  $u_{USM}$ , ki nastane po vklopu sistema za UTV pri času  $t = 0$  ms. Po vklopu sistema za UTV začne najprej teči primarni tok transformatorja  $i_1$ , ki prazni kondenzatorje enosmernege vodila. Zaradi tega pade napetost enosmernege vodila  $u_{DC}$ . Ko je usmerjena napetost omrežja  $u_{USM}$  večja od napetosti enosmernege vodila  $u_{DC}$ , začnejo teči tudi toki  $i_a$ ,  $i_b$  in  $i_c$  (Slika 2.3b), ki prek diodnega usmernika polnijo kondenzatorje enosmernege vodila in dvigajo napetost enosmernege vodila  $u_{DC}$ . V eni periodi omrežne napetosti, ki znaša 20 ms, zaznamo šest temen usmerjene napetosti omrežja  $u_{USM}$  (Slika 2.3a). Ker se kondenzatorji enosmernege vodila polnijo le, ko je usmerjena napetost omrežja  $u_{USM}$  višja od napetosti enosmernege vodila  $u_{DC}$ , nastane tudi šest temen toka diodnega usmernika (Slika 2.3b). Ti toki povzročijo padec napetosti, zaradi česar tudi fazne napetosti omrežja  $u_a$ ,  $u_b$  in  $u_c$  niso povsem sinusne oblike, temveč vsebujejo višje harmonske komponente. Te so v obravnavanem primeru prisotne že pred vklopom sistema za UTV pri  $t = 0$  (Slika 2.3a). Ker se kondenzatorji enosmernege vodila napolnijo šestkrat v eni periodi omrežne napetosti, lahko pričakujemo nihanje napetosti enosmernege vodila  $u_{DC}$  s šestkratnikom frekvence omrežne napetosti. Zato v obravnavanem primeru napetost enosmernege vodila  $u_{DC}$  niha s frekvenco 300 Hz oziroma s periodo 3,33 ms. Zaradi tega se spreminjajo tudi temenske vrednosti pulzov napajalne napetosti transformatorja  $u_1$ , kar se lahko odraža v nihanju efektivne vrednosti te napetosti  $U_1$ .



Slika 2.3: Izmerjeni časovni poteki: a) faznih napetosti  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  in medfaznih napetosti omrežja  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$ ,  $u_{ca}$  ter usmerjene napetosti omrežja  $u_{USM}$  in b) tokov trifaznega polnovalnega diodnega usmernika  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  ter primarni tok transformatorja za UTV  $i_1$  pred in po vklopu sistema za UTV

### 2.1.2 Enosmerno vodilo pretvornika AC-DC-AC

Enosmerno vodilo sestavlja osem kondenzatorjev (Slika 2.2, od  $C_{DC1}$  do  $C_{DC8}$ ), ki imajo nazivno napetost 400 V in kapacitivnost 1 mF. Enosmerno vodilo tvorijo štiri veje, pri tem pa sta na vsaki veji dva zaporedno vezana kondenzatorja. Nadomestna kapacitivnost obravnavanega enosmerne vodila znaša  $C_N = 2$  mF. Kondenzatorji enosmerne vodila gladijo usmerjeno napetost omrežja  $u_{USM}$ . V prostem teku sistema za UTV bo tako napetost enosmerne vodila  $u_{DC}$  ves čas enaka napetosti  $u_{USM}$ , ki smo jo določili z (2.1). Pri obremenitvi sistema za UTV pa se bodo kondenzatorji enosmerne vodila začeli prazniti in napetost enosmerne vodila bo začela padati. Večja kot bo nadomestna kapacitivnost enosmerne vodila  $C_N$ , več energije bo shranjene v kondenzatorjih. Posledično pa bo padanje napetosti počasnejše, kar bomo zaznali kot manjše nihanje napetosti  $u_{DC}$ .

V modelu sistema za UTV v [6] je enosmerno vodilo modelirano z nadomestno kapacitivnostjo in nadomestno upornostjo enosmerne vodila. Vhodna napetost sistema za UTV je modelirana kot togi vir izmenične napetosti s konstantno frekvenco, ki ga opisuje (2.5). Pri takšnem viru napajalne napetosti smo ugotovili, da bo napetost enosmerne vodila  $u_{DC}$  nihala. Pri tem se bodo nihanja napetosti enosmerne vodila večala z večanjem obremenitve. Ker bomo v nadaljevanju analizirali vpliv obremenitve na delovanje sistema za UTV, takšno spreminjanje napetosti enosmerne vodila ne bo dopustno. Rezultatov analize spreminjanja obremenitve namreč ne moremo pripisati parametru, ki bo spremenil obremenitev, če se pri tem spreminjajo še drugi parametri, kot na primer napetost  $u_{DC}$ . Zato bomo v modelu sistema za UTV namesto kondenzatorjev enosmerne vodila, diodnega usmernika in idealnega vira izmenične napetosti uporabljali idealni vir enosmerne napetosti, ki se mu z obremenitvijo napetost ne seseda in je vedno enaka  $U_{DC} = 566$  V. Le tako bomo lahko zagotovili, da bo napetost enosmerne vodila res ves čas konstantna in se ne bo spreminjala z obremenitvijo.

### 2.1.3 Tranzistorski razsmernik pretvornika AC-DC-AC

Tranzistorski razsmernik je sestavljen iz dveh modulov IGBT SKiiP 642GB-120-2WD proizvajalca Semikron. Vsak modul vsebuje dva IGBT-ja in generira en potencial izhodne napetosti (Slika 2.2). Uporabljen modul lahko obratuje do maksimalne napetosti enosmernega vodila, torej do 900 V, in lahko pri temperaturi 20 °C prevaja maksimalni tok 600 A. Uporabljen modul omogoča delovanje do stikalne frekvence  $f_{Smax} = 20$  kHz. Vhodi tega modula so CMOS kompatibilni in vsebujejo zaščito pred hkratnim prevajanjem obeh tranzistorjev iste veje. Ta zaščita vsebuje tudi tako imenovani mrtvi čas (angl. *dead time*), med katerim se spreminja prevodno stanje vsaj enega izmed tranzistorjev, sprememba stanja drugega tranzistorja pa je med tem časom blokirana. Ena sprememba prevodnega stanja tranzistorja (vklop ali izklop) traja 1,5  $\mu$ s. Najhitrejša sprememba stanja enega tranzistorja in takoj zatem še drugega tranzistorja (preklop) pa traja 3,3  $\mu$ s. Modul vsebuje zaščito pred prevelikim tokom, ki povzroči izklop modula, ko tok doseže vrednost 750 A. Modul SKiiP prav tako vsebuje zaščito pred pregrevanjem, ki izklopi modul, ko temperatura tranzistorjev preseže 120 °C. Proizvajalec pa podaja tudi padec napetosti na tranzistorju pri prevajanju  $u_S$ , ki znaša med 1,2 V in 3,2 V. Pri tem je vrednost odvisna od temperature tranzistorja in vrednosti toka.

Razsmernik za delovanje potrebuje štiri krmilne napetosti tranzistorjev S1-S4, ki so označene z  $u_{S1}$ – $u_{S4}$  (Slika 2.2). Če je krmilna napetost  $u_{S1}$  pri uporabi tega modula IGBT manjša od 4,2 V, bo tranzistor S1 zaprt in ne bo prevajal električnega toka. Če je krmilna napetost  $u_{S1}$  večja od 12,3 V, pa bo tranzistor S1 odprt in bo prevajal električni tok. Za krmiljenje ostalih treh tranzistorjev, torej S2, S3 in S4, veljajo isti pogoji pri generiranju krmilnih napetosti  $u_{S2}$ ,  $u_{S3}$  in  $u_{S4}$ . Ker bomo v nadaljevanju spreminjali način vodenja sistema za UTV, potrebujemo razsmernik, ki omogoča poljubno proženje tranzistorjev. Pri generiranju krmilnih signalov tranzistorjev seveda obstajajo določene omejitve oziroma prepovedana stanja. Takšni prepovedani stanji sta na primer sočasno prevajanje tranzistorjev S1 in S3 ali sočasno prevajanje tranzistorjev S2 in S4 (Slika 2.2). Ti dve prepovedani stanji predstavljata kratek stik enosmernega vodila in sta onemogočeni z vgrajeno zaščito modula SKiiP.

Za pravilno delovanje razsmernika moramo generirati krmilni napetosti  $u_{S1}$  in  $u_{S4}$ , ki morata biti večji od 12,3 V, da bosta prevajala tranzistorja S1 in S4. Pri tem lahko med izhodnima sponkama razsmernika U in V izmerimo napetost  $u_1 = +U_{DC}$  (Slika 2.2). Če generiramo krmilni napetosti  $u_{S2}$  in  $u_{S3}$  večji od 12,3 V, pa se bo na izhodnih sponkah razsmernika pojavila negativna napetost  $u_1 = -U_{DC}$ . Na prvi pogled nesmiselno je hkratno odprtje tranzistorjev S1 in S2, ki v kratek stik prek pozitivne veje enosmernega vodila veže priključeno breme. Ta kombinacija omogoča zaključevanje toka, ki je prej tekkel čez breme in tako ohranja energijo, ki se je shranila v induktivnostih bremena. Shranjeno energijo lahko izkoristimo pri ponovnem vklopu z enako polariteto napajalne napetosti in tako skrajšamo prehodni pojav vklopa. Enako velja pri hkratnem odprtju tranzistorjev S3 in S4, ki vežeta priključeno breme v kratek stik prek negativne veje enosmernega vodila.

Krmilne napetosti tranzistorjev  $u_{S1}$ – $u_{S4}$  najpogosteje generiramo z uporabo PŠM, ki je običajno element vodenja in je podan v obliki algoritma. Lahko pa PŠM izvedemo tudi analogno z elektronskimi logičnimi komponentami in virom žagaste oblike napetosti. PŠM je uporabljena tudi v komercialnem sistemu za UTV in bo zato podrobneje predstavljena v naslednjem poglavju. Krmilne napetosti tranzistorjev pa lahko generiramo tudi brez uporabe PŠM, kar bomo pokazali v nadaljevanju.

Ker sistem ne predvideva vračanja energije v omrežje, saj ne vsebuje njenih virov, je povsem dovolj, da je vhodni usmernik sestavljen iz usmerniških diod. Vendar bi zamenjava pasivnega usmernika z aktivnim razsmernikom prinesla določene prednosti. Najizrazitejša razlika bi se pojavila v obliki tokov



$i_a$ ,  $i_b$  in  $i_c$ . Tok diodnega usmernika je namreč sestavljen iz dveh valov toka na en val fazne napetosti omrežja (Slika 2.3b). Pri uporabi razsmernika bi lahko generirali poljubno obliko napetosti razsmernika. Posledično bi lahko trenutni napetosti omrežja prilagajali generirano napetost razsmernika in tako uravnavali pretok energije v pretvornik ter s tem tudi obliko toka, ki bi lahko bila sinusna. Z reguliranjem pretoka energije v pretvornik bi lahko regulirali tudi napetost enosmernega vodila  $u_{DC}$ . Prav tako bi lahko zagotovili, da bi sistem za UTV iz omrežja prenašal le delovno moč. Razliko pa bi opazili tudi pri izgubah usmernika, saj je za diode značilen višji padec napetosti pri prevajanju električnega toka kot v primeru tranzistorjev. Zamenjava diodnega usmernika z razsmernikom precej podraži frekvenčni pretvornik, zato je takšnih pretvornikov v sistemih za UTV bolj malo.

## 2.2 Transformator za UTV z izhodnim diodnim usmernikom

Srednjefrekvenčni transformator za UTV je običajno nameščen na robotsko roko. Zaradi takega načina uporabe veljajo določene omejitve pri izdelavi teh transformatorjev. Biti morajo namreč dovolj majhni in lahki, da omogočajo premikanje robotske roke. Zaradi napajanja z napajalno napetostjo s frekvenco med 400 Hz in 1200 Hz lahko pri isti nazivni moči izdelamo manjši in lažji transformator, kot če bi ga napajali z napetostjo z omrežno frekvenco 50 Hz [13]. Če takšne sisteme še vodno hladimo, pa jih lahko še dodatno zmanjšamo oziroma povečamo njihovo nazivno moč. Z uporabo vodnega hlajenja se namreč izboljša odvajanje toplote, ki se sprosti zaradi jouslskih izgub.

Tabela 2.1 prikazuje nazivne podatke obravnavanega transformatorja za UTV, ki bo v nadaljevanju uporabljen v analizi obratovanja sistema za UTV pri uporabi različnih načinov vodenja. Zaradi samega postopka varjenja, kjer je čas dovajanja energije na mesto spoja precej krajši od celotne dolžine procesa UTV, sta podani nazivna trenutna moč  $S_{1N}$  in nazivna trajna moč  $S_{1P}$ . Ta je ekvivalentna povprečni vrednosti moči v ciklu varjenja, kjer transformator 20 % časa deluje z nazivno trenutno močjo, preostanek časa pa ne obratuje. Med podatki lahko opazimo precej nižjo vrednost nazivne napajalne napetosti  $U_{1N}$  od usmerjene napetosti omrežja  $u_{USM}$ , ki smo jo določili z (2.1) in znaša 566 V. Glavni razlog za to so padci napetosti na tranzistorjih razsmernika, na povezovalnem kablu med pretvornikom in transformatorjem ter v nihanju napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$ , ki znižuje tudi njeno efektivno vrednost. Razdalja med transformatorjem in pretvornikom je namreč lahko tudi več 10 m, saj je transformator nameščen na robotsko roko, pretvornik pa je običajno postavljen ob oskrbovalni poti proizvodne linije. Razdalje so lahko še posebej velike v primeru velikega delovnega prostora robotske roke, ki ne dovoljuje namestitve pretvornika v njeno bližino. Med nazivnimi podatki je podana tudi nazivna frekvenca napajalne napetosti transformatorja  $f_N$ . Frekvenco napajalne napetosti transformatorja lahko spremenimo, pri tem pa moramo biti pozorni le pri nižanju frekvence, saj lahko povzročimo nasičenje železnega jedra transformatorja zaradi daljših pulzov napajalne napetosti enake amplitude. Posledično moramo pri takem početju omejiti maksimalni čas trajanja pulza napajalne napetosti. Podana sta tudi število ovojev primarnega navitja  $N_1$  in število ovojev sekundarnega navitja  $N_2$ . Na podlagi razmerja števila ovojev  $N_1/N_2$  lahko določimo tudi napetostno prestavo transformatorja  $K_U$  (2.6), ki je sicer definirana kot razmerje med napetostjo primarnega navitja  $U_1$  in napetostjo sekundarnega navitja  $U_2$ . Pri tem poudarimo, da je razmerje  $U_1/U_2$  enako napetostni prestavi  $K_U$  le pri idealnem transformatorju.

$$K_U = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.6)$$

Obravnavan transformator za UTV ima sekundarno navitje s srednjim odcepom, ki sekundarno navitje deli na dve veji. V tem primeru imata obe veji enako število ovojev, torej  $N_{21} = N_{22} = N_2$ , zato je tudi napetostna prestava enaka za obe veji. Enako pa velja tudi za tokovno prestavo transformatorja  $K_I$ , ki definira razmerje med primarnim tokom  $I_1$  in sekundarnim tokom  $I_2$  z (2.7).

$$K_I = \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{K_U} \quad (2.7)$$

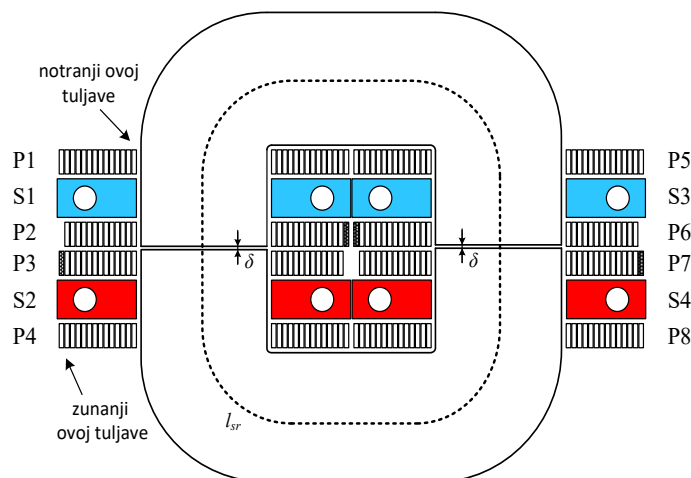
Podani sta tudi nazivna napetost na izhodnih sponkah transformatorja z diodnim usmernikom  $U_{2N}$  in nazivni izhodni tok  $I_{2N}$ . V tabeli pa najdemo še podatek o potrebnem pretoku hladilnega medija  $Q$ .

Tabela 2.1: Nazivni podatki obravnavanega transformatorja za UTV

$U_{1N} = 530 \text{ V}$	$S_{1N} = 140 \text{ kVA}$
$f_N = 1000 \text{ Hz}$	$S_{1P} = 62,9 \text{ kVA}$
$U_{2N} = 8,9 \text{ V}$	$Q = 6 \text{ l/min}$
$I_{2N} = 25 \text{ kA}$	$N_1 : N_2 = 55 : 1$

### 2.2.1 Zgradba transformatorja za UTV

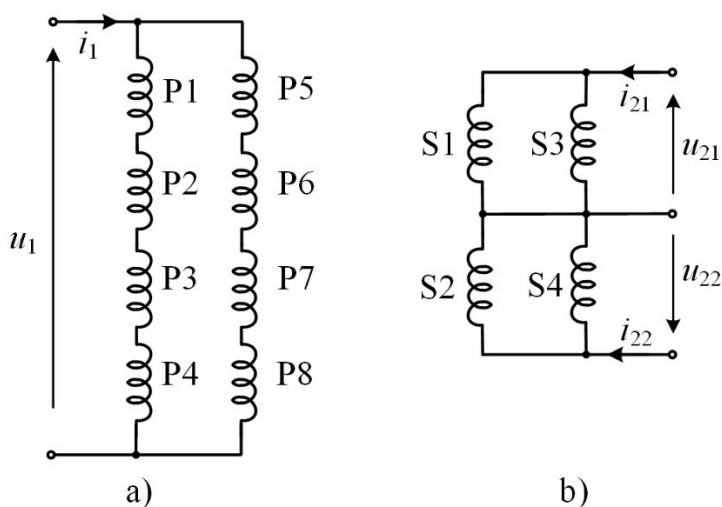
Transformator za UTV je sestavljen iz primarnega in sekundarnega navitja ter železnega jedra, ki je sestavljeno iz dveh kosov v obliki črke C (Slika 2.4). Pri tem je železno jedro izdelano iz orientirane mehkomagnetne pločevine z debelino 0,1 mm, ki se navije na navijalni trn in nato prereže na dva kosa. Primarno navitje je navito z vodniki pravokotnega preseka in je sestavljeno iz osmih tuljav (P1–P8). Sekundarno navitje je sestavljeno iz štirih ovojev (S1–S4), ki tvorijo navitje s srednjim odcepom. Zaradi velikega sekundarnega toka imajo sekundarni ovoji velik presek in so tudi vodno hlajeni. Kanali za vodno hlajenje so označeni z belimi krogi (Slika 2.4). Pri dejanski izvedbi sta po dva bakrena ovoja (S1 in S3 ter S2 in S4) združena v tako imenovani E-ovoj v obliki črke E. Označeni sta še srednja dolžina poti magnetnih silnic v jedru transformatorja  $l_{sr}$  in zračna reža  $\delta$ , ki je nastala med obema deloma železnega jedra v obliki črke C (Slika 2.4).



Slika 2.4: Presek transformatorja za UTV z razporeditvijo primarnih in sekundarnih ovojev

Primarno navitje transformatorja za UTV je razdeljeno v dve vzporedno vezani veji (Slika 2.5a). Tako tuljave P1, P2, P3 in P4 tvorijo prvo ter tuljave P5, P6, P7 in P8 drugo vejo primarnega navitja. Vsaka veja primarnega navitja je sestavljena iz petinpetdesetih ovojev, ki morajo biti čim bolj enakomerno razdeljeni na tuljave posamezne veje. Vodniki s pravokotnim presekom se veliko lažje upogibajo po daljši kot po krajši stranici vodnika. Zato je težko izdelati priključke na notranji ovoj posamezne tuljave, ki je pri železnem jedru transformatorja (Slika 2.4), saj takšen priključek zahteva upogibanje po krajši stranici vodnika. Pri primarnih tuljavah (P1, P4, P5 in P8), ki niso z vseh strani obdane s tuljavami, ta težava ni tako izrazita, saj imamo na voljo več prostora. Pri primarnih tuljavah (P2, P3, P6 in P7) pa prostora za dostop do začetka tuljave ni. Zato se v transformatorju uporabljajo dvojne tuljave, pri katerih se prva tuljava kar nadaljuje v drugo na notranji strani tuljave. Pri tem lahko takšna dvojna tuljava vsebuje tudi neparno število ovojev, ki so kljub temu enakomerno razporejeni po obeh tuljavah. Takšna dvojna tuljava ima lahko dostopen začetek in konec tuljave, ki sta izvedena iz posebej označenih zunanjih ovojev tuljave (Slika 2.4). V obravnavanem transformatorju imata tuljavi P1 in P4 prve primarne veje štirinajst ovojev, dvojna tuljava P2 in P3 pa ima skupaj sedemindvajset ovojev, pri čemer vsaka izmed tuljav vsebuje trinajst ovojev in pol. Enako velja tudi za drugo vejo primarnega navitja, kjer imata tuljavi P5 in P8 po štirinajst ovojev, tuljavi P6 in P7 pa sta ponovno izvedeni z dvojno tuljavo in vsebujeta vsaka po trinajst ovojev in pol.

Sekundarno navitje je zaradi velikih tokov sestavljeno iz štirih masivnih bakrenih ovojev (S1–S4), ki tvorijo navitje s srednjim odcepom (Slika 2.5b). Srednji odcep razdeli sekundarno navitje na dve sekundarni veji, ki v tem primeru vsebujeta po dve tuljavi. Pri tem sta ti dve tuljavi vezani vzporedno, da zmanjšamo nadomestno upornost sekundarne veje. Tako prvo sekundarno vejo tvorita ovoja S1 in S3, drugo sekundarno vejo pa ovoja S2 in S4. Pri tem morajo biti upornosti posameznih tuljav in povezav do njih kar se da enake. Te upornosti namreč vplivajo na porazdelitev toka na posamezne tuljave. V primeru različnih upornosti se lahko tok neenakomerno porazdeli po sekundarnih tuljavah, kar lahko poveča izgube v eni izmed tuljav. To lahko privede do pregrevanja tuljave, po kateri teče večji tok. Če izdelamo še različni povezavi od posamezne sekundarne veje do usmerniških diod ali imata vgrajeni diodi različni karakteristiki, pa lahko povzročimo neenakomerno porazdelitev bremenskega toka na obe sekundarni veji v obratovalnem stanju brez napajalne napetosti [14].



Slika 2.5: Vezava tuljav a) primarnega in b) sekundarnega navitja

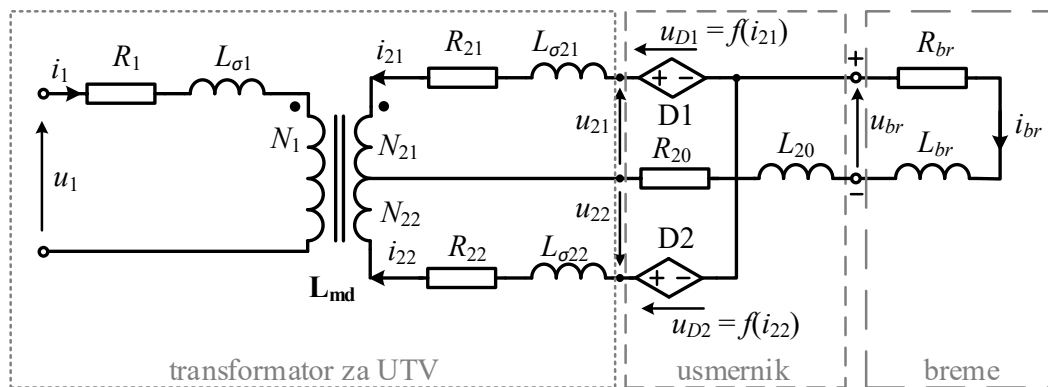
V paketu s transformatorjem za UTV je vgrajen tudi izhodni usmernik z dvema usmerniškim diodama (Slika 2.1), ki sta izdelani posebej za uporabo v sistemih za UTV. Zanje je značilno, da obratujejo pri nizki napetosti in velikem toku. Uporaba dveh usmerniških varilnih diod namesto štirih ne zmanjša le stroška izdelave takega usmernika, temveč tudi njegove izgube. Izgube pa so povezane s padcem napetosti na posamezni diodi, ki je odvisen od toka, ki ga dioda prevaja. Za uporabljene diode je namreč značilen precej visok padec napetosti pri prevajanju toka. Ta padec napetosti v primeru 1 V predstavlja več kot 10 % nazivne izhodne napetosti transformatorja  $U_{2N}$ . Posledično bi moral biti padec napetosti na diodi glavni kriterij pri izbiri usmerniških diod. Izhodna priključka paketa transformatorja z diodnim usmernikom sestavljata pozitivna (+) sponka, ki je povezana na diodni usmernik, in negativna (-) sponka, ki je povezana na srednji odcep transformatorja za UTV (Slika 2.6).

### 2.2.2 Vezni model transformatorja za UTV z diodnim usmernikom in bremenom

V nadaljevanju je predstavljen skupni vezni model transformatorja za UTV, diodnega usmernika in bremena (Slika 2.6). Transformator za UTV vsebuje primarno in sekundarno navitje ter železno jedro, ki magnetno poveže obe navitji. Primarno navitje transformatorja je napajano z napajalno napetostjo  $u_1$ , ki jo generira predstavljen frekvenčni pretvornik. Pri tem po primarnem navitju teče primarni tok  $i_1$ . Primarno navitje je v veznem modelu predstavljeno z upornostjo  $R_1$  in z razsipano induktivnostjo  $L_{\sigma 1}$  ter s številom ovojev  $N_1$ . Medsebojna induktivnost med primarnim navitjem in posameznim sekundarnim navitjem je modelirana z matriko induktivnosti  $\mathbf{L}_{md}$ , ki jo bomo podrobneje obravnavali v nadaljevanju.

Transformator ima na sekundarni strani navitje s srednjim odcepom, ki sekundarno navitje razdeli na dve veji (Slika 2.6). Prva sekundarna veja je predstavljena z nadomestno upornostjo  $R_{21}$ , razsipano induktivnostjo  $L_{\sigma 21}$  in številom ovojev  $N_{21}$ , druga sekundarna veja pa z nadomestno upornostjo  $R_{22}$ , razsipano induktivnostjo  $L_{\sigma 22}$  in številom ovojev  $N_{22}$ . Pri tem po prvi sekundarni veji teče tok  $i_{21}$ , po drugi sekundarni veji pa tok  $i_{22}$ . Napetost na sponkah posamezne veje sekundarnega navitja je označena z  $u_{21}$  za prvo vejo in z  $u_{22}$  za drugo vejo. Zaradi uporabe topologije sekundarnega navitja s srednjim odcepom lahko v polnovalni usmernik vgradimo le dve diodi, torej D1 in D2 (Slika 2.1) [13]. Ti dve diodi sta v veznem modelu modelirani s tokovno krmiljenim napetostnim virom (Slika 2.6). Ta vir v odvisnosti od toka skozi diodo generira napetost  $u_{D1} = f(i_{21})$ , ki predstavlja padec napetosti na diodi. Lahko pa bi diodo predstavili tudi z nadomestno upornostjo diode  $R_{D1} = u_{D1}/i_{21}$ , ki je odvisna od toka skozi diodo. Enako velja tudi za diodo D2, ki je modelirana s tokovno krmiljenim napetostnim virom, ki generira napetost  $u_{D2} = f(i_{22})$  (Slika 2.6).

Vsi sestavni deli transformatorja z diodnim usmernikom, po katerih teče enosmerni (bremenski) tok  $i_{br}$ , so upoštevani z nadomestno upornostjo  $R_{20}$  in induktivnostjo  $L_{20}$ . Ti deli so med diodnim usmernikom in pozitivnim (+) izhodnim priključkom ter med srednjim odcepom sekundarnega navitja in negativnim (-) izhodnim priključkom, kamor sta upornost  $R_{20}$  in induktivnost  $L_{20}$  tudi umeščeni v veznem modelu (Slika 2.6). Predstavljena elementa sta bila dodana k veznemu modelu transformatorja za UTV, kar je bilo predstavljeno že v [14] in nato analizirano v [15] in [16]. Upornost  $R_{20}$  in induktivnost  $L_{20}$  sta pomembni za pravilno določitev padcev napetosti v sekundarnem tokokrogu transformatorja z diodnim usmernikom. Na podlagi te spremembe modela lahko natančneje določimo tudi izkoristek sistema za UTV. Brema, ki je priključeno na izhodni sponki (+) in (-) usmernika, je napajano z napetostjo  $u_{br}$  in ima nadomestno upornost bremena  $R_{br}$  ter nadomestno induktivnost bremena  $L_{br}$ , skozi njega pa teče bremenski tok  $i_{br}$ .



Slika 2.6: Vezni model transformatorja za UTV z diodnim usmernikom in bremenom

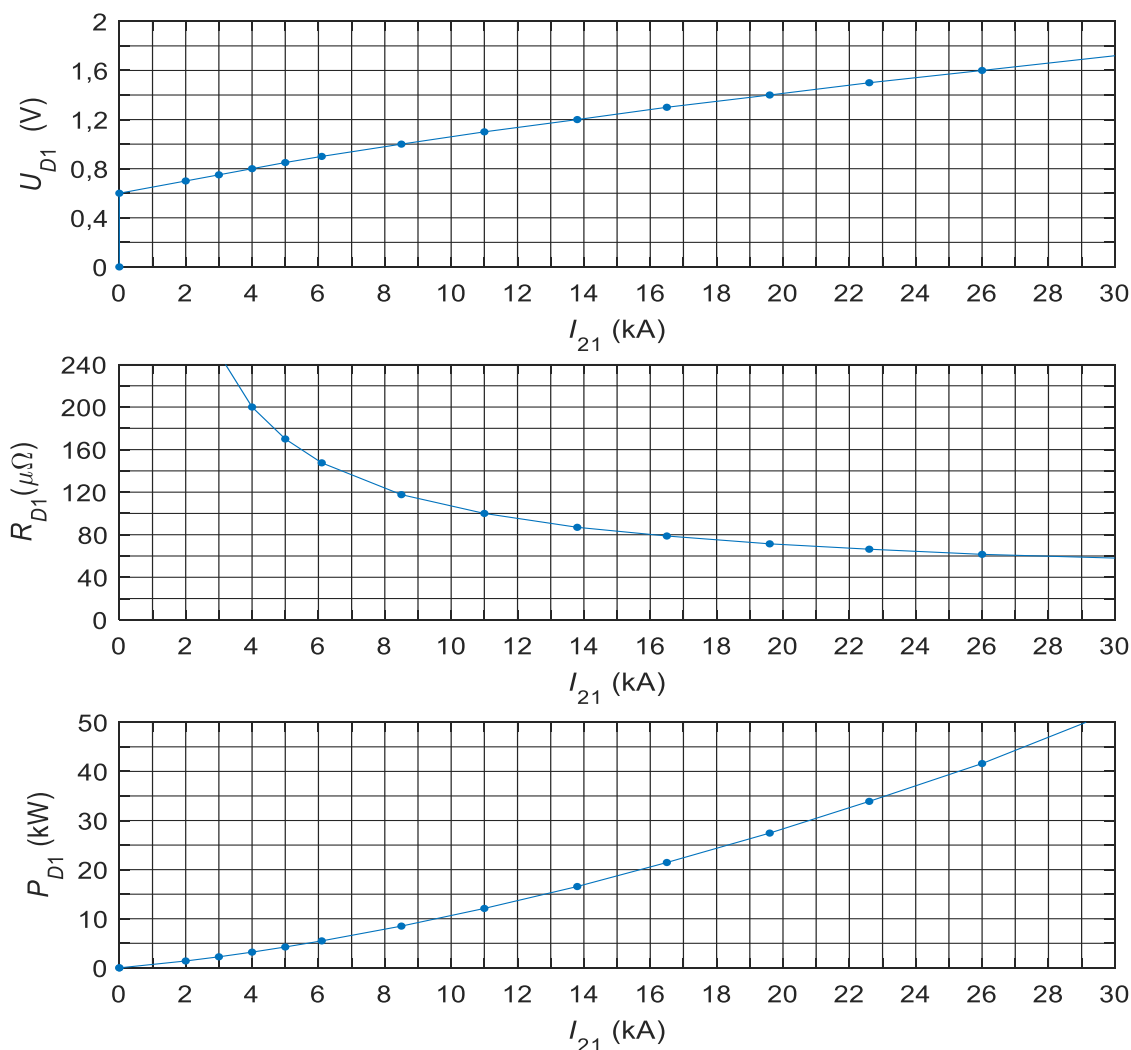
Upornosti veznega modela transformatorja z diodnim usmernikom (Slika 2.6) so bile določene na podlagi meritev. Pri tem smo merili padec napetosti na opazovanem elementu pri vsiljenem enosmernem toku 40 A. Upornosti smo nato izračunali na podlagi izmerjenega toka in padca napetosti, podane vrednosti pa veljajo pri temperaturi okolice 25 °C (Tabela 2.2). Pri tem sekundarni upornosti  $R_{21}$  in  $R_{22}$  ne zajemata le upornosti navitij, temveč tudi upornosti vodnikov med sekundarnim navitjem in diodo. Tudi razsipani induktivnosti  $L_{\sigma 21}$  in  $L_{\sigma 22}$  zajemata vodnika med sekundarnim navitjem in diodo. Induktivnosti so bile izračunane z orodjem Matlab/Simulink z uporabo optimizacijske metode PSO (angl. *Particle Swarm Optimization*). Pri tem smo uporabljali izmerjene časovne poteke napetosti in tokov pri obremenitvi ter znane upornosti. Najprej smo na podlagi napetosti  $u_{br}$ , toka  $i_{br}$  in upornosti  $R_{br}$  določili manjkajočo induktivnost  $L_{br}$ . Pri tem je algoritem PSO tako dolgo spreminjal iskano vrednost induktivnosti  $L_{br}$ , da sta se izmerjena časovna poteka napetosti  $u_{br}$  in toka  $i_{br}$  ujemala z izračunanima časovnima potekoma. Po enakem postopku smo določili tudi preostale induktivnosti transformatorja za UTV (Tabela 2.2). Vidimo, da sta dodani upornost  $R_{20}$  in induktivnost  $L_{20}$  precej večji od upornosti in razsipanih induktivnosti posamezne sekundarne veje. Posledično je njun vpliv na padec napetosti v sistemu za UTV toliko večji.

Tabela 2.2: Upornosti in induktivnosti ter število ovojev navitij veznega modela transformatorja za UTV

$R_1 = 24,0 \text{ m}\Omega$	$L_{\sigma 1} = 2,56 \text{ }\mu\text{H}$
$R_{21} = 27,7 \text{ }\mu\Omega$	$L_{\sigma 21} = 12 \text{ nH}$
$R_{22} = 32,8 \text{ }\mu\Omega$	$L_{\sigma 22} = 14 \text{ nH}$
$R_{20} = 56,2 \text{ }\mu\Omega$	$L_{20} = 36 \text{ nH}$
$R_{br} = 217 \text{ }\mu\Omega$	$L_{br} = 1,3 \text{ }\mu\text{H}$
$N_1 = 55 \text{ ovojev}$	$N_{21} = N_{22} = 1 \text{ ovoj}$

Za analizo veznega modela transformatorja za UTV z diodnim usmernikom moramo podati še karakteristiko uporabljenih usmerniških diod  $u_{D1} = f(i_{21})$  in  $u_{D2} = f(i_{22})$ , ki sta modelirani s tokovno krmiljenim napetostnim virom. Slika 2.7 prikazuje padec napetosti  $U_{D1}$ , nadomestno upornost  $R_{D1}$  in

izgube diode  $P_{D1}$  v odvisnosti od toka skozi diodo  $I_{21}$ . Posamezne vrednosti karakteristike diode so bile pridobljene pri konstantnem toku skozi diodo in jih je podal proizvajalec diod. Slika 2.7a prikazuje padec napetosti na diodi  $U_{D1}$  v odvisnosti od toka, ki teče skozi diodo  $I_{21}$ . V veznem modelu sistema za UTV v programskem paketu Matlab/Simulink je ta karakteristika podana v obliki tabele (angl. *lookup table*). Iz te tabele lahko s pomočjo interpolacije določimo padec napetosti pri vsaki vrednosti toka. Uporabljena dioda začne prevajati tok, ko napetost na diodi preseže 0,6 V. Z naraščanjem toka diode  $I_{21}$  se nato nelinearno povečuje padec napetosti na diodi  $U_{D1}$ . Slika 2.7b prikazuje nadomestno upornost diode  $R_{D1}$  v odvisnosti od toka skozi diodo  $I_{21}$ . Da je karakteristika diode res nelinearna, potrjuje padanje vrednosti upornosti  $R_{D1}$  z naraščanjem toka  $I_{21}$ . Zaradi tega izgube na diodi ne bodo naraščale s kvadratom toka  $I_{21}$ , temveč bodo zaradi padanja upornosti naraščale nekoliko počasneje. Kljub temu bodo izgube na diodi  $P_{D1}$  zelo velike, saj pri toku 26 kA izgube presegajo 40 kW (Slika 2.7c). Ker je dioda D2 enakega tipa kot dioda D1, bomo predpostavili, da sta tudi karakteristiki teh dveh diod enaki. V praksi se lahko karakteristiki dveh diod enakega tipa tudi nekoliko razlikujeta zaradi postopka izdelave diod. To pa lahko zmanjša ali še dodatno poveča razliko med upornostjo posamezne sekundarne veje, kar vpliva na porazdelitev bremenskega toka na posamezno sekundarno vejo [14].



Slika 2.7: Karakteristike usmerniške diode D1: a) padec napetosti na diodi  $U_{D1}$ , b) nadomestna upornost diode  $R_{D1}$  in c) izgube na diodi  $P_{D1}$  v odvisnosti od toka skozi diodo  $I_{21}$

Električni podsistem transformatorja za UTV z diodnim usmernikom in bremenom lahko opišemo z enačbo (2.8) z uporabo prej določenih upornosti in induktivnosti (Tabela 2.2) ter z uporabo grafično predstavljene karakteristike diode  $u_{D1}(i_{21})$  (Slika 2.7a), ki je enaka  $u_{D2}(i_{22})$ .

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 \\ u_{D1}(i_{21}) \\ u_{D2}(i_{22}) \end{bmatrix} + \left\{ \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_{21} & 0 \\ 0 & 0 & R_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{20} & R_{20} \\ 0 & R_{20} & R_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & R_{br} \\ 0 & R_{br} & R_{br} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_{21} \\ i_{22} \end{bmatrix} + \\ &+ \left\{ \begin{bmatrix} L_{\sigma 1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{\sigma 21} & 0 \\ 0 & 0 & L_{\sigma 22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{20} & L_{20} \\ 0 & L_{20} & L_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{br} & L_{br} \\ 0 & L_{br} & L_{br} \end{bmatrix} + \mathbf{L}_{md} \right\} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_{21} \\ i_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Nedefinirana je ostala le matrika induktivnosti  $\mathbf{L}_{md}$ , ki podaja diferencialne magnetilne induktivnosti, ki jih bomo določili v nadaljevanju. Posamezno induktivnost dveh magnetno povezanih navitij lahko razdelimo na stresano in medsebojno induktivnost. Z medsebojno induktivnostjo dveh opazovanih navitij modeliramo skupni del magnetnega pretoka opazovanih dveh navitij. Pri tem je magnetni pretok posamezne tuljave večji od skupnega dela magnetnega pretoka za razsipani magnetni pretok, ki smo ga že modelirali z razsipano induktivnostjo posameznega navitja ( $L_{\sigma 1}$ ,  $L_{\sigma 21}$ ,  $L_{\sigma 22}$ ). Pri določitvi medsebojne induktivnosti bomo predpostavili, da je skupni magnetni pretok enak za primarno navitje in obe veji sekundarnega navitja. V tem primeru lahko transformator za UTV opišemo z naborom enačb od (2.9) do (2.11) [17].

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\Phi_m}{dt} \quad (2.9)$$

$$u_{21} = R_{21} i_{21} + L_{\sigma 21} \frac{di_{21}}{dt} + N_{21} \frac{d\Phi_m}{dt} \quad (2.10)$$

$$u_{22} = R_{22} i_{22} + L_{\sigma 22} \frac{di_{22}}{dt} + N_{22} \frac{d\Phi_m}{dt} \quad (2.11)$$

Pri tem je  $d\Phi_m/dt$  sprememba skupnega magnetnega pretoka po času. Skupni magnetni pretok skozi železno jedro transformatorja  $\Phi_m$  je določen z vzbujanjem tega pretoka in magnetilno karakteristiko uporabljenega železnega jedra  $\Phi_m(\Theta)$ , kjer je  $\Theta$  magnetna napetost, ki vzbuja magnetni pretok  $\Phi_m$ . Magnetna napetost  $\Theta$  je za obravnavan transformator (Slika 2.6) podana z enačbo (2.12):

$$\Theta = N_1 i_1 + N_{21} i_{21} + N_{22} i_{22} \quad (2.12)$$

Magnetilno karakteristiko lahko zapišemo tudi kot odvisnost gostote magnetnega pretoka od magnetne poljske jakosti  $B(H)$ . Pri danem vzbujanju z magnetno napetostjo  $\Theta$  lahko ob upoštevanju inverzne magnetilne karakteristike uporabljene pločevine  $H(B)$  določimo gostoto magnetnega pretoka  $B$  v železnem jedru transformatorja z rešitvijo enačbe (2.13).

$$H(B) l_{sr} + \frac{B}{\mu_0} 2\delta = \Theta \quad (2.13)$$

Pri tem so:

- $l_{sr}$  – srednja vrednost dolžine poti magnetnih silnic v železnem jedru (Slika 2.4),
- $\mu_0$  – permeabilnost praznega prostora ( $4\pi 10^{-7}$  H/m),
- $\delta$  – dolžina zračne reže (Slika 2.4).

Magnetni pretok  $\Phi_m$  skozi presek železnega jedra transformatorja  $A_{Fe}$  pa lahko nato določimo z (2.14):

$$\Phi_m(\Theta) = A_{Fe} B(\Theta) \quad (2.14)$$

Ker (idealni) transformator spremeni nivo sekundarne napetosti glede na primarno napetost za faktor napetostne prestave  $K_U$  (2.6), sekundarni tok pa glede na primarni tok za faktor tokovne prestave  $K_I$  bomo to spremembo odpravili, saj onemogoča neposredno primerjavo sekundarnih in primarnih spremenljivk. To naredimo z redukcijo sekundarne strani na primarno stran transformatorja ali z redukcijo primarne strani na sekundarno stran transformatorja ali pa z normiranjem primarnih in sekundarnih napetosti na en ovoj. Pri vseh teh transformacijah moramo zagotoviti invariantnost transformacije glede na moč. Če napetostni ravnotežni enačbi sekundarnih navitij, torej (2.12) in (2.13), reduciramo na primarno stran, dobimo enačbi (2.15) in (2.16).

$$u_{21} \frac{N_1}{N_2} = R_{21} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \left( i_{21} \frac{N_2}{N_1} \right) + L_{\sigma 21} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{d}{dt} \left( i_{21} \frac{N_2}{N_1} \right) + N_1 \frac{d\Phi_m}{di_m} \frac{di_m}{dt} \quad (2.15)$$

$$u_{22} \frac{N_1}{N_2} = R_{22} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \left( i_{22} \frac{N_2}{N_1} \right) + L_{\sigma 22} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{d}{dt} \left( i_{22} \frac{N_2}{N_1} \right) + N_1 \frac{d\Phi_m}{di_m} \frac{di_m}{dt} \quad (2.16)$$

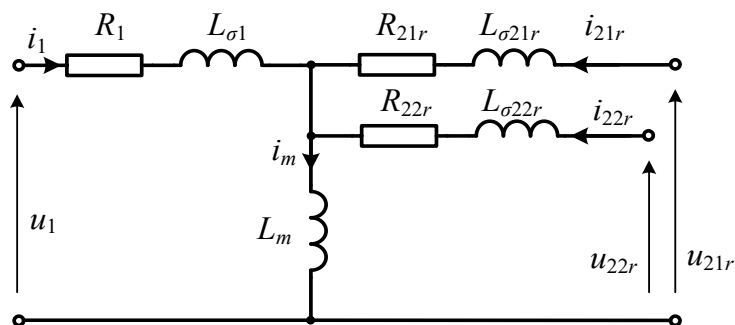
Pri tem smo uvedli magnetilni tok  $i_m$ , ki je podan z (2.17). Z indeksom  $r$  sta označena reducirana sekundarna toka. V nadaljevanju bomo vsem sekundarnim spremenljivkam, ki jih bomo reducirali na primarno stran, dodali v indeks črko  $r$ .

$$i_m = \frac{\Theta}{N_1} = i_1 + i_{21} \frac{N_{21}}{N_1} + i_{22} \frac{N_{22}}{N_1} = i_1 + i_{21r} + i_{22r} \quad (2.17)$$

Z vpeljavo diferencialne magnetilne induktivnosti (2.18):

$$L_m = N_1 \frac{d\Phi_m}{di_m} \quad (2.18)$$

lahko ravnotežne napetostne enačbe reduciranega modela transformatorja za UTV zapišemo z enačbami od (2.19) do (2.21). Na podlagi teh enačb lahko narišemo reducirani vezni model obravnavanega transformatorja za UTV (Slika 2.8) [17].



Slika 2.8: Reducirani vezni model transformatorja za UTV



$$u_1 = R_{11}i_1 + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} \quad (2.19)$$

$$u_{21} = R_{21r}i_{21r} + L_{\sigma 21r} \frac{di_{21r}}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} \quad (2.20)$$

$$u_{22} = R_{22r}i_{22r} + L_{\sigma 22r} \frac{di_{22r}}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} \quad (2.21)$$

Matrika  $L_{md}$  v (2.8) je tako sestavljena iz diferencialnih magnetilnih induktivnosti  $L_m$  (2.18), ki definirajo lastne in medsebojne induktivnosti vseh navitij transformatorja. Pri tem pa so vse induktivnosti odvisne od magnetilne karakteristike uporabljenega železnega jedra in so lahko tudi različne v primeru pojava lokalnih nasičenj [6]. Če želimo določiti te induktivnosti, moramo najprej določiti histerezo uporabljenega železnega jedra.

### 2.2.3 Model histereze

Za analizo veznega modela transformatorja za UTV tako potrebujemo magnetilno karakteristiko uporabljene železne pločevine. Ta je lahko podana v obliki odvisnosti magnetne poljske jakosti od gostote magnetnega pretoka  $B(H)$  ali pa v obliki odvisnosti magnetnega pretoka od magnetilnega toka  $\Phi_m(i_m)$  (Slika 2.9). Na podlagi te odvisnosti lahko določimo magnetilno induktivnost  $L_m$  v (2.18). Pri tem je razmerje med  $\Phi_m$  in  $B$  podano z (2.14), razmerje med  $i_m$  in  $H$  pa z (2.13) in (2.17). Z upoštevanjem zadnjih dveh enačb lahko zapišemo (2.22):

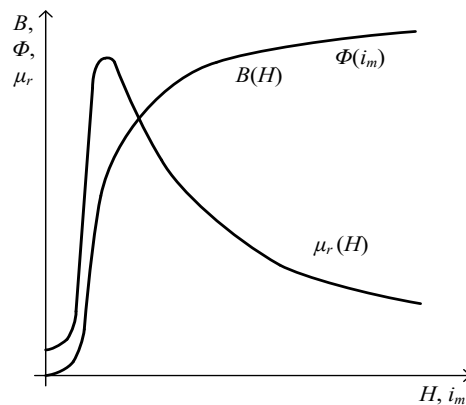
$$i_m = \frac{H(B)l_{sr} + \frac{B}{\mu_0} 2\delta}{N_1} \quad (2.22)$$

Železno jedro transformatorja zagotavlja najlažjo pot magnetnemu polju v transformatorju. Z relativno permeabilnostjo  $\mu_r$  je podan faktor povečanja magnetne prevodnosti opazovanega materiala glede na prazen prostor [18]. Železo, ki spada med feromagnetne materiale, ki so bistveno boljše magnetno prevodni od praznega prostora, ima maksimalno vrednost relativne permeabilnosti do  $\mu_r = 2 \cdot 10^5$ . Za permeabilnost  $\mu$  je značilno, da se spreminja z magnetilno karakteristiko  $B(H)$  po (2.23). Pri tem je permeabilnost največja pri največji spremembi gostote magnetnega pretoka pri najmanjši spremembi magnetne poljske jakosti ( $dB/dH$ ).

$$\mu = \mu_r \mu_0 = \frac{dB}{dH} \quad (2.23)$$

Ker je v (2.23)  $\mu_0$  permeabilnost praznega prostora konstanta, se bo skladno s spremembo magnetilne karakteristike spreminjala relativna permeabilnost  $\mu_r$  (Slika 2.9). Pri nižjih vrednostih magnetne poljske jakosti  $H$  je sprememba naraščanja gostote magnetnega pretoka  $B$  velika in posledično se hitro poveča tudi vrednost relativne permeabilnosti  $\mu_r$ . Pri določeni vrednosti  $H$  pa se sprememba naraščanja  $B$  začne zmanjševati. Takrat se pojavi nasičenje železnega jedra transformatorja in sposobnost materiala, da prevaja magnetno polje bolje od praznega prostora, upade. Posledično se zmanjša tudi vrednost relativne permeabilnosti  $\mu_r$  [18]. Če opazujemo karakteristiko  $\Phi_m(i_m)$ , pa opazimo, da se pri nasičenju zmanjša sprememba  $d\Phi_m/di_m$ , zaradi česar se po (2.18) pri nasičenju zmanjša induktivnost  $L_m$ . Posledično se bo pri enaki pritisnjeni napetosti  $u_1$  po enačbi (2.19) močno povečal magnetilni tok  $i_m$ .

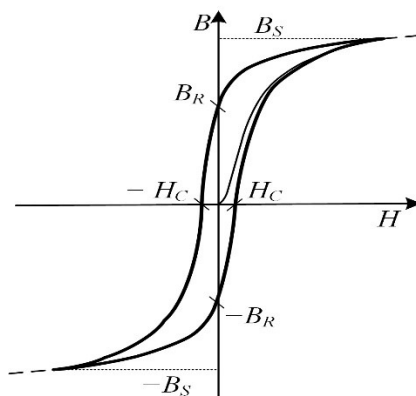
Vsaka sprememba magnetnega polja v prevodnem materialu inducira napetost, ki požene vrtilne toke, ti pa povzročajo izgube v železnem jedru [19]. Zato mora imeti železno jedro transformatorja, ki ga napajamo z izmenično napetostjo, čim višjo magnetno prevodnost in čim nižjo električno prevodnost. Jedra transformatorjev so lahko izdelana iz različnih materialov, kljub temu pa prevladuje uporaba železa, ki mu z dodajanjem silicija zmanjšujemo električno prevodnost, medtem ko magnetna prevodnost ostaja skoraj nespremenjena. Vrtinčni toki se povečujejo s površino preseka železnega jedra, zato so železna jedra transformatorja, ki ga napajamo z izmeničnim tokom, običajno zgrajena iz tankih pločevin. V obravnavanem transformatorju za UTV je tako uporabljena 0,1 mm debela pločevina Trafoperm N2 proizvajalca Vacuumschmelze, ki vsebuje 97 % železa in 3 % silicija [17].



Slika 2.9: Magnetilna karakteristika  $B(H)$ ,  $\Phi_m(i_m)$  in relativna permeabilnost  $\mu_r(H)$  feromagnetnih materialov

Pri spreminjanju polaritete napajalne napetosti transformatorja  $u_1(t)$  se bo spreminjala tudi polariteta magnetilnega toka  $i_m(t)$ . Po določenem času se bo spremenila tudi smer magnetnega pretoka v železnem jedru transformatorja. Pri spremembi smeri magnetnega pretoka v železnem jedru transformatorja je za feromagnetne materiale značilna histereza. Histereza na splošno opisuje odvisnost med dvema spremenljivkama, ki je ni možno izraziti z enolično funkcijo, temveč se izraža v obliki zanke. Pri tem se lahko oblika zanke tudi spreminja, saj je za histerezo  $B(H)$  značilno, da je vrednost ene količine  $B$  odvisna od trenutne vrednosti te količine in od prejšnjih vrednosti druge količine  $H$ . Histerezna zanka  $B(H)$  (Slika 2.10) je definirana z naslednjimi točkami: a) gostoto magnetnega pretoka nasičenja  $B_S$ , pri kateri se močno poveča vrednost  $H$  pri mali spremembi  $B$ , b) preostalo oziroma remanentno gostoto magnetnega pretoka  $B_R$ , ki ostane v opazovanem materialu po prekinitvi vzbujanja  $H$  in c) koercitivno magnetno poljsko jakostjo  $(-)H_C$ , ki podaja količino vzbujanja z obratno polariteto vrednosti  $B_R$ , pri kateri se opazovani material razmagnetni.

Če napajanja transformatorja v točki nasičenja  $B_S$  ne prekinemo, bi se gostota magnetnega pretoka  $B$  le malo povečala, medtem ko bi bila sprememba magnetne poljske jakosti  $H$  zelo velika. V transformatorju za UTV ima porabljena pločevina veliko vrednost gostote magnetnega pretoka, pri kateri se pojavi nasičenje  $B_S = 2,03$  T, in majhno vrednost koercitivne magnetne poljske jakosti, pri kateri se železno jedro razmagnetni  $H_C = 10$  A/m [17].



Slika 2.10: Histerezna zanka feromagnetnega materiala

V (2.13) je uporabljena inverzna magnetilna karakteristika  $H(B)$ , ki jo lahko opišemo na več načinov. Uporabimo lahko poenostavljen model histereze [20], [21], ki magnetilno karakteristiko opiše kar s polinomom:

$$H(B) = K_1 B + K_{15} B^{15} + K_{19} B^{19} + K_h (B - B_{rev}) \quad (2.24)$$

Pri tem so  $K_1, K_{15}, K_{19}$  koeficienti polinoma, ki določajo obliko magnetilne krivulje. S členom  $K_h(B - B_{rev})$  pa določimo histerezno zanko. Pri tem je  $B_{rev}$  vrednost gostote magnetnega pretoka v železnem jedru tik pred spremembo smeri magnetenja. Vrednosti parametrov predstavljenega polinoma (2.24) za primer transformatorja za UTV so zbrane v [21]. Nadaljnja analiza je pokazala, da predstavljen polinom le približno opiše izmerjeno magnetilno karakteristiko uporabljene železne pločevine [22]. Za potrebe analize delovanja sistema za UTV pri uporabi različnih algoritmov vodenja bi tak opis magnetilne karakteristike sicer zadoščal, saj potrebujemo le informacijo o nasičenju železnega jedra transformatorja. Izgube, ki nastanejo pri magnetenju železnega jedra transformatorja, so glede na izgube v navitjih transformatorja običajno zelo male in jih bomo določili v nadaljevanju.

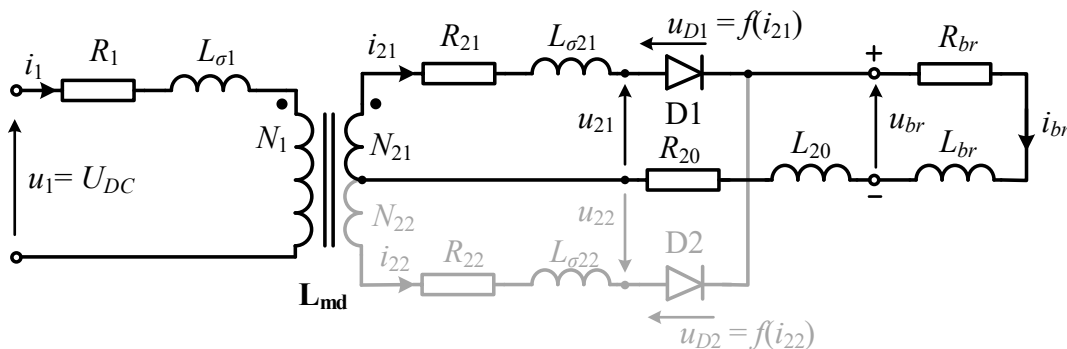
Kljub temu bomo v modelu sistema za UTV uporabljali veliko natančnejši Jiles-Athertonov (J-A) model histerezne zanke [23]. Ta model je izražen z naborom enačb, ki s petimi parametri opiše magnetilno histerezo uporabljenega železnega jedra transformatorja. Najprej moramo na podlagi (2.9) določiti ustrezno spremembo magnetnega pretoka pri dani napajalni napetosti transformatorja in ga z (2.14) preračunati na spremembo gostote magnetnega pretoka. Na podlagi opisane magnetilne histereze bomo po (2.22) določili magnetilni tok, ki ga potrebujemo za takšno spremembo gostote magnetnega pretoka. Ker v enačbi vzbujanja magnetnega polja v železnem jedru transformatorja potrebujemo inverzno magnetilno karakteristiko  $H(B)$ , smo uporabili inverzni J-A-model. Numerični postopek določanja parametrov J-A-modela je podan v [24]. Parametri inverznega J-A-modela histereze železnega jedra transformatorja za UTV so bili določeni v [6]. Iz analize [22] je razvidno, da uporabljen J-A-model zelo dobro opiše izmerjeno histerezno zanko železnega jedra, zato bomo te parametre J-A-modela histerezne zanke železnega jedra transformatorja samo povzeli (Tabela 2.3) [6]. Seveda bi lahko za opis histerezne zanke železnega jedra transformatorja uporabili tudi kakšen drug model histereze. V [25] in [26] je tako opisan parametričen magnetno-dinamični model mehkomagnetne pločevine, v [27] je opisan Talinenov histerezni model, v [28] pa Zirka-Morozov histerezni model. Primerjava teh modelov je predstavljena v [29], pri tem pa je bil J-A-model v večini obravnavanih primerov najnatančnejši, zato bomo ostali pri uporabi tega.

Tabela 2.3: Parametri Jilles-Athertonovega modela histereze [6]

Parameter	Opis
$M_S = 1,548 \cdot 10^6$ A/m	J-A-magnetizacija nasičenja
$A = 51,49$ A/m	J-A-histerezni parameter
$k = 81,94$ A/m	J-A-parameter
$\alpha = 98,56 \cdot 10^{-6}$	J-A-parameter glavnega polja
$c = 0,412$	J-A-parameter upogibanja domenskih sten

## 2.2.4 Obratovanje transformatorja za UTV z diodnim usmernikom

Pri napajanju transformatorja s pozitivno polariteto napajalne napetosti  $u_1 = +U_{DC}$  bo seveda aktivno primarno navitje transformatorja. Sekundarno navitje pa je izvedeno tako, da je aktivna prva sekundarna veja transformatorja za UTV (Slika 2.11). Druga veja sekundarnega navitja v tem obratovalnem stanju ni aktivna in po njej ne teče tok  $i_{22} = 0$  A, zato je ta veja prikazana s sivo barvo. Posledično bo v tem obratovalnem stanju bremenski tok enak toku prve sekundarne veje  $i_{br} = i_{21}$ .



Slika 2.11: Vezni model transformatorja za UTV pri napajanju s pozitivno polariteto napajalne napetosti

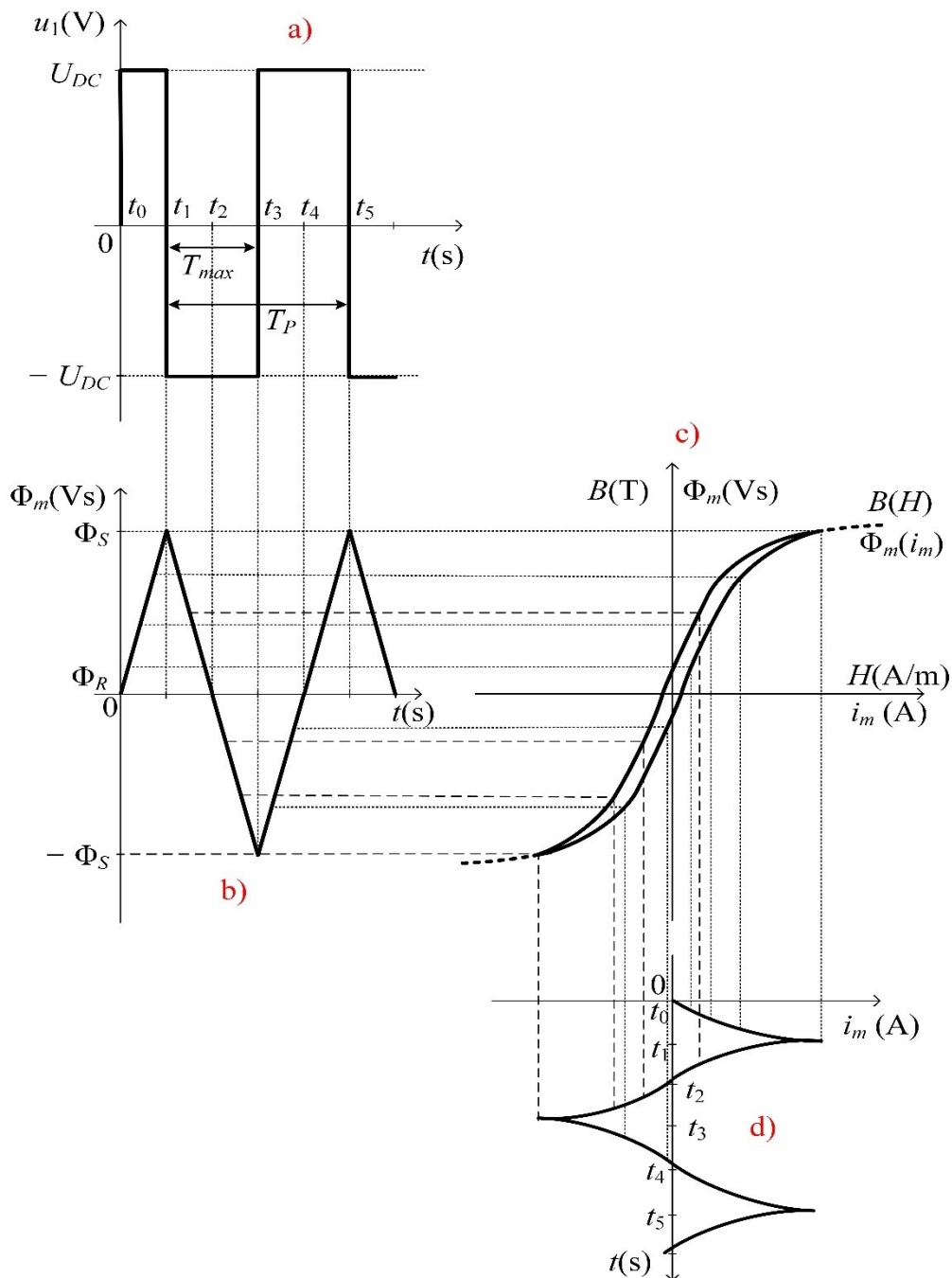
Pri napajanju transformatorja s pozitivno polariteto napajalne napetosti  $u_1 = +U_{DC}$  (Slika 2.12a) pri času  $t_0$  bo po (2.9) od vrednosti remanentnega magnetnega pretoka  $\Phi_R = 0$  začel naraščati magnetni pretok  $\Phi$  (Slika 2.12b), ki ga bo skladno z magnetilno karakteristiko  $B(H)$  oziroma  $\Phi_m(i_m)$  (Slika 2.12c) vzbujal magnetilni tok  $i_m$  (Slika 2.12d). Remanentni magnetni pretok  $\Phi_R$  bi lahko bil tudi različen od 0. Ker lahko pritisnjeno napetost  $u_1$  izmerimo in ker poznamo upornost in razsipano induktivnost primarnega navitja, lahko določimo inducirano napetost primarnega navitja  $e_1$  z uporabo (2.25):

$$-e_1 = u_1 - R_1 i_1 - L_{\sigma 1} \frac{di_1(t)}{dt} \quad (2.25)$$

Z integriranjem inducirane napetosti  $e_1$  pa lahko ocenimo magnetni pretok  $\Phi_m$  ali gostoto magnetnega pretoka  $B$  v železnem jedru transformatorja po (2.26):

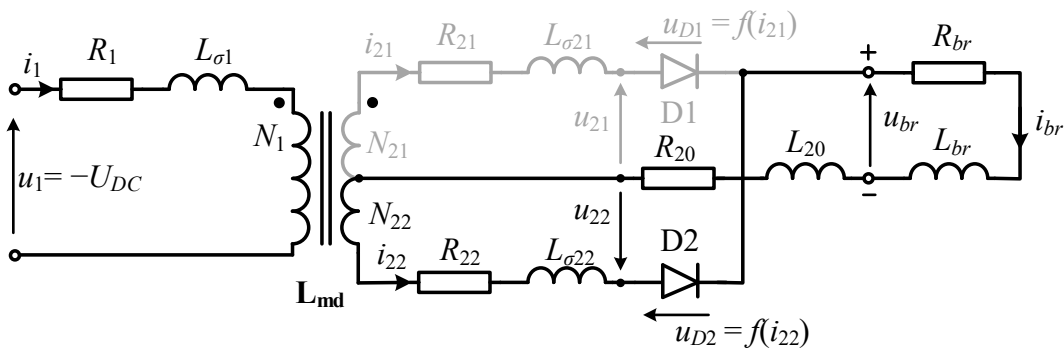
$$B = \frac{\Phi_m}{A_{Fe}} = -\frac{1}{A_{Fe} N_1} \int e_1(t) dt \quad (2.26)$$

Če padca napetosti na primarnem navitju ne upoštevamo, bomo v (2.26) integrirali konstantno vrednost napetosti enosmernega vodila ( $-U_{DC}$ ). Pri tem se bo izračunana vrednost gostote magnetnega pretoka  $B$  spreminjala po premici (Slika 2.12b). Pri upoštevanju padca napetosti na primarnem navitju pa bo gostota magnetnega pretoka  $B$  naraščala nekoliko počasneje.



Slika 2.12: Magnetenje železnega jedra transformatorja za UTV: a) časovni potek napajalne napetosti primarnega navitja  $u_1$ , b) časovni potek gostote magnetnega pretoka v železnem jedru transformatorja za UTV  $B$ , c) magnetilna karakteristika železnega jedra  $\Phi_m(i_m)$  in d) časovni potek magnetilnega toka transformatorja  $i_m$

Pri času  $t_1$  gostota magnetnega pretoka  $B$  naraste do vrednosti nasičenja gostote magnetnega pretoka  $B_S$  (Slika 2.12b), pri čemer se skladno z magnetilno karakteristiko  $B(H)$  oziroma  $\Phi_m(i_m)$  (Slika 2.12c) začne magnetilni tok  $i_m$  strmo povečevati (Slika 2.12d). Posledično se bo povečal tudi primarni tok, zato preklonimo napajalno napetost na negativno polariteto  $u_1 = -U_{DC}$  (Slika 2.12a). Zaradi te spremembe bo začela gostota magnetnega pretoka  $B$  po (2.26) upadati, posledično pa upada tudi magnetni pretok  $\Phi$  (Slika 2.12b). Pri času  $t_2$  magnetni pretok  $\Phi$  upade do vrednosti 0 in pri času  $t_3$  doseže vrednost nasičenja magnetnega pretoka v negativni smeri  $-\Phi_S$  (Slika 2.12b), pri čemer se skladno z magnetilno karakteristiko (Slika 2.12c) začne magnetilni tok  $i_m$  strmo povečevati v negativni smeri (Slika 2.12d). Pri napajanju z negativno polariteto napajalne napetosti je aktivna druga sekundarna veja transformatorja za UTV (Slika 2.13). Prva veja sekundarnega navitja v tem obratovalnem stanju ni aktivna in po njej ne teče tok  $i_{21} = 0$ , zato je prikazana s sivo barvo.



Slika 2.13. Vezni model transformatorja za UTV pri napajanju z negativno polariteto napajalne napetosti

Če transformator ves čas napajamo s konstantno napetostjo  $U_{DC}$ , lahko med prvim in drugim pojavom nasičenja določimo maksimalno dolžino pulza napajalne napetosti transformatorja  $T_{max}$  po (2.27). Pri tem prvi pojav nasičenja zaznamo pri času  $t_1$ , drugi pojav nasičenja pa pri času  $t_3$  (Slika 2.12).

$$T_{max} = t_3 - t_1 \quad (2.27)$$

Prvega pulza napajalne napetosti ne moremo uporabiti za določitev maksimalne dolžine pulza napajalne napetosti zaradi remanentnega magnetnega pretoka  $\Phi_R$ , ki je pri mehkomagnetnih materialih običajno precej nižja od vrednosti magnetnega pretoka nasičenja  $\Phi_S$ . Prvi pulz napajalne napetosti bo zato vedno krajši od maksimalne dolžine pulza.

Pri času  $t_3$  ponovno spremenimo polariteto napajalne napetosti  $u_1 = U_{DC}$  in magnetni pretok  $\Phi$  začne ponovno naraščati. Pri času  $t_4$  vrednost  $\Phi$  ponovno naraste do 0 in pri času  $t_5$  ponovno doseže vrednost nasičenja magnetnega pretoka  $\Phi_S$ , pri čemer se skladno z magnetilno karakteristiko začne ponovno strmo povečevati magnetilni tok  $i_m$  (Slika 2.12). Zato pri času  $t_5$  ponovno spremenimo polariteto napajalne napetosti  $u_1 = -U_{DC}$ . Pri tem lahko določimo dolžino periode napajalne napetosti  $T_P$  (2.28), ki traja od začetka pulza z eno polariteto  $t_1$  do začetka naslednjega pulza z enako polariteto  $t_5$  (Slika 2.12).

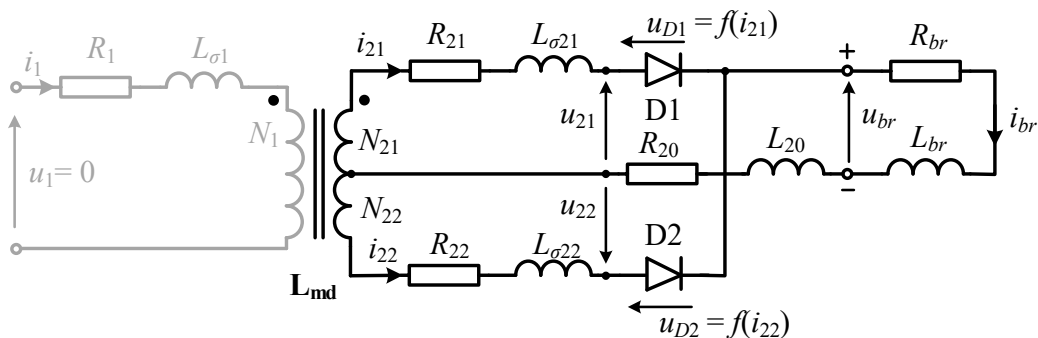
$$T_P = t_5 - t_1 \quad (2.28)$$

V opazovanem primeru je dolžina periode enaka najdaljšemu možnemu času pri nenehnem napajanju transformatorja. Če vmes transformatorja ne napajamo z napetostjo  $U_{DC}$  ali  $-U_{DC}$ , ampak je napajalna napetost  $u_1$  enaka 0, se lahko čas periode  $T_P$  tudi podaljša. Pri napajalni napetosti  $u_1 = 0$  primarno navitje

ne bo aktivno, zato je v veznem modelu obarvano s sivo barvo (Slika 2.14). Lahko pa sta aktivni obe sekundarni veji transformatorja z diodnim usmernikom, če je bil transformator pred tem napajanje s pozitivno ali negativno polariteto napajalne napetosti. Pri tem se bremenski tok  $i_{br}$  enak seštevku tokov obeh sekundarnih vej (2.29).

$$i_{br} = i_{21} + i_{22} \quad (2.29)$$

V primeru enakih nadomestnih upornosti sekundarnih vej  $R_{21} = R_{22}$  in enakih karakteristik usmerniških diod  $u_{D1}(i_{21}) = u_{D2}(i_{22})$  se bo bremenski tok enakomerno porazdelil po obeh sekundarnih vejah  $i_{21} = i_{22}$ . V nasprotnem primeru se bremenski tok neenakomerno porazdeli po sekundarni veji [14]. Če ta dva pogoja nista izpolnjena hkrati, sekundarna toka ne bosta enaka. Pri tem bo razlika med tema dvema tokoma enaka magnetilnemu toku  $i_m$  po enačbi (2.17). Zaradi magnetilnega toka pa se bo spreminjala tudi gostota magnetnega pretoka  $B$ . Če pulz napajalne napetosti transformatorja prekinemo pri velikih vrednostih gostote magnetnega pretoka  $B$ , ta ne bo upadel, temveč ga bo ohranjal magnetilni tok. Sekundarna toka sta tako različna, če do prekinitve pulza napajalne napetosti pride pri velikih vrednostih gostote magnetnega pretoka  $B$ .



Slika 2.14: Vezni model transformatorja za UTV brez napajanja primarnega navitja

### 2.3 Varilne klešče in varjene pločevine oziroma breme

UTV izvajamo z varilnimi kleščami, ki jih priključimo na izhodne sponke transformatorja z diodnim usmernikom. Klešče imajo na konice nameščene varilne elektrode, ki z določeno silo stiskajo skupaj varjene pločevine. Glede na možnosti premikanja elektrod ločimo enostranske in obojestranske varilne klešče [1]. Pri enostranskih varilnih kleščah se premika le ena varilna elektroda, druga pa je nepremično vpeta v ogrodje sistema za UTV. Pri obojestranskih varilnih kleščah se premikata obe varilni elektrodi. Premikanje se izvaja s pnevmatsko tehniko ali pa z elektromotorji oziroma servomotorji. Prednost teh je, da so zmožni generirati konstantno silo, s katero elektrodi stiskata skupaj varjeni pločevini [1].

Tudi ko že izberemo pločevini, ki ju želimo zvariti oziroma spojiti skupaj, lahko varilnim parametrom določimo različne vrednosti. Kljub temu pa morajo izbrane vrednosti varilnih parametrov ostati znotraj varilnega območja (*angl. weldability range / lobe*) [1]. V nasprotnem primeru se lahko na točki varjenja sprosti premalo energije za nastanek spoja ali pa preveč energije, kar lahko prekomerno raztali pločevino. Tabela 2.4 prikazuje zbrane vrednosti varilnih parametrov za varjenje pločevin z nizko vsebnostjo ogljika. Zbrani so podatki o razponu opisanih varilnih parametrov za varjenje pločevin z izbrano debelino. Seveda različna kombinacija varilnih parametrov iz tega razpona daje različno močne

spoje, ki so zmožni prenesti različne obremenitve. S tem namenom je bilo opravljenih veliko analiz vplivov varilnih parametrov na obremenitev spoja, ki bodo povzete v nadaljevanju. V tem podglavju bomo zaradi lažjega poimenovanja ponovno uporabljali poimenovanje varilni tok  $I_V$ , ki je enak bremenskemu toku  $I_{br}$  v predstavljenem sistemu za UTV.

Tabela 2.4: Varilni parametri za varjenje pločevine z nizko vsebnostjo ogljika

debelina pločevine (mm)		premer elektrode (mm)	$F_{el}$ (kN)		$T_{VC}$ (ms)		$I_V$ (kA)	
od	do		od	do	od	do	od	do
0,4	0,6	4	1,3	1,8	80	100	5	8
0,6	0,8	4	1,7	2	120	160	6	9
0,8	1	5	1,9	2,6	140	200	7	10
1	1,2	5	2,5	3,2	160	240	8	12
1,2	1,6	6	3	4	180	260	10	13
1,6	2	7	3,9	5,2	200	280	12	15
2	2,5	8	5	6,2	240	320	14	18
2,5	3	9	6	7,5	300	400	17	20

### 2.3.1 Postopek nastajanja spoja

V pregledu literature [30] je zbranih veliko analiz nastajanja spoja med pločevinami. Pri tem so bile uporabljene različne metode, ki večinoma spadajo v skupino numeričnih metod. Najprej so se avtorji lotili analize z osnovnim termičnim modelom, ki daje le podatke o temperaturi pločevine na različnih mestih med varjenjem. Kasneje so ga dopolnili s povezanimi elektro-termičnimi modeli, elektro-termičnimi-mehanskimi modeli ter elektro-termičnimi-fluidnimi modeli. Slednji upoštevajo lastnosti tekočin, kar je zelo pomembno, če želimo v modelu zajeti premikanje raztaljene kovine v spoju in morebitno brizganje raztaljene kovine iz spoja. V [31] je opisan prvi dvodimenzionalni osnosimetrični elektro-termomehanski model, ki je zajemal električne, termične in mehanske lastnosti varjenih materialov. Posledično tak model daje podatke o porazdelitvi tokovnih gostot, spreminjanju upornosti zaradi segrevanja materiala, raztezanju materiala zaradi segrevanja in deformaciji pločevin zaradi stiskanja pločevin z elektrodama. Opisani podatki se med varilnim ciklom spreminjajo in so hkrati tudi odvisni eden od drugega. Porazdelitev tokovne gostote v nekem materialu je seveda odvisna od upornosti materiala, ki je odvisna od temperature materiala, ta pa med varilnim ciklom narašča.

Kako pomembni sta natančna izbira in posledično tudi regulacija varilnega toka so avtorji v [32] pokazali z analizo vpliva varilnega toka na nastanek spoja. Pri tem so uporabili jeklo z oznako DP600 in izmenične varilne toke z efektivnimi vrednostmi 6 kA, 8 kA, 10 kA in 12 kA, ki so jih dovajali štirinajst period omrežne napetosti s frekvenco 50 Hz oziroma 280 ms. Rezultati so pokazali zelo slab spoj pri varilnem toku 6 kA, ker je bilo sproščene energije premalo, da bi se raztalilo dovolj materiala za nastanek spoja. Pri varilnem toku 8 kA je spoj sicer nastal, vendar je popustil pri natezni obremenitvi spoja s silo 18 kN. Najmočnejši spoj je nastal pri varilnem toku 10 kA, saj je popustil šele pri obremenitvi s silo 25 kN. Pri varilnem toku 12 kA pa se je pločevina tako segrela, da se je raztalil tudi zunanji sloj pločevine, kar je povzročilo brizganje materiala iz spoja. Spoj je sicer nastal, vendar je popustil



pri obremenitvi s silo 23,8 kN. Izračun je pokazal, da je v tem spoju temperatura presegla 1500 °C. Pri tem vrednosti varilnih tokov pri varjenju pločevine DP600 ne dosegajo niti polovice nazivnega toka obravnavanega sistema za UTV.

V [33] so avtorji analizirali vpliv posamezne kombinacije varilnih parametrov na natezno obremenitev spoja med pločevinama iz galvaniziranega jekla, ki se uporablja v avtomobilski industriji. Pri tem so uporabljali generične algoritme in nevronske mreže ter rezultate potrdili z varjenjem pločevin debeline 0,67 mm, ki so jih spojili skupaj z enim spojem. Nato so nastale spoje preizkusili tako, da so spojeni pločevini natezno obremenili in merili natezno silo. Tako so avtorji najprej analizirali vpliv varilnega toka in časa trajanja varilnega cikla  $T_{VC}$  na maksimalno silo natezne obremenitve. Pri tem so uporabljali konstantno silo  $F_{el}$ . Ta analiza je pokazala, da lahko s precej širokim naborom varilnih parametrov ustvarimo skoraj enako močan spoj med pločevinama. Tako lahko varilni tok z vrednostjo 10,4 kA dovajamo 240 ms ali pa varilni tok 12 kA dovajamo 180 ms. Pri uporabi teh varilnih parametrov je nastal spoj, ki je zdržal natezno obremenitev 3700 N. Pri tej analizi natezna obremenitev spoja ni presegla 3800 N. V nadaljevanju bomo zato pozorni na ta dva različna nabora varilnih parametrov. Izkoristek sistema za UTV bi namreč lahko bil različen pri uporabi enega izmed teh dveh nizov varilnih parametrov. Analizo so nadaljevali z vsemi preostalimi kombinacijami varilnih parametrov in opazovali vpliv na maksimalno obremenitev spoja. Na koncu analize so podali niz optimalnih vrednosti varilnih parametrov, ki daje absolutno najmočnejši spoj med pločevinama. Podan rezultat velja le za to vrsto in debelino pločevine pri varjenju z izmeničnim tokom.

Pri spremembi tako vrste kot debeline pločevine moramo določiti nove optimalne vrednosti varilnih parametrov, če želimo izdelati optimalen spoj, kar kaže na izjemno kompleksnost procesa UTV. Ker nastanek optimalnega spoja med pločevinama ni bistven za obravnavo sistema za UTV kot električnega pretvornika, se bomo v nadaljevanju omejili le na spreminjanje nadomestne upornosti varjenja med varilnim ciklom. Ta se lahko spremeni med varilnim ciklom, kar lahko spremeni obremenitev sistema za UTV.

### 2.3.2 Spreminjanje nadomestne upornosti spoja med varilnim ciklom

Ker se pločevina med varjenjem segreva, lahko pričakujemo, da se bo med varjenjem spreminjala tudi nadomestna varilna upornost  $R_V$ . Pričakovali bi, da se bo nadomestna upornost spoja ves čas povečevala zaradi segrevanja materiala s pozitivnim temperaturnim koeficientom [34]. Vendar ne smemo pozabiti, da nadomestna varilna upornost  $R_V$  na začetku varjenja vsebuje kontaktno upornost med pločevinama  $R_4$  (Slika 1.2). Med varilnim ciklom se ta kontaktna upornost najprej povečuje zaradi segrevanja. Ko se pločevina raztali in začne nastajati spoj med pločevinama, pa se ta kontaktna upornost zmanjša. V nadaljevanju varilnega cikla se spoj med pločevinama povečuje in tako zmanjšuje kontaktno upornost med pločevinama, saj se z večanjem spoja večja preseka, po katerem teče varilni tok brez kontaktne upornosti  $R_4$ . Pri tem se pločevini segrevata, zaradi česar se povečujeta upornosti pločevin  $R_3$  in  $R_5$ .

Na spreminjanje nadomestne varilne upornosti  $R_V$  (angl. *dynamic resistance*) vpliva več različnih dejavnikov. Povzetek analiz, ki proučujejo raznorazne vplive na spreminjanje nadomestne upornosti, je zbran v [35]. V tem delu so avtorji ugotovili, da nadomestna upornost najprej pade, kar je posledica odprave nepravilnosti, kot so majhne izboklinice na površini pločevin, in razpada zaščitnih premazov, ki ščitijo pločevino pred korozijo. Ti premazi imajo običajno tudi veliko specifično upornost. V nadaljevanju varilnega cikla nadomestna upornost narašča zaradi naraščanja temperature pločevine. Ko se zaradi segrevanja pločevini dovolj zmehčata, se elektrodi zaradi uporabe sile lahko začneta ugrezati,

kar skrajša pot varilnega toka čez pločevini in poveča kontaktno površino med pločevinama in elektrodama. Zaradi tega se nadomestna varilna upornost pri koncu varilnega cikla zmanjša. V primeru brizganja raztaljene kovine iz spoja pa nadomestna upornost nenadoma upade [35].

V [36] so avtorji analizirali kontaktne upornosti med elektrodo in pločevino ter med pločevinama. Pri tem so uporabljali dva različna tipa pločevine. Ugotovili so, da je kontaktna upornost med pločevinama močno odvisna od sile, s katero elektrodi stiskata pločevini. Večja kot je sila, manjša je kontaktna upornost med pločevinama. Pri tem je upornost najprej naraščala, potem pa strmo upadla, ko se je pločevina raztalila. Tudi kontaktna upornost med elektrodo in pločevino je odvisna od sile, s katero elektrodi stiskata pločevini skupaj, vendar je pri uporabi zadostne sile sprememba manjša. Pri uporabi manjše sile je bila ta kontaktna upornost na začetku varilnega cikla zelo visoka in je tudi zelo hitro upadla, nato pa se v odvisnosti od temperature ni več veliko spremenila. V primeru uporabe velike sile stiskanja je ta kontaktna upornost med elektrodo in pločevino konstantnejša.

Po pregledu literature lahko ugotovimo, da se nadomestna varilna upornost  $R_V$  med varilnim ciklom nenehno spreminja. Pri tem na spreminjanje upornosti  $R_V$  vplivajo različni dejavniki.

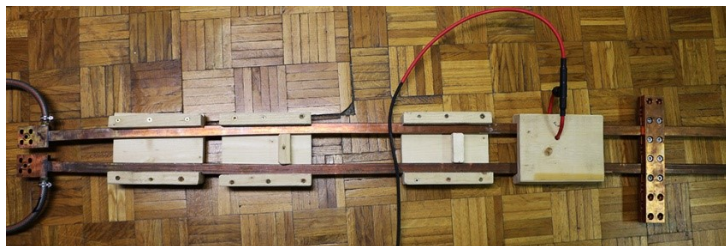
### 2.3.3 Breme laboratorijskega sistema za UTV

Zaradi opisane kompleksnosti postopka UTV in spreminjanja predvsem nadomestne varilne upornosti  $R_V$  med varilnim ciklom smo varilne klešče in varjene pločevine pri laboratorijskem sistemu za UTV zamenjali z dvema ravnima in vzporednima masivnima vodno hlajenima vodnikoma (Slika 2.15). S takšnim bremenom nadomestimo varilne klešče z upornostjo  $R_{kl}$  ter varilne elektrode in varjene pločevine z nadomestno varilno upornostjo  $R_V$ . Pri tem je nadomestna upornost bremena  $R_{br}$  enaka (2.30). Enako velja tudi za induktivnost bremena  $L_{br}$  (2.31), ki je v industrijskem sistemu za UTV sestavljena iz varilne induktivnosti  $L_V$  in nadomestne induktivnosti varilnih klešč  $L_{kl}$ . Pri tem je varilna induktivnost  $L_V$  pri varjenju nemagnetnih materialov, kot je na primer aluminij, zelo majhna zaradi majhne razdalje med obema elektrodama.

$$R_{br} = R_{kl} + R_V \quad (2.30)$$

$$L_{br} = L_{kl} + L_V \quad (2.31)$$

Uporabljenemu bremenu lahko s spreminjanjem mesta povezave med vodnikoma spreminjamo nadomestno upornost bremena  $R_{br}$  in nadomestno induktivnost bremena  $L_{br}$ . Pri spremembi nadomestne upornosti bremena se pri enakem bremenskem toku spremeni obremenitev sistema za UTV. Z uporabo vodnega hlajenja vodnika lahko takemu vodniku veliko boljše odvajamo toploto, ki se sprosti zaradi joulskih izgub. Ker so varilni cikli kratki in trajajo le nekaj 100 ms, lahko nadomestna upornost bremena  $R_{br}$  ostane celo nespremenjena. Z uporabo vodnika lahko zagotovimo ponovljiv potek nadomestne upornosti bremena pri vsakem varilnem ciklu, kar bi bilo nemogoče zagotoviti pri dejanskem varjenju. Tako zamenjavo bremena lahko opravimo, ker ne obravnavamo postopka varjenja, temveč sistem za UTV obravnavamo kot električni (DC-DC) pretvornik. Pri spremembi mesta povezave med vzporednima vodnikoma bremena se spremenita nadomestna upornost  $R_{br}$  in tudi induktivnost  $L_{br}$ , zato takšno spreminjanje obremenitve ni primerno za analizo, saj rezultata ne moremo pripisati spremembi enega parametra, če se spremenita dva. Prav zato bomo morali analizo vplivov upornosti  $R_{br}$  in induktivnosti  $L_{br}$  na delovanje sistema za UTV opraviti na opisanem veznem modelu sistema za UTV.



Slika 2.15: Breme laboratorijskega sistema za UTV z meritvijo bremenskega toka s tuljavo Rogowskega

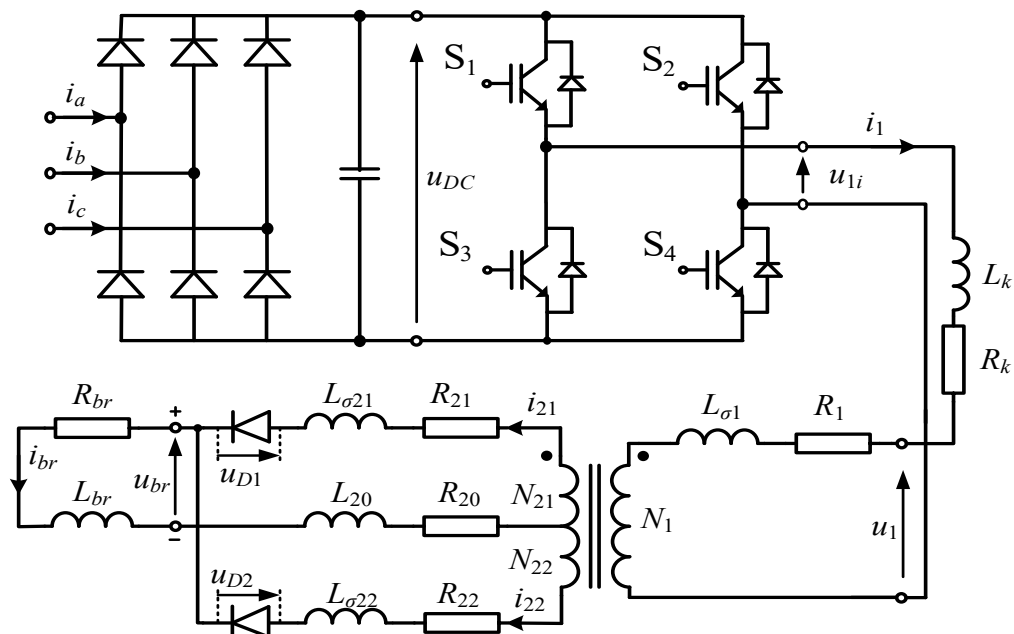
## 2.4 Izvedba meritev

V vezalni shemi sistema za UTV (Slika 2.16) je označenih šest merilnih mest napetosti:

- $u_{DC}$  – napetost enosmernega vodila,
- $u_{1i}$  – napetost na izhodnih sponkah pretvornika,
- $u_1$  – napetost na vhodnih sponkah transformatorja z usmernikom,
- $u_{br}$  – napetost na izhodnih sponkah transformatorja z usmernikom,
- $u_{D1}$  – padec napetosti na diodi  $D_1$  v prvi sekundarni veji,
- $u_{D2}$  – padec napetosti na diodi  $D_2$  v drugi sekundarni veji,

pa tudi štiri merilna mesta tokov z označenimi privzetimi smermi posameznega toka:

- $i_1$  – primarni tok,
- $i_{br}$  – bremenski tok,
- $i_{21}$  – tok prve sekundarne veje,
- $i_{22}$  – tok druge sekundarne veje.



Slika 2.16: Vezalna shema sistema za UTV z označenimi merilnimi mesti posameznih izmerjenih napetosti in smermi izmerjenih tokov

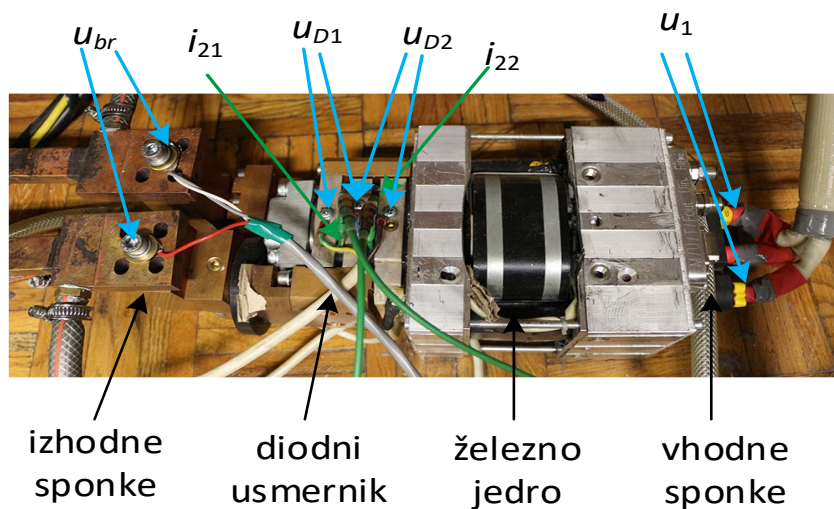
Meritve napetosti smo izvedli s sistemom za zajem podatkov (angl. *data acquisition system* – DAQ), toke pa smo merili s tuljavami Rogowskega, ki so bile na enem mestu prekinjene, da smo jih lahko namestili okoli vodnikov, v katerih smo želeli izmeriti tok. Merilna oprema je podrobneje opisana v prilogi, kjer je podana tudi merilna napaka za najbolj neugodno merilno točko.

Na podlagi izmerjenih napetosti in tokov bomo v nadaljevanju analizirali delovanje sistema za UTV. Dodatno smo v vezalni shemi uporabili nadomestno upornost kabla  $R_k$  in nadomestno induktivnost kabla  $L_k$ , ki povezuje frekvenčni pretvornik in transformator za UTV (Slika 2.16). Zaradi tega smo uvedli tudi dodatno meritev napetosti na izhodnih sponkah razsmernika  $u_{1i}$ . Amplitudo napajalne napetosti transformatorja  $u_1$  lahko tako določimo z (2.32).

$$u_1 = u_{DC} - 2u_s(i_1) - R_k i_1 - L_k \frac{di_1}{dt} \quad (2.32)$$

Pri tem je v (2.32)  $u_s(i_1)$  karakteristika tranzistorja, ki podaja padec napetosti pri prevajanju primarnega toka  $i_1$ . Enačba (2.32) velja le, ko hkrati prevajata tranzistorja S1 in S4 ali tranzistorja S2 in S3. Če bi želeli zapisati splošno enačbo za določitev napajalne napetosti, moramo upoštevati stikalni funkciji, ki prožita ta dva para tranzistorjev in tudi povratne diode razsmernika. Stikalni funkciji sta podrobneje opisani v [6].

Slika 2.17 prikazuje transformator laboratorijskega sistema za UTV. Pri tem smo z modrimi puščicami označili tudi točke meritve posamezne napetosti v sistemu za UTV. Z zelenima puščicama sta označeni tudi obe tuljavi merilnika toka posamezne sekundarne veje. Pri tem je posamezna tuljava Rogowskega ovita okoli ustrezne diode.



Slika 2.17: Transformator laboratorijskega sistema za UTV z označenimi merilnimi mesti napetosti in merilnikoma toka obeh sekundarnih vej

### 3 Opis aktualnih metod vodenja sistema za UTV

Za nastanek spoja med dvema pločevinama moramo na mesto nastanka spoja dovesti določeno količino energije v dovolj kratkem času [1], [15]. Pri tem moramo zagotoviti še ustrezno silo, s katero elektrodi stiskata pločevini skupaj, vendar bomo ta segment vodenja procesa UTV izpustili, saj je povsem ločen od delovanja sistema za UTV kot električnega (DC-DC) pretvornika. V nadaljevanju se bomo torej omejili le na vodenje energije čez pretvornik in transformator z diodnim usmernikom ter analizirali delovanje sistema za UTV kot električnega pretvornika. Pri tem bomo obravnavali različne metode vodenja, ki jih bomo razdelili na primarne in sekundarne. Primarne metode vodenja sistema za UTV naj bodo tiste, ki bodisi krmilijo bodisi regulirajo bremenski tok, varilno napetost ali varilno moč sistema za UTV. Pri tem izhod primarne metode vodenja spreminja prevajalno razmerje PŠM, ki nato generira krmilne napetosti tranzistorjev razsmernika, ali pa primarna metoda vodenja neposredno generira krmilne napetosti tranzistorjev. Sekundarne metode vodenja naj bodo tiste, ki vodijo proces UTV na podlagi ocene nastajanja spoja in spreminjajo referenčno vrednost primarne metode vodenja. Sekundarnih metod vodenja ne bomo podrobno obravnavali, saj le posredno vplivajo na delovanje sistema za UTV.

Pri vodenju procesa UTV lahko uporabimo vsaj tri različne strategije vodenja, ki lahko regulirajo moč na mestu nastajanja spoja ali varilni tok ali pa napetost na varilnih elektrodah [37]. Prednost slednje so manjša odstopanja premerov nastalih spojev pri varjenju istih pločevin z istimi varilnimi parametri [38]. Posledično bodo nastali enako močni spoji med pločevinami. Slabost te metode pa je povečanje moči v primeru brizga materiala iz spoja. Povečanje moči moramo preprečiti z uporabo ene izmed metod detekcije brizga iz spoja, ki mora sprožiti prekinitve varjenja in sporočiti napako pri varjenju kontrolni enoti varjenja.

Z regulacijo moči na mestu nastajanja spoja lahko na mesto spoja dovedemo natančno izbrano količino energije. Vendar za izvedbo te regulacije potrebujemo meritev tako varilnega toka kot meritev padca napetosti med eno in drugo elektrodo, saj moramo določiti varilno moč  $P_V$  z uporabo (3.1) [39]:

$$P_V = \frac{1}{T_P} \int_0^{t_{kp}} u_V(t) \cdot i_{br}(t) dt = \frac{1}{T_P} \int_0^{t_{kp}} i_{br}^2(t) \cdot R_V(t) dt \quad (3.1)$$

Pri tem so:

- $u_V$  – varilna napetost pri varjenju (padec napetosti med varilnima elektrodama),
- $i_{br}$  – bremenski (varilni) tok,
- $R_V$  – nadomestna varilna upornost (med varilnima elektrodama),
- $t$  – čas,
- $t_{kp}$  – čas konca periode varilne napetosti,
- $T_P$  – dolžina periode varilne napetosti.

Pri tem dodajmo, da je v napetosti  $u_V$  zajet tudi padec napetosti na varilni induktivnosti  $L_V$ . V prvem delu enačbe (3.1) je tako upoštevana tudi moč, s katero se v opazovani periodi  $T_P$  napolni ali izprazni induktivnost  $L_V$ . Ta delovna moč je v ustaljenem delu obratovanja enaka 0. Na podlagi meritve napetosti  $u_V$  in toka  $i_{br}$  lahko z enačbo (3.2) izračunamo tudi energijo  $W_V$ , ki se je sprostila na mestu nastanka spoja med varilnim ciklom. Pri tem je  $t_k$  čas konca varilnega cikla, ki se je začel pri času 0.

$$W_V = \int_0^{t_k} u_V(t) \cdot i_{br}(t) dt \quad (3.2)$$

Ena izmed slabosti metode reguliranja moči je, da moramo počakati eno periodo  $T_p$ , da se spremembe pokažejo tudi v izračunu varilne moči  $P_V$ . Slabost je še posebej izrazita pri sistemih za UTV, ki se napajajo neposredno iz omrežja, saj čas periode omrežne napetosti znaša kar 20 ms. Avtorji so zato v [39] s pomočjo linearizacije sistema za UTV uspeli pohitriti odziv regulatorja moči, vendar regulatorja niso preizkusili na laboratorijskem sistemu, temveč le v simulaciji. Pri delu so uporabljali sistem uporovnega varjenja, ki vari z izmeničnim tokom omrežne frekvence.

Ker se nadomestna varilna upornost  $R_V$  med varjenjem spreminja, lahko pri uporabi regulacije toka  $i_{br}$  le približno ocenimo varilno moč  $P_V$  oziroma energijo  $W_V$ . Regulacija toka je tako primerna le za varjenje spojev, pri katerih se varilna upornost  $R_V$  med procesom UTV ne spreminja bistveno. Če se ta upornost med varjenjem poveča zaradi segrevanja materiala, se bo pri konstantnem toku  $i_{br}$  povečala tudi moč  $P_V$  (3.1), ki se troši na spoju. Zaradi spreminjanja upornosti med varjenjem se v literaturi pogosto uporablja izraz dinamična upornost.

V [40] so avtorji primerjali delovanje regulacije moči in regulacije varilnega toka ter analizirali vplive na nastale spoje. Pri analizi so uporabljali sistem za UTV z izmeničnim varilnim tokom. Ugotovili so, da so pri regulaciji varilnega toka pri enaki sproščeni energiji nastali spoji z večjim premerom. To pa je posledica hitrejšega formiranja spoja med pločevinami, do katerega pride zaradi večje trenutne moči na začetku varjenja. To je bolje razloženo in tudi prikazano v [41], kjer so avtorji presekali elektrode in pločevine ter posneli šest slik med 300 ms dolgim ciklom varjenja. Rezultati kažejo, da varjeni pločevini že žarita rdeče po le 50 ms varjenja z uporabo regulacije toka, medtem ko pri uporabi regulacije moči do tega ne pride. Razliko so pojasnili s poteki napetosti, varilnega toka in moči na mestu varjenja, iz katerih je razvidno, da se na začetku cikla sprosti več moči v primeru uporabe regulacije varilnega toka. Pri analizi so uporabljali srednjefrekvenčni sistem za UTV in jeklo z oznako TWIP980, ki se mu med varjenjem nadomestna upornost znižuje.

Ker v več kot polovici primerov varjenja zadošča uporaba regulatorja toka, ki za razliko od regulacije moči potrebuje le eno meritev, se ta množično uporablja v industriji. Sam regulator lahko izvedemo na več načinov. Najbolj razširjena je uporaba PI-regulacije toka, ki so jo avtorji v [42] izvedli s pomočjo mikroprocesorja. PID-regulator je uporabljen v veliko novejših virih [38], [43], pri čemer je v slednjem razložen tudi postopek določanja ojačenj PID-regulatorja varilnega toka in regulatorja napetosti na varilnih elektrodah. Avtorica je v doktorski disertaciji izvedla regulacijo varilnega toka in napetosti, pri tem pa je ojačenja določila z uporabo Ziegler-Nicholsove metode. V tej doktorski disertaciji je sicer uporabljen sistem za mikrovarjenje z majhnimi enosmernimi varilnimi toki, ki so zaradi majhnih nazivnih moči sistemov primerni le za tanke pločevine in folije.

V [34] so avtorji uporabili srednjefrekvenčni sistem za UTV s PI-regulatorjem varilnega toka ter mu dodali še nelinearni regulator in ocenjevalnik (angl. *estimator*) premera spoja. Premer nastalih spojev tako le malo odstopa od predhodno določene vrednosti. V [44] sta šla avtorja še korak naprej in predstavila tako imenovani napredni (angl. *One-Step-Ahead* – OSA) regulator, ki temelji na termodinamičnem modelu nastajanja spoja med pločevinami. Regulator OSA sledi referenčni vrednosti temperature spoja tako, da prilagaja vrednost varilnega toka. Predstavili so tudi uravnotežen regulator OSA in odzive primerjali z odzivi PID-regulatorja. Pri tem so odzive regulatorja pridobili s pomočjo izračunov, delovanja regulatorja pa niso preizkusili v praksi. V [45] sta avtorja predstavila PD-regulator, ki sicer regulira tok izmeničnega sistema za UTV. Pri tem so tok izmerili s pomočjo tuljave Rogovskega, nato pa so z uporabo filtrov odstranili motnje v meritvi reguliranega toka, ki sicer povzročajo težave pri uporabi člena D PID-regulatorja.

V praksi pogosto uporabljena alternativa je uporaba regulacije z mehko logiko (angl. *fuzzy logic*) [46]. V [46] in [47] so avtorji uporabljali sistem za UTV z izmeničnim tokom omrežne frekvence, pri katerem so merili in regulirali primarni tok transformatorja. Tega lahko s tokovno prestavo preračunamo na sekundarno stran transformatorja in tako ocenimo vrednost varilnega toka. Z uporabo mehke logike so nato generirali ustrezne krmilne napetosti tiristorjev in tako generirali ustrezno napajalno napetost transformatorja, da so zagotovili želeno vrednost toka. Predstavljena algoritma vodenja z mehko logiko so avtorji preizkusili na laboratorijskih sistemih za UTV z uporabo mikrokrmilnika.

Regulator varilnega toka z uporabo mehke logike je predstavljen tudi v [48], le da so avtorji pri tem uporabljali sistem za UTV z enosmernim tokom. Uporabljen sistem za UTV ima enako zgradbo kot predstavljen sistem (Slika 2.1), le da vsebuje razsmernik, ki deluje pri stikalni frekvenci 25 kHz, njegov maksimalni izhodni tok pa znaša 1 kA. Predstavljen algoritem je bil naložen na digitalni signalni procesor in je na podlagi izmerjenega toka generiral ustrezne krmilne napetosti tranzistorjev. Ta algoritem zmanjša vplive sprememb napetosti omrežja in sprememb nadomestne upornosti spoja na vrednost varilnega toka. Zelo podobna rešitev je predstavljena tudi v [49], le da se sistem za UTV in uporabljen mikroprocesor nekoliko razlikujeta. Avtorji navajajo tudi prednosti uporabe vodenja z mehko logiko, kot sta na primer hitrejši odziv in enostavnejša določitev tabele pravil z mehko logiko v primerjavi z določanjem ojačenj PID-regulatorja.

V [50] avtorji predstavljajo inteligentno vodenje z uporabo mehke logike, ki je izvedena na srednjefrekvenčnem sistemu za UTV. Predstavljen algoritem uporablja podatke o nastalem spoju in pred varjenjem popravlja referenčno vrednost regulatorju varilnega toka. Na ta način lahko odpravimo vplive obrabe varilnih elektrod na nastanek spoja. V [51] so avtorji opisali vodenje z uporabo nevronske mreže, ki ocenjuje kakovost nastalega spoja. V [52] pa je opisano kombinirano vodenje z uporabo nevronske mreže in mehke logike. Tudi ta prispevek temelji na oceni kakovosti nastalega spoja. Varilni cikel pa lahko razdelimo na več manjših varilnih ciklov in tudi tako dosežemo kakovosten spoj [53]. Te metode vodenja procesa UTV spreminjajo referenčno vrednost regulatorja, zato smo jih uvrstili med sekundarne metode vodenja in jih ne bomo podrobneje obravnavali.

V zadnjem času je vedno aktualnejša tudi histerezna regulacija bremenskega toka in gostote magnetnega pretoka v jedru transformatorja, ki je prvič opisana v [54] in bo podrobneje predstavljena v nadaljevanju.

### 3.1 Pulzno-širinska modulacija (PŠM)

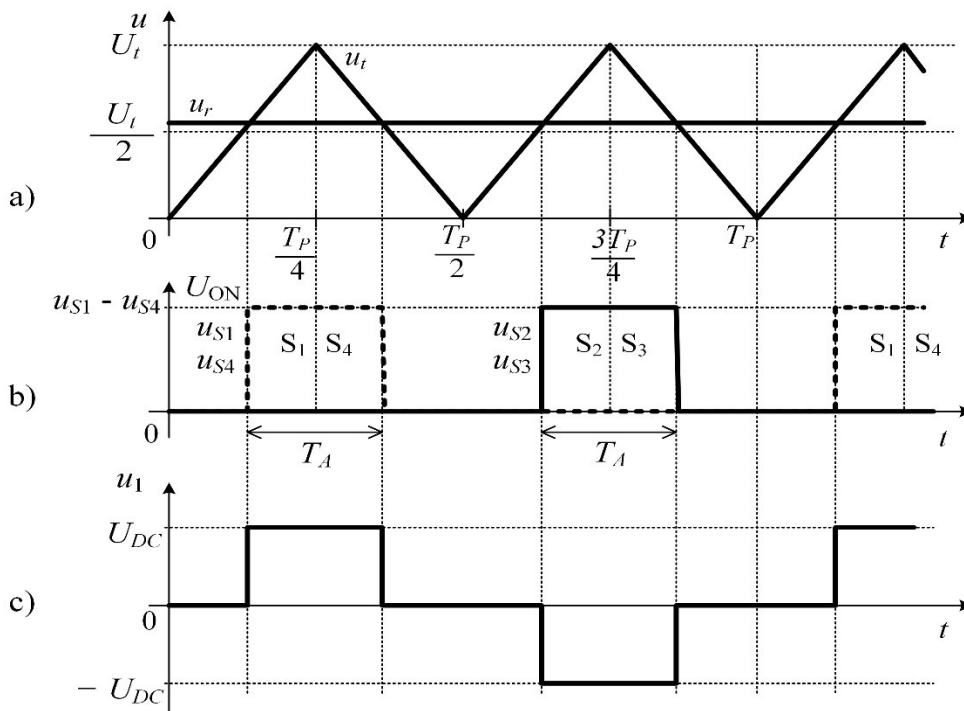
Ne glede na vrsto uporabljenega regulatorja proces UTV vedno vodimo z generiranjem ustreznih krmilnih napetosti tranzistorjev razsmernika  $u_{S1}-u_{S4}$  (Slika 2.2). Z ustrezno izbiro teh napetosti razsmernik generira želeno napetost na izhodnih sponkah razsmernika, s katero nato napajamo transformator za UTV. Krmilne napetosti tranzistorjev lahko generiramo na različne načine. Uporabimo lahko modulacijo s konstantno modulatorsko frekvenco ali pa jih generiramo po potrebi. Pri generiranju krmilnih napetosti obstajajo določene omejitve, ki smo jih opisali v podpodglavju 2.1.3.

Krmilne napetosti tranzistorjev  $u_{S1}-u_{S4}$  lahko generiramo z uporabo PŠM (angl. *pulse-width modulation* – PWM). Ta je opisana v [55], kjer je razloženo delovanje PŠM na primeru generiranja sinusne napetosti z uporabo tranzistorskega pretvornika. Če bi želeli na izhodnih sponkah generirati približek sinusnega poteka izhodne napetosti, sestavljenega iz izračunanih povprečnih vrednosti napetosti za vsako periodo modulatorskega signala, bi morala biti modulatorska frekvenca nekajkrat

večja od frekvence referenčnega signala, ki je v tem primeru sinusne oblike. To v primeru sistema za UTV, ki za varjenje uporablja enosmerni tok, ni smiselno, saj bi tako po nepotrebnem povečali število preklpov tranzistorjev razsmernika. Zato je modulacijska frekvenca PŠM v sistemu za UTV enaka nazivni frekvenci transformatorja za UTV  $f_N$ . Pri uporabi PŠM moramo upoštevati, da mora imeti vsak naslednji pulz napajalne napetosti transformatorja različno polariteto od trenutne. Če so pulzi napajalne napetosti kratki, si lahko sledijo tudi z enako polariteto, vendar seštevek dolžin vseh zaporednih pulzov z enako polariteto ne sme preseči  $T_{max}$  (Slika 2.12). Pri uporabi PŠM se takšnega načina obratovanja običajno ne poslužujemo.

Slika 3.1 prikazuje delovanje PŠM na osnovi trikotne napetosti  $u_t$  s periodo  $T_P$ , amplitudo  $U_t / 2$  in enosmerno komponento  $U_t / 2$ . PŠM generira pulze krmilnih napetosti tranzistorjev razsmernika  $u_{S1}-u_{S4}$  s primerjanjem referenčne vrednosti napetosti  $u_r$  s trikotno napetostjo  $u_t$ . Kadar je napetost  $u_t$  večja od referenčne napetosti  $u_r$ , bo modulator generiral krmilne napetosti tranzistorjev z vrednostjo  $U_{ON}$ , ki postavi tranzistorje v prevodno stanje. Pri uporabi modula SKiiP mora biti napetost  $U_{ON}$  enaka vsaj 12,4 V. Kadar je trikotna napetost  $u_t$  manjša od referenčne napetosti  $u_r$ , pa bo modulator generiral krmilne napetosti tranzistorjev z vrednostjo 0, ki postavi tranzistorje v neprevodno stanje.

Če želimo izvesti napajanje transformatorja s tremi nivoji napetosti, ki so  $-U_{DC}$ , 0 in  $U_{DC}$ , moramo z enim pulzom krmilne napetosti tranzistorjev napajati tranzistorja  $S_1$  in  $S_4$ , z drugim pulzom krmilne napetosti pa tranzistorja  $S_2$  in  $S_3$ . Tako sta pri prvem pulzu krmilne napetosti tranzistorjev napetosti  $u_{S1}$  in  $u_{S4}$  enaki  $U_{ON}$  (Slika 3.1b), pri tem pa lahko na izhodnih sponkah pretvornika izmerimo napetost  $u_1 = +U_{DC} = 566$  V (Slika 3.1c). Pri drugem pulzu krmilne napetosti sta napetosti  $u_{S2}$  in  $u_{S3}$  enaki  $U_{ON}$ , pri tem pa lahko na izhodnih sponkah pretvornika izmerimo napetost  $u_1 = -U_{DC} = -566$  V. Tako dobimo napetost  $u_1$  s tremi napetostnimi nivoji in periodo  $T_P$ . Zaradi generiranja obeh polaritet napajalne napetosti  $u_1$  perioda  $T_P$  vsebuje dva pulza krmilnih napetosti tranzistorjev.



Slika 3.1: Pojasnilo delovanja pulzno-širinske modulacije (PŠM) na osnovi trikotne napetosti



Definiramo lahko tudi prevajalno razmerje  $dr$  (angl. *duty ratio*), ki predstavlja relativni delež časa  $T_A$  v periodi napajalne napetosti  $T_P$ . Čas  $T_A$  ustreza času, ko ustrezna tranzistorja prevajata in dobimo na izhodnih sponkah razsmernika napetost  $+U_{DC}$  ali  $-U_{DC}$ . Prevajalno razmerje  $dr$  lahko določimo z:

$$dr = \frac{2T_A}{T_P} \quad (3.3)$$

Pri sta:

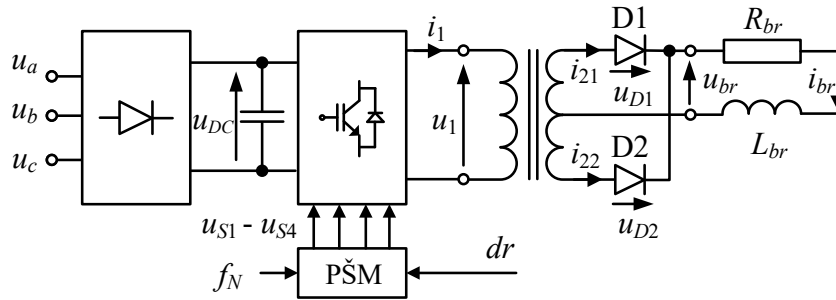
- $T_A$  – čas prevajanja tranzistorjev (dolžina pulza napajalne napetosti),
- $T_P$  – dolžina periode.

S spreminjanjem prevajalnega razmerja  $dr$  bomo spreminjali tudi efektivno vrednost napajalne napetosti transformatorja za UTV  $u_1$  in posledično tudi bremenski tok. Pri tem spreminjamo le delež časa, ko je  $u_1 = \pm U_{DC}$ , in delež časa, ko je  $u_1 = 0$ . Tako bo pri prevajalnem razmerju  $dr = 1$  (teoretično) efektivna vrednost napajalne napetosti  $U_1$  enaka napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}$ , pri prevajalnem razmerju  $dr = 0$  pa bo napajalna napetost ves čas enaka 0. Ker se pulzi napajalne napetosti širijo od sredine polperiod navzven, to je od časov  $T_P/4$  in  $3T_P/4$  (Slika 3.1), se ta tip modulacije imenuje sredinsko umeščen oziroma simetričen tip PŠM. Obstaja pa tudi asimetričen tip PŠM, pri katerem se pulzi širijo od polperiod nazaj. Frekvenco napajalne napetosti  $u_1$  definiramo s časom periode  $T_P$  oziroma z modulacijsko frekvenco PŠM, ki je običajno enaka nazivni frekvenci transformatorja za UTV  $f_N$ . Če k referenčni napetosti dodamo še enosmerno komponento, ki je pol periode pozitivna, pol periode pa negativna, bo referenčna vrednost  $u_r$  za eno polovico periode večja, za drugo polovico periode pa manjša. Pri tem bo PŠM generirala pulze napajalne napetosti, ki bodo v opazovani periodi različno dolgi. Posledično bo perioda napajalne napetosti transformatorja  $u_1$  dobila enosmerno komponento, s katero lahko vplivamo na pojavljanje nasičenja železnega jedra transformatorja [56].

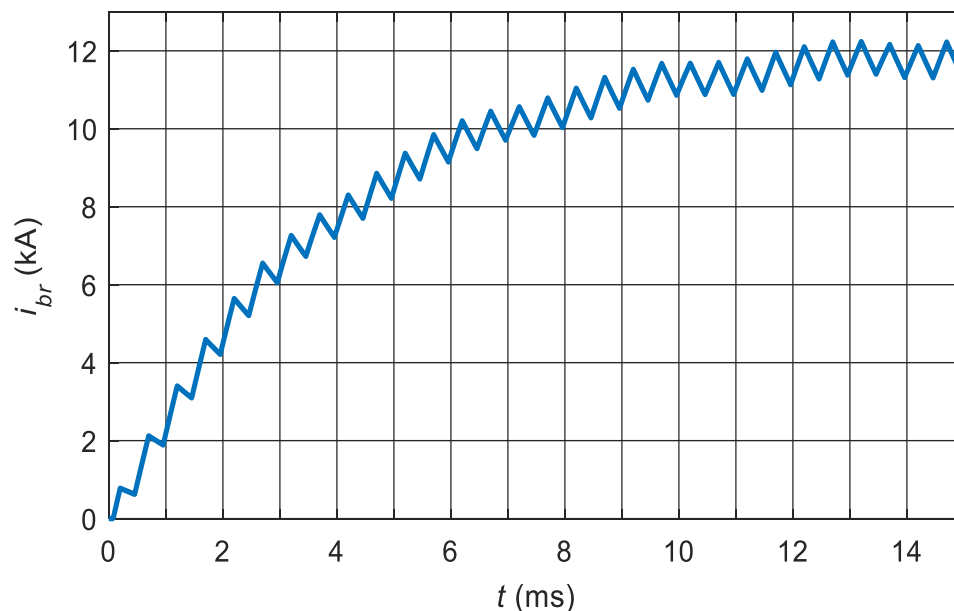
### 3.2 Vodenje bremenskega toka s konstantnim prevajalnim razmerjem

Vodenje bremenskega toka  $i_{br}$  s konstantnim prevajalnim razmerjem  $dr$  PŠM spada med odprtozančna vodenja. Posledično tudi meritve toka  $i_{br}$  ne potrebujemo. Bremenski tok lahko tako določimo le na podlagi predhodnih preizkusov, pri katerih smo izbrali različna prevajalna razmerja. Pri določanju prevajalnega razmerja si lahko pomagamo tudi z matematičnim modelom sistema za UTV. Z uporabo modelov lahko namreč na podlagi izračunov predvidevamo, kakšen bo tok pri izbranem prevajalnem razmerju. Pri tem bo zaradi konstantnega prevajalnega razmerja konstantna le napetost na izhodnih sponkah transformatorja  $u_{br}$ . Bremenski tok  $i_{br}$  pa se med varilnim ciklom spreminja v odvisnosti od spreminjanja nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$ . Vodenje bremenskega toka s konstantnim prevajalnim razmerjem je tako primerno le za varjenje pločevin, ki se jim nadomestna upornost ne spreminja bistveno med postopkom varjenja.

Slika 3.2 prikazuje shemo vodenja bremenskega toka s konstantnim prevajalnim razmerjem  $dr$ . Definirati moramo čas periode  $T_P$  oziroma modulacijsko frekvenco, ki je enaka nazivni frekvenci transformatorja za UTV  $f_N$  in prevajalno razmerje  $dr$ . S spreminjanjem  $dr$  lahko nato spreminjamo efektivno vrednost napajalne napetosti transformatorja  $U_1$ , od te pa sta odvisna izhodna napetost transformatorja z diodnim usmernikom  $U_{br}$  in posledično tudi tok  $I_{br}$ . Večje kot bomo izbrali prevajalno razmerje  $dr$ , večja bosta efektivna vrednost napajalne napetosti in tudi bremenski tok  $I_{br}$ .

Slika 3.2: Shema odprtozančnega vodenja bremenskega toka s konstantnim prevajalnim razmerjem  $dr$ 

Slika 3.3 prikazuje počasno naraščanje bremenskega toka  $i_{br}$  v primeru prevajalnega razmerja  $dr = 0,5$ . Pri tej vrednosti prevajalnega razmerja bo napajalna napetost transformatorja  $u_1$  polovico časa periode enaka 0, polovico časa pa napetosti enosmernega vodila  $\pm U_{DC}$ . Pri tem bremenski tok narašča, ko transformator napajamo z napetostjo  $\pm U_{DC}$ , in pada, ko je napajalna napetost enaka 0 (Slika 3.3). Ker je prevajalno razmerje konstantno čez celoten varilni cikel, dopuščamo, da bremenski tok upada tudi v začetnem delu, ko narašča do vrednosti v ustaljenem stanju. Bremenski tok tako potrebuje več kot 12 ms, da doseže ustaljeno stanje (Slika 3.3). Da bi dosegli hitrejši vzpon varilnega toka, bi morali odpraviti padanje bremenskega toka v tem začetnem delu varilnega cikla, kar dosežemo z izbiro prevajalnega razmerja  $dr = 1$ , ki ga lahko izberemo le teoretično. Dejansko je vrednost prevajalnega razmerja vedno nižja od 1 zaradi mrtvega časa tranzistorjev razsmernika, ki je opisan v podpodpoglavju 2.1.3. Zaradi tega običajno tudi dodatno omejimo maksimalno vrednost prevajalnega razmerja. V tem delu je maksimalna vrednost prevajalnega razmerja omejena na  $dr = 0,95$ .

Slika 3.3: Časovni potek izračunanega bremenskega toka  $i_{br}$  pri prevajalnem razmerju  $dr = 0,5$

### 3.3 Vodenje bremenskega toka z PID-regulatorjem

PI-regulator je eden izmed najpogosteje uporabljenih regulatorjev. Sestavljen iz proporcionalnega člena P in integralnega člena I. Obstaja pa še diferencialni člen D. Če te člene seštejemo, dobimo PID-regulator, ki ga lahko v časovnem področju opišemo z enačbo (3.4):

$$u(t) = K_p e + K_I \int e dt + K_D \frac{de(t)}{dt} = K_p \left( e + \frac{1}{\tau_I} \int e(t) dt + \tau_D \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (3.4)$$

Pri tem so:

- $u(t)$  – izhod iz regulatorja,
- $e(t)$  – vhod v regulator (odstopanje izmerjene vrednosti od referenčne vrednosti),
- $K_p$  – ojačenje člena P regulatorja,
- $K_I$  – ojačenje člena I regulatorja ( $K_I = K_p/\tau_I$ ),
- $K_D$  – ojačenje člena D regulatorja ( $K_D = K_p \cdot \tau_D$ ).

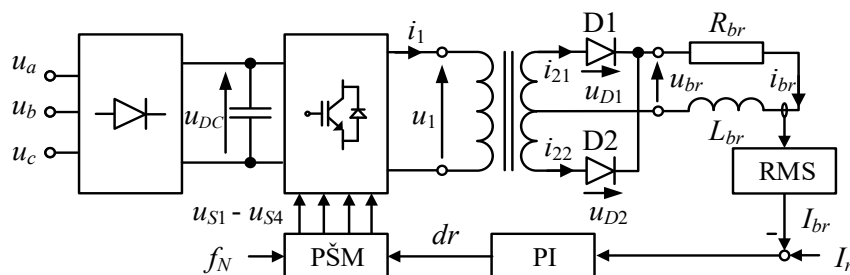
Z določitvijo ojačenj  $K_p$ ,  $K_I$  ali  $K_D$  na vrednost 0 lahko dobimo različne kombinacije regulatorjev. Od vseh možnih kombinacij regulatorjev se v praksi uporabljajo le regulatorji P, PI, PD in PID. Pri tem moramo biti pri izbiri ojačenja  $K_D$  previdni, saj je regulator D zelo občutljiv na motnje v izmerjenem signalu in lahko povzroči nestabilno delovanje sistema. V primeru uporabe regulatorja D moramo tako običajno uporabiti filtre, da odpravimo ali pa vsaj zmanjšamo visokofrekvenčne motnje ali tako imenovani šum v izmerjenem signalu. Zaradi tega regulatorja D ne bomo obravnavali. Vhod v katerikoli opisan regulator je odstopanje izmerjene vrednosti od izbrane referenčne vrednosti  $e$  (3.5)

$$e = I_r - I_{br} \quad (3.5)$$

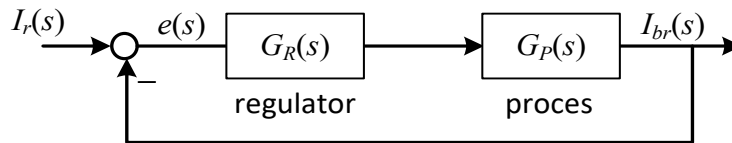
Pri tem sta:

- $I_r$  – izbrana referenčna efektivna vrednost bremenskega toka,
- $I_{br}$  – izmerjena ali izračunana efektivna vrednost bremenskega toka.

Slika 3.4 prikazuje shemo vodenja bremenskega toka s PI-regulatorjem. Za izvedbo moramo meriti bremenski tok  $i_{br}$  in sproti računati njegovo efektivno vrednost  $I_{br}$ . PI-regulator nato na podlagi odstopanja od referenčne vrednosti  $e$  popravlja prevajalno razmerje  $dr$  PŠM. Ta deluje s konstantnim časom periode  $T_p$  oziroma s konstantno modulacijsko frekvenco, ki je enaka nazivni frekvenci transformatorja za UTV. Ker PŠM generira pulze krmilnih napetosti  $u_{S1} - u_{S4}$ , moramo za opis reguliranega procesa z enačbami opisati sistem za UTV od tranzistorjev razsmernika naprej (2.8). Kot motnjo bi lahko dodali še nihanje napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$ .



Slika 3.4: Shema vodenja sistema za UTV s PI-regulatorjem bremenskega toka



Slika 3.5: Blokovna shema regulacije bremenskega toka

Slika 3.5 prikazuje blokovno shemo regulacije bremenskega toka  $I_{br}$ , ki je sestavljena iz prenosne funkcije regulatorja  $G_R(s)$  in prenosne funkcije procesa  $G_P(s)$ . S prenosno funkcijo procesa  $G_P(s)$  bi morali opisati celoten sistem za UTV od tranzistorjev razsmernika do bremena. Na podlagi prenosne funkcije pa bi lahko določili ojačenja PI-regulatorja. Iz dosedanjih navedb je razvidno, da je sistem za UTV nelinearen, zato ga brez predhodne linearizacije in poenostavitev ni mogoče predstaviti z vhodno-izhodnim modelom v obliki prenosne funkcije, s katerim je mogoče opisati samo linearne sisteme. Zato bomo ojačenja PI-regulatorja določili drugače.

### 3.3.1 Določanje parametrov PI-regulatorja

Na podlagi izračunanega odziva bremenskega toka  $i_{br}$  (Slika 3.3) nereguliranega sistema za UTV lahko brez velike napake predpostavimo, da tok  $i_{br}$  predstavlja odziv člena prvega reda. Vrednost časovne konstante tega člena prvega reda lahko približno določimo tudi grafično (Slika 3.6). Pri tem smo izvedli ponovni izračun modela sistema za UTV pri prevajalnem razmerju  $dr = 0,95$  in določili čas, ki ga potrebuje tok, da naraste od 0 % do 63,2 % vrednosti toka v ustaljenem stanju. Pri tem tok v ustaljenem stanju znaša 24,9 kA, časovna konstanta pa  $\tau = 3,7$  ms. Naraščanje bremenskega toka lahko v obravnavanem primeru opišemo z eksponentno enačbo (3.6):

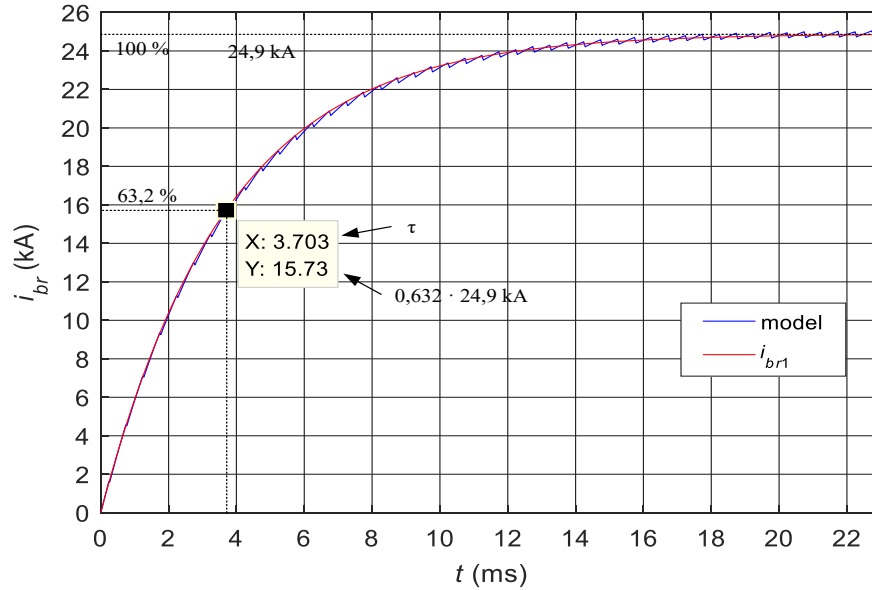
$$i_{br1} = 24900 \left( 1 - e^{-\frac{t}{0,0037}} \right) \quad (3.6)$$

Opazimo lahko, da tako določena časovna konstanta ni enaka časovni konstanti bremena  $\tau_{br}$  (3.7), saj nadomestna upornost bremena tudi ni edina, ki omejuje bremenski tok  $i_{br}$ , kar je razvidno iz vezalne sheme sistema za UTV (Slika 2.6). Bremenski tok namreč omejujejo tudi upornosti in induktivnosti sekundarnega navitja in diodnega usmernika.

$$\tau_{br} = \frac{L_{br}}{R_{br}} = \frac{1,3 \cdot 10^{-6}}{217 \cdot 10^{-6}} = 5,99 \text{ ms} \quad (3.7)$$

V nadaljevanju bomo z ustrežno izbiro ojačenj PI-regulatorja poskušali zagotoviti, da se bo tudi reguliran zaprtzančni sistem odzval na podoben način, torej da bo tudi potek reguliranega bremenskega toka približno enak. Pri tem bomo poenostavili prenosno funkcijo reguliranega procesa  $G_P(s)$  tako, da bomo uporabili le prenosno funkcijo bremena  $G_{br}(s)$  (3.8).

$$G_{br}(s) = \frac{1}{R_{br} + L_{br}s} = \frac{1/R_{br}}{1 + \tau_{br}s} \quad (3.8)$$



Slika 3.6: Pojasnilo določanja časovne konstante bremena

Odpertožančno prenosno funkcijo tako poenostavljenega reguliranega procesa lahko zapišemo z (3.9):

$$G_O(s) = G_R(s)G_{br}(s) = K_P \frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \frac{1/R_{br}}{1 + \tau_{br} s} \quad (3.9)$$

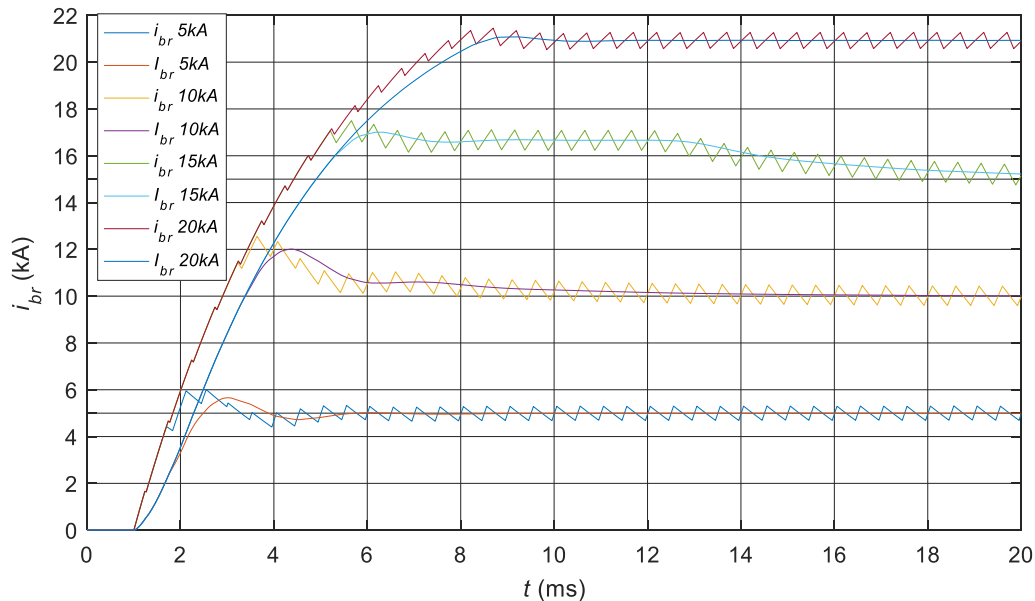
Če pri tem izberemo časovno konstanto integratorja enako časovni konstantni bremena  $\tau_i = \tau_{br}$  in ojačenje regulatorja enako nadomestni upornosti bremena  $K_P = R_{br}$ , se odprtožančna prenosna funkcija poenostavi v (3.10):

$$G_O(s) = \frac{1}{\tau_{br} s} \quad (3.10)$$

Zaprtožančna prenosna funkcija reguliranega procesa  $T(s)$  bo tako enaka (3.11), ki opisuje člen prvega reda:

$$T(s) = \frac{G_O(s)}{1 + G_O(s)} = \frac{1}{1 + \tau_{br} s} \quad (3.11)$$

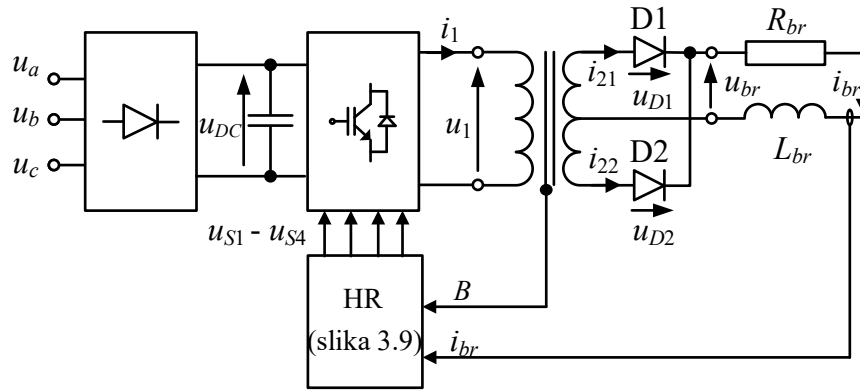
Slika 3.7 prikazuje odziv izračunanega bremenskega toka pri izbranem ojačenju PI-regulatorja  $K_P = R_{br}$  in pri časovni konstanti integratorja  $\tau_i = \tau_{br}$  ter pri različnih referenčnih vrednostih bremenskega toka  $I_r$ . Izračunani časovni poteki bremenskega toka sistema za UTV potrjujejo pravilno izbiro ojačenja in časovne konstante regulatorja. Pri tem imajo vsi časovni odzivi sicer prenihaj, vendar se pri nižjih vrednostih bremenskega toka (5 kA in 10 kA) hitro ujamejo z izbrano referenčno vrednostjo. Pri večjih referenčnih vrednostih (15 kA in 20 kA) pa opazimo, da odstopanje od referenčne vrednosti traja dalj časa. Pri referenčni vrednosti 20 kA bi na podlagi prikazanega časovnega poteka PI-regulatorja lahko pripisali celo stacionarni pogrešek, kar za PI-regulator ni značilno. Ta razlika je posledica omejitve izhodne vrednosti integratorja. Omejiti smo namreč morali vrednost prevajalnega razmerja  $dr$ , ki lahko zavzame vrednosti med 0 in 0,95. Ojačenje  $K_P$  in časovno konstanto  $\tau_i$  bi lahko tudi spremenili in poskusili odpraviti prenihaje bremenskega toka, vendar bi pri večjih referenčnih vrednostih toka vedno naleteli na problem omejitve prevajalnega razmerja, ki ne sme biti večje od 0,95.

Slika 3.7: Odziv varilnega toka pri različnih referenčnih vrednostih bremenskega toka pri  $K_p = 220 \cdot 10^{-6}$ 

Ojačenja PI-regulatorja bi lahko določili tudi s katero izmed Ziegler-Nicholsovih metod [57]. Avtorja sta razvila metodo določanja ojačenj PID-regulatorja na podlagi stopničnega odziva in na podlagi frekvenčnega odziva opazovanega procesa. Pri prvi metodi sistem vzbujamo s stopnično spremembo vhodne spremenljivke in opazujemo spremembo izhodne spremenljivke. Na podlagi določenih časovnih konstant odziva nato določimo ojačenja regulatorja P, PI ali PID. Pri metodi frekvenčnega odziva pa nastavimo takšno ojačenje  $K_p$ , da bo izhodna spremenljivka nihala s konstantno amplitudo. Če bi ojačenje  $K_p$  še malo povečali, se mora amplituda začeti povečevati. Takrat postane opazovan sistem nestabilen. Pri tem izbrano ojačenje  $K_p$  je tako imenovano kritično ojačenje, pri katerem je reguliran sistem mejno stabilen. Ojačenja regulatorja P, PI ali PID nastavimo s pomočjo postopka, opisanega v [58], kjer je podana tabela ojačenj posameznega regulatorja.

### 3.4 Vodenje bremenskega toka s histereznim regulatorjem

Krmilne napetosti tranzistorjev razsmernika lahko generiramo tudi drugače kot z uporabo PŠM. Uporabimo lahko tako imenovano histerežno regulacijo [54], ki pulze krmilne napetosti tranzistorjev generira glede na potrebe procesa UTV. Vodenje sistema za UTV s histereznim regulatorjem je bilo prvič predstavljeno v [54], kjer so avtorji to vodenje poimenovali napredno histerežno vodenje (angl. *Advanced Hysteresis Control* – AHC). Sestavljeno je iz histereznega regulatorja (HR) bremenskega toka  $i_{br}$  in iz histereznega regulatorja gostote magnetnega pretoka  $B$  (Slika 3.8). Regulator bremenskega toka vklaplja in izklaplja napajalno napetost transformatorja  $u_1$ , tako da je bremenski tok ves čas znotraj izbranega območja. Območje je definirano z izbrano minimalno vrednostjo bremenskega toka  $i_{min}$  in z izbrano maksimalno vrednostjo  $i_{max}$ . Regulator gostote magnetnega pretoka pa spreminja polariteto napajalne napetosti  $u_1$  tako, da se v železnem jedru transformatorja ne pojavi nasičenje. Posledično moramo meriti bremenski tok  $i_{br}$  in gostoto magnetnega pretoka  $B$ . Oba regulatorja spreminjata isto napajalno napetost transformatorja  $u_1$  s spreminjanjem krmilnih napetosti tranzistorjev ( $u_{S1}$ – $u_{S4}$ ), vendar lahko kljub temu delujeta sočasno.



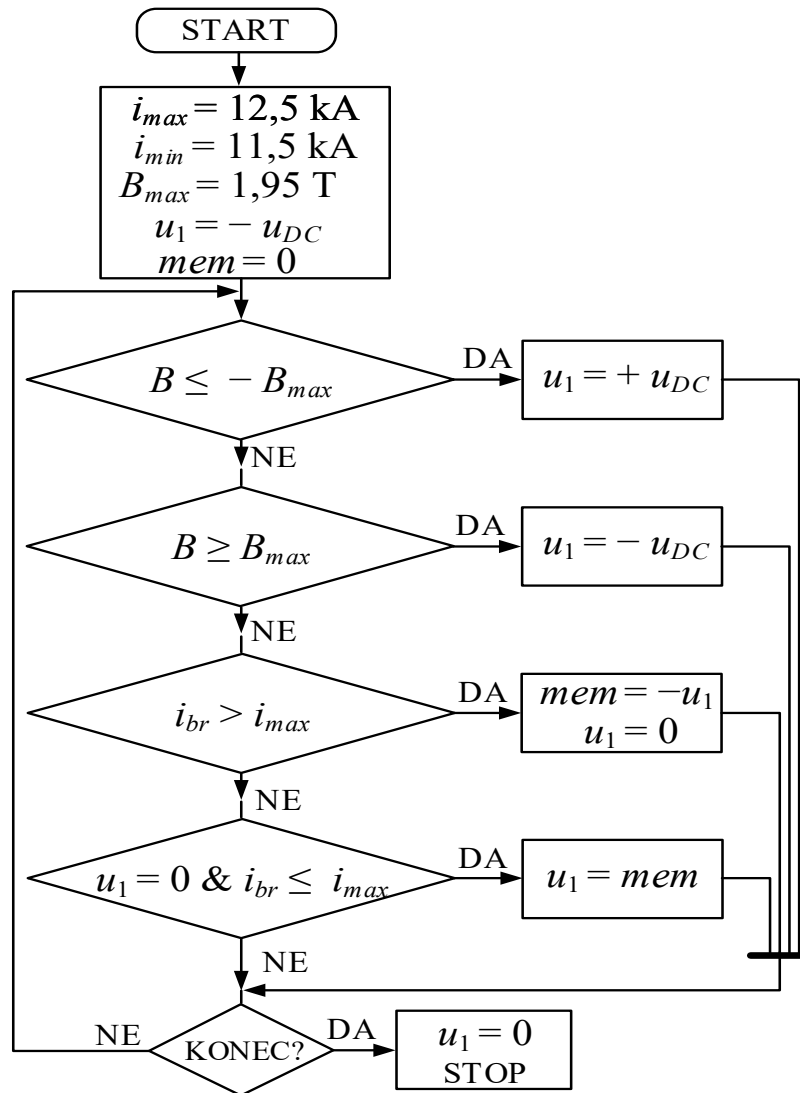
Slika 3.8: Shema histereznega vodenja sistema za UTV

### 3.4.1 Algoritem naprednega histereznega vodenja (AHC)

Histerežno vodenje lahko zapišemo tudi v obliki algoritma v enem izmed programskih jezikov in ga naložimo na digitalni signalni procesor (angl. *digital signal processor* – DSP). Slika 3.9 prikazuje diagram poteka algoritma AHC [54]. Na začetku izvajanja algoritma moramo najprej definirati mejne vrednosti toka HR ( $i_{min}$ ,  $i_{max}$ ) in gostote magnetnega pretoka HR ( $B_{max}$ ) ter začetno vrednost (polariteto) napajalne napetosti  $u_1$  in pomnilnika  $mem$ . V nadaljevanju algoritem AHC vsebuje le štiri pogojne stavke, ki jih lahko zapišemo v obliki navodil:

1. Če vrednost gostote magnetnega pretoka pade pod spodnjo dopustno mejo ( $B < -B_{max}$ ), spremeni polariteto napajalne napetosti na pozitivno ( $u_1 = U_{DC}$ ).
2. Če vrednost gostote magnetnega pretoka naraste nad zgornjo dovoljeno mejo ( $B > B_{max}$ ), spremeni polariteto napajalne napetosti na negativno ( $u_1 = -U_{DC}$ ).
3. Če vrednost bremenskega toka naraste nad zgornjo dovoljeno mejo ( $i_{br} > i_{max}$ ), si zapomni polariteto napajalne napetosti ( $mem = u_1$ ) in prekini pulz napajalne napetosti ( $u_1 = 0$ ).
4. Če vrednost bremenskega toka pade pod zgornjo dovoljeno mejo ( $i_{br} < i_{min}$ ), vklopi pulz napetosti z enako polariteto, kot je bila pred prekinitvijo pulza napetosti ( $u_1 = mem$ ).

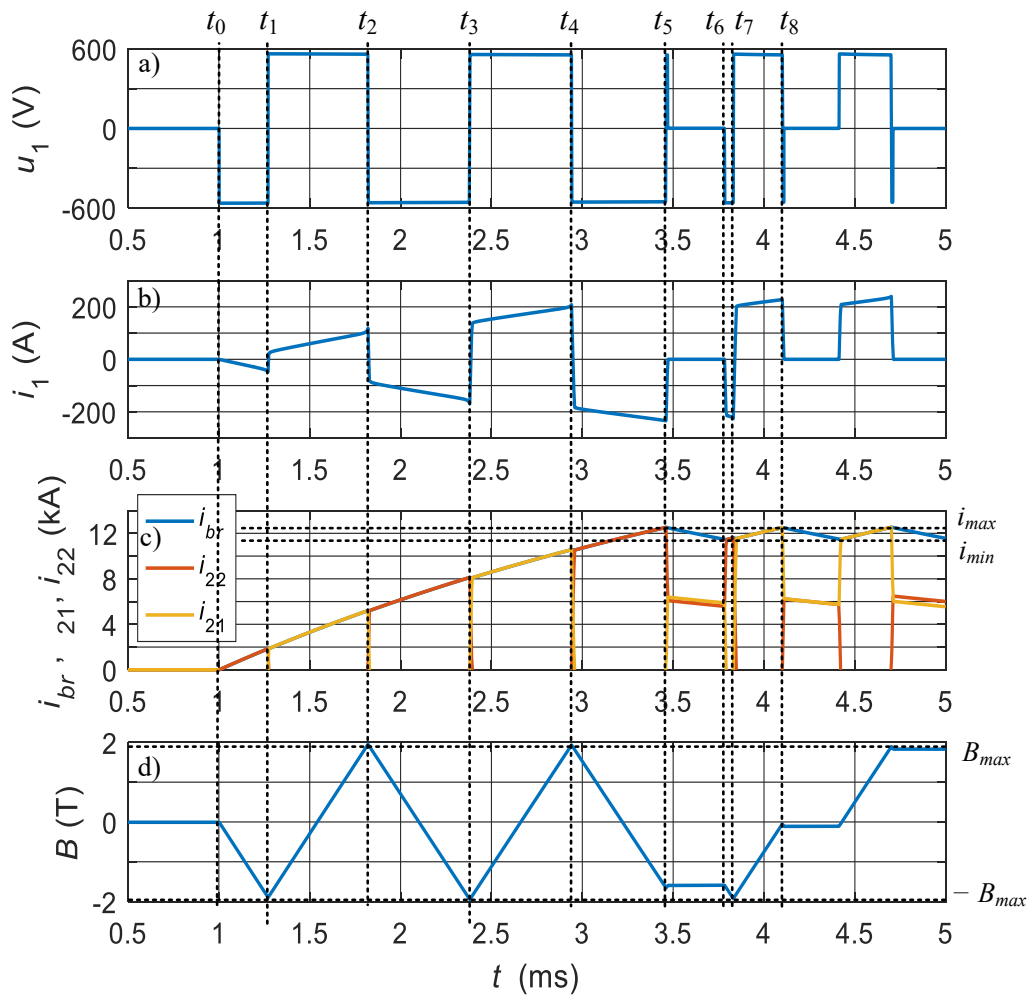
Na podlagi predstavljenega modela sistema za UTV in algoritma AHC smo s pomočjo programskega paketa Matlab/Simulink izračunali časovne poteke napajalne napetosti  $u_1$ , primarnega toka  $i_1$ , sekundarnih tokov  $i_{21}$  in  $i_{22}$ , bremenskega toka  $i_{br}$  ter gostote magnetnega pretoka  $B$  v železnem jedru transformatorja sistema za UTV (Slika 3.10). V izračunu je uporabljen togi vir enosmerne napetosti, ki zagotovi, da je napetost enosmernega vodila vedno enaka 566 V, ne glede na obremenitev sistema za UTV. V predstavljenem primeru smo izbrali vrednost spodnje meje bremenskega toka  $i_{min} = 11,5$  kA in vrednost zgornje meje bremenskega toka  $i_{max} = 12,5$  kA. Pri tem smo dopustili nihanje vrednosti bremenskega toka za 1 kA. Za dopustno zgornjo in spodnjo mejo gostote magnetnega pretoka smo izbrali  $B_{max} = \pm 1,95$  T. Pri tem naj spomnimo, da vrednost gostote magnetnega pretoka v nasičenju znaša 2,03 T. Zaradi tega v časovnem poteku primarnega toka ne bomo opazili izrazitih konic, ki so posledica nasičenja železnega jedra transformatorja.



Slika 3.9: Diagram poteka naprednega histereznega vodenja (AHC)

Varilni cikel se v obravnavanem primeru začne pri  $t_0$  z negativno polariteto napajalne napetosti  $u_1 = -U_{DC}$  (Slika 3.10a). Pri tem začeta primarni tok transformatorja  $i_1$  (Slika 3.10b) in gostota magnetnega pretoka  $B$  (Slika 3.10d) naraščati v negativno smer od začetne vrednosti, ki je v tem primeru za obe spremenljivki enaka 0. Bremenski tok  $i_{br}$  (Slika 3.10c) pa začne naraščati v pozitivno smer. Pri času  $t_1$  gostota magnetnega pretoka doseže mejno vrednost  $B = -1,95$  T, pri kateri začne magnetno jedro transformatorja prehajati v nasičenje. Takrat algoritem vodenja spremeni polariteto napajanja na pozitivno  $u_1 = +U_{DC}$ . Posledično se po prehodnem pojavu spremeni polariteta primarnega toka  $i_1$  in tudi gostota magnetnega pretoka  $B$  začne naraščati v pozitivno smer. Pri času  $t_2$  doseže gostota magnetnega pretoka vrednost  $B = 1,95$  T, pri kateri začne magnetno jedro transformatorja ponovno prehajati v nasičenje. Takrat algoritem ponovno spremeni polariteto napajalne napetosti na negativno ( $u_1 = -U_{DC}$ ). Posledično se po prehodnem pojavu spremeni polariteta primarnega toka  $i_1$  in tudi gostota magnetnega pretoka  $B$  začne padati.





Slika 3.10: Izračunani časovni poteki: a) napajalna napetosti transformatorja  $u_1$ , b) primarnega toka transformatorja  $i_1$ , c) bremenskega toka  $i_{br}$  in sekundarnih tokov transformatorja  $i_{21}$  in  $i_{22}$  ter d) gostote magnetnega pretoka v železnem jedru transformatorja  $B$

To se ponavlja, dokler bremenski tok ne doseže zgornje izbrane meje  $i_{br} \geq i_{max}$ . V tem primeru se to prvič zgodi pri času  $t_5$ , ko se prvič odzove regulator bremenskega toka (Slika 3.10c). Takrat si algoritem zapomni polariteto napajalne napetosti ( $mem = u_1$ ) in prekine pulz napajalne napetosti ( $u_1 = 0$ ). Posledično začne takrat bremenski tok  $i_{br}$  padati, gostota magnetnega pretoka  $B$  pa se pri tem bistveno ne spreminja. Gostoto magnetnega pretoka ohranja magnetilni tok, ki je enak razliki med sekundarnima tokoma  $i_{21}$  in  $i_{22}$ . Ko bremenski tok pri času  $t_6$  pade pod spodnjo dovoljeno mejo ( $i_{br} \leq i_{min}$ ), algoritem vodenja ponovno vključi pulz napajalne napetosti z enako polariteto, kot je bila pred izklopom ( $u_1 = mem$ ). Nato pri času  $t_7$  gostota magnetnega pretoka doseže točko nasičenja in algoritem vodenja spremeni polariteto napajanja iz negativne v pozitivno. V tem primeru je med časoma  $t_6$  in  $t_7$  nastal zelo kratek pulz napajalne napetosti in primarnega toka, ki bistveno ne vpliva na vrednost bremenskega toka  $i_{br}$ , vpliva pa na število pulzov napajalne napetosti. Zaradi tega se lahko povečajo dinamične izgube sistema za UTV.

Omenjeno pomanjkljivost, ki povečuje dinamične izgube sistema za UTV, so avtorji v [54] poskusili odpraviti z modifikacijo algoritma. Ta bi v primeru pojava nasičenja železnega jedra transformatorja ( $|B| \geq B_{max}$ ) blizu zgornje meje bremenskega toka ( $i_{br} = i_{max} - \Delta i$ ) izklopila napajanje ( $u_1 = 0$ ). Pred tem

bi si algoritem zapomnil spremenjeno polariteto napajalne napetosti ( $mem = -u_1$ ), saj bi se v nasprotnem primeru nasičenje ponovno pojavilo pri naslednjem vklopu napajalne napetosti. Omenjena modifikacija algoritma odpravlja kratke pulze napajalne napetosti, ki bi nastali v primeru pojava nasičenja le tik pod zgornjo mejo bremenskega toka  $i_{max}$ . V tem primeru ta modifikacija algoritma ne bi več generirala novega pulza napajalne napetosti in bremenski tok bi začel padati, še preden bi dosegel vrednost  $i_{max}$ . Ta modifikacija pa ne odpravi kratkih pulzov napajalne napetosti, ki nastanejo takoj po vklopu napajalne napetosti, če je vrednost gostote magnetnega pretoka pri izklopu prejšnjega pulza napajalne napetosti blizu mejne vrednosti  $B_{max}$ , kot je to v obravnavanem primeru (Slika 3.10).

Prednosti uporabe algoritma naprednega histereznega vodenja so naslednje [54]:

- časovni potek bremenskega toka  $i_{br}$  je po prehodnem pojavu ves čas med izbranimi mejama  $i_{min}$  in  $i_{max}$ ,
- časovni potek bremenskega toka je brez prenihaja, ki lahko nastane pri uporabi PI-regulatorja,
- nihanje napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$  zelo malo vpliva na nihanje bremenskega toka  $i_{br}$ ,
- dosežemo lahko najhitrejši možen čas vzpona bremenskega toka do želene vrednosti,
- odpravljene so tokovne konice v primarnem toku, ki so posledica pojava nasičenja železnega jedra transformatorja,
- gostota magnetnega pretoka se pomika po celotni karakteristiki železnega jedra transformatorja, in sicer od ene točke nasičenja do druge,
- za določitev regulatorjev ni treba poznati procesa UTV, saj je treba podati le meje bremenskega toka in gostote magnetnega pretoka,
- delovanje sistema se samodejno prilagodi vrednosti napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$  in izbranemu transformatorju za UTV oziroma lastnostim železnega jedra transformatorja (preseku in magnetilni karakteristiki).

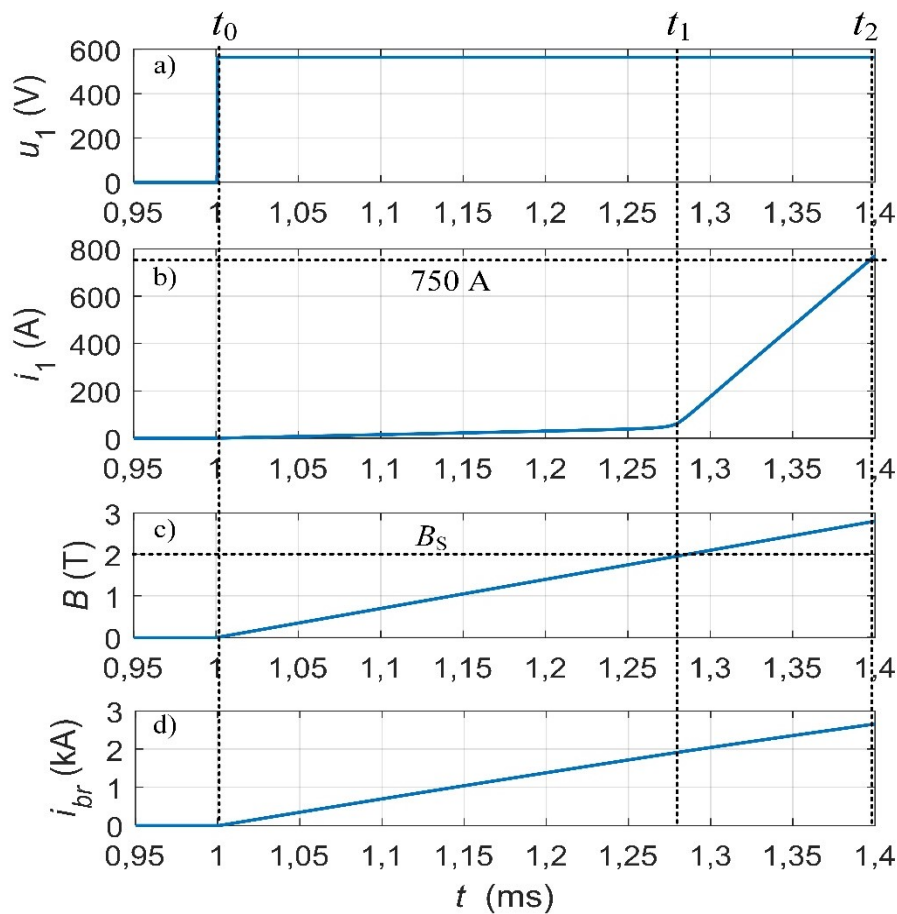
Slabosti uporabe algoritma naprednega histereznega vodenja so [54]:

- povečano število preklopov napajalne napetosti in povečanje preklopnih izgub razsmernika v primeru ozko določenih mej  $i_{max}$  in  $i_{min}$  ali v primeru visoke napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$  ali v primeru transformatorja z majhnim presekom železnega jedra,
- pojav kratkih pulzov napajalne napetosti  $u_1$ , ki samo povečajo dinamične izgube sistema,
- zanesljivost delovanja sistema za UTV je lahko slabša, saj algoritem temelji na zaznavanju nasičenja železnega jedra transformatorja, ki v primeru odpovedi detektorja nasičenja povzroči izklop naprave zaradi delovanja pretokovne zaščite sistema za UTV,
- neperiodični poteki primarnih in sekundarnih napetosti in tokov.

Za delovanje AHC ne potrebujemo nujno meritve gostote magnetnega pretoka  $B$ , temveč zadošča že informacija o nasičenju železnega jedra transformatorja, saj takrat algoritem spremeni polariteto napajalne napetosti. Informacijo o nasičenju železnega jedra transformatorja lahko pridobimo na različne načine z uporabo različnih detektorjev nasičenja, ki so opisani v nadaljevanju.

## 4 Zaznavanje pojava nasičenja železnega jedra transformatorja

Zaznavanje nasičenja železnega jedra je ključno za delovanje histereznega regulatorja gostote magnetnega pretoka, ki je del algoritma AHC in ostalih algoritmov vodenja, ki bodo predstavljeni v nadaljevanju. Histerezni regulator gostote magnetnega pretoka namreč na osnovi zaznanega nasičenja železnega jedra transformatorja preklopi polariteto napajalne napetosti. Zaznavanje nasičenja železnega jedra transformatorja lahko izvedemo na več načinov, ki jih lahko razdelimo na dve skupini. Pri prvi skupini merimo ali ocenjujemo vrednost gostote magnetnega pretoka, pri drugi skupini pa nasičenje zaznamo na podlagi pojavov, ki so posledica pojava nasičenja železnega jedra transformatorja. Prednost uporabe metode iz prve skupine je v tem, da lahko preklopimo polariteto napajalne napetosti še pred pojavom nasičenja in se tako povsem izognemo povečanju primarnega toka. To lahko storimo, ker ves čas spremljamo vrednost gostote magnetnega pretoka  $B$  v železnem jedru transformatorja. Na podlagi enega preizkusa lahko določimo novo maksimalno vrednost gostote magnetnega pretoka  $B_{max}$ , pri kateri se nasičenje železnega jedra še ne pojavi. Pri drugi skupini metod zaznavanja nasičenja pa nasičenje zaznamo na podlagi pojavov, ki so posledica nasičenja železnega jedra transformatorja. Tako lahko na primer zaznamo povečanje primarnega toka (Slika 4.1). Lahko pa zaznamo tudi povečanje deleža magnetnega polja zunaj železnega jedra transformatorja glede na delež magnetnega polja v železnem jedru transformatorja.



Slika 4.1: Izračunani časovni poteki: a) napajalne napetosti  $u_1$ , b) primarnega toka  $i_1$ , c) gostote magnetnega pretoka  $B$  in d) bremenskega toka  $i_{br}$  v primeru odpovedi detekcije nasičenja železnega jedra transformatorja

Slika 4.1 prikazuje izračunane časovne poteke napajalne napetosti  $u_1$ , primarnega toka  $i_1$ , gostote magnetnega pretoka  $B$  in bremenskega toka  $i_{br}$  v primeru, ko do spremembe polaritete napajalne napetosti ne pride. Pri času  $t_0$  algoritem vklopi napajanje z napajalno napetostjo  $u_1 = +U_{DC}$  (Slika 4.1a). Pri tem smo uporabili togi izvor napetosti, ki se mu napetost ne sesede zaradi obremenitve. Po vklopu napajalne napetosti začnejo naraščati tako primarni tok kot tudi gostota magnetnega pretoka  $B$  in bremenski tok  $i_{br}$ . Pri času  $t_1$  gostota magnetnega pretoka doseže vrednost 2 T (Slika 4.1c), kar sovpada z gostoto magnetnega pretoka nasičenja  $B_S$  uporabljene železne pločevine. Takrat znaša primarni tok  $i_1$  okoli 50 A in začne bistveno bolj strmo naraščati (Slika 4.1b). Primarni tok narašča zaradi naraščanja magnetilnega toka skladno z magnetilno karakteristiko (Slika 2.9). Z naraščanjem primarnega toka naraščajo tudi joulske izgube na upornosti primarnega navitja, ki so odvisne od kvadrata primarnega toka. Ker te izgube segrevajo navitje, lahko pride do poškodb izolacije navitja, saj je ta obstojna le do določene temperature, ki je podana z razredom izolacije. Če detektor nasičenja železnega jedra ne zazna, bo primarni tok  $i_1$  naraščal s strmino okoli 6 A/ $\mu$ s in bo pri času  $t_2$  narasel do vrednosti 750 A. Takrat reagira pretokovna zaščita razsmernika in tega izklopi, kar povzroči prekinitev varilnega cikla. Če razsmernik nima vgrajene zaščite pred prevelikim tokom, lahko pride do uničenja razsmernika ali kakšne druge komponente sistema za UTV. Opazimo še, da nasičenje železnega jedra ne vpliva na strmino naraščanja bremenskega toka  $i_{br}$  (Slika 4.1d).

#### 4.1 Zaznavanje nasičenja z merilno tuljavo

V [15] je opisan postopek zaznavanja nasičenja z uporabo dodatne merilne tuljave, ki je tesno ovita okoli železnega jedra transformatorja. Pri spremembi magnetnega pretoka v železnem jedru se v tuljavi inducira napetost. Če je presek železnega jedra  $A_{Fe}$  konstanten in je število ovojjev enako  $N = 1$ , bo izmerjena napetost  $u_i$  (4.1) proporcionalna spremembi gostote magnetnega pretoka v železnem jedru.

$$u_i = A_{Fe} \frac{dB}{dt} \quad (4.1)$$

Z integriranjem te napetosti lahko med trajanjem varilnega cikla računamo vrednost gostote magnetnega pretoka v železnem jedru transformatorja z enačbo (2.26). Za izdelavo detektorja nasičenja je v [15] uporabljen kar analogni integrator. S povratno vezavo so odpravili »lezenje« (angl. *drift*) izhodne vrednosti integratorja. Pri tem lahko težave povzročajo visokofrekvenčne motnje v meritvi napetosti merilne tuljave. Na ta način lahko merimo le spremembo gostote magnetnega pretoka, ne moremo pa izmeriti stacionarnih vrednosti, kot je na primer remanentna gostota magnetnega pretoka  $B_r$ . To lahko predstavlja veliko omejitev, zaradi česar moramo na koncu vsakega varilnega cikla razmagnetiti železno jedro transformatorja. Posledično so avtorji vključili razmagnetenje železnega jedra v algoritem vodenja AHC, ki železno jedro razmagneti na koncu vsakega varilnega cikla. Razmagnetenje je izvedeno dokaj enostavno s postopnim nižanjem maksimalne vrednosti gostote magnetnega pretoka  $B_{max}$ .

Ta metoda zaznavanja nasičenja železnega jedra spada v prvo skupino, saj ves čas merimo gostoto magnetnega pretoka  $B$ . Histereznemu regulatorju gostote magnetnega pretoka lahko tako nastavimo takšno vrednost  $B_{max}$ , pri kateri do nasičenja železnega jedra transformatorja še ne pride. Tako se lahko povsem izognemo opisanemu naraščanju primarnega toka in s tem povečanju izgub v sistemu za UTV.

Merilno tuljavo lahko namestimo tudi na mostič iz magnetnega materiala, ki ga dogradimo k železnemu jedru transformatorja. Tak magnetni mostič je opisan v [6]. Z njim ponovno merimo

inducirano napetost, ki je posledica spremembe gostote magnetnega pretoka v magnetnem mostiču. Za razliko od prejšnje metode spada ta metoda zaznavanja nasičenja železnega jedra transformatorja v drugo skupino. Pri tej metodi se namreč gostota magnetnega pretoka v magnetnem mostiču spremeni šele, ko železno jedro transformatorja pride v stanje nasičenja. Takrat se bo magnetni pretok v dodanem mostiču začel povečevati, kar pa bo induciralo napetost v navitju, ovitem okoli mostiča. Posledično lahko zaznamo nasičenje železnega jedra transformatorja, ko je napetost merilne tuljave različna od 0. Opisana metoda zaznavanja nasičenja spada v drugo skupino metod, saj lahko nasičenje zaznamo šele takrat, ko do njega pride.

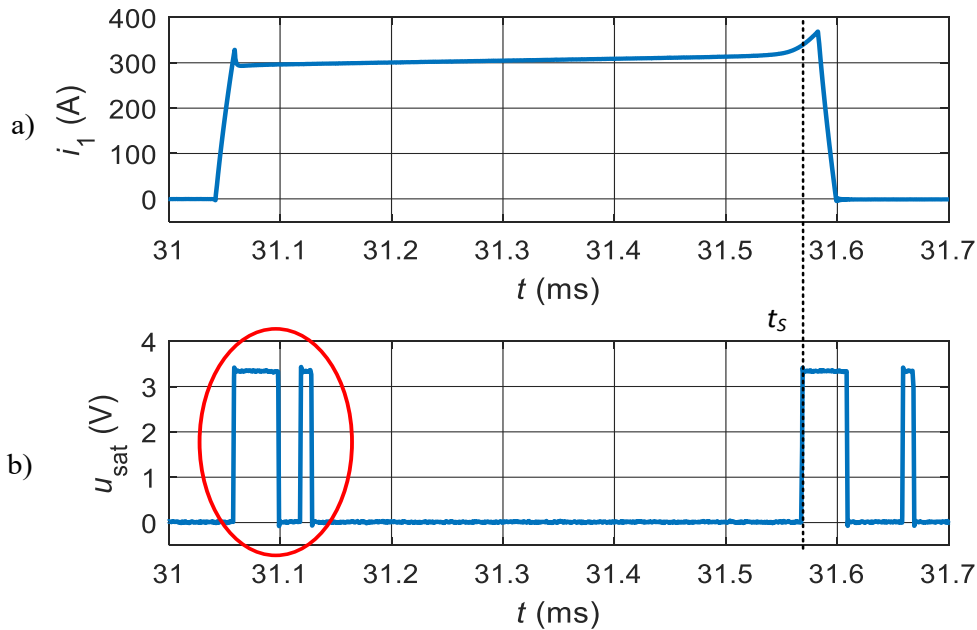
## 4.2 Zaznavanje nasičenja iz poteka primarnega toka

Zaznavanje nasičenja železnega jedra transformatorja lahko izvedemo tudi na podlagi meritve primarnega toka [59]. Ob pojavu nasičenja se skladno z magnetilno karakteristiko (Slika 2.9) poveča tudi magnetilni tok  $i_m$ , ki je pri napajanju transformatorja za UTV z napetostjo  $u_1$  del primarnega toka  $i_1$  (Slika 4.1b). Detektor nasičenja [59] sledi časovnemu poteku primarnega toka in na podlagi povečanja spremembe oziroma naklona primarnega toka zazna nasičenje železnega jedra. Tudi ta metoda zaznavanja nasičenja spada v drugo skupino metod, saj primarni tok naraste šele, ko je železno jedro transformatorja v nasičenju.

Slika 4.2 prikazuje delovanje detektorja nasičenja na podlagi izmerjenega časovnega poteka primarnega toka  $i_1$ . Detektor nasičenja [59] na podlagi zadnjih štirih izmerjenih vrednosti primarnega toka določi razliko med temi vrednostmi oziroma spremembo naklona primarnega toka. Če se razlika med temi štirimi vrednostmi povečuje v pozitivno ali negativno smer, bo detektor nasičenja zaznal nasičenje. V obravnavanem primeru se to zgodi pri času  $t_S$  (Slika 4.2a). Takrat se na izhodnih sponkah detektorja nasičenja pojavi napetost  $u_{sat} = 3,3$  V (Slika 4.2b). Tak detektor nasičenja je zelo občutljiv na vsako spremembo primarnega toka, ki je lahko tudi posledica zunanjih vplivov oziroma motenj. Zaradi tega lahko prihaja do odziva detektorja nasičenja na te motnje. Z rdečo barvo je tako obkrožen odziv detektorja nasičenja na strmino naraščanja primarnega toka ob vklopu pulza napajalne napetosti in na motnjo v meritvi primarnega toka (Slika 4.2b). Ker se detektor nasičenja odzove tudi pri povečani strmini primarnega toka na začetku vsakega pulza napajalne napetosti, moramo ta odziv detektorja ignorirati oziroma blokirati. Ignoriranje izhoda detektorja nasičenja je izvedeno s časovnikom, ki določen čas po začetku pulza napajalne napetosti blokira spremembo napetosti na izhodnem priključku detektorja nasičenja. To lahko vpliva na zanesljivost delovanja detektorja nasičenja, če se nasičenje železnega jedra transformatorja pojavi v času blokiranja izhoda detektorja nasičenja. Ta težava je še posebej velika v primeru kratkih pulzov napajalne napetosti, ki so značilni za algoritem AHC.

Ker histerezni regulator gostote magnetnega pretoka  $B$  prekine pulz napajalne napetosti, ko se pojavi nasičenje, se lahko v primeru odziva detektorja na motnje poveča število pulzov napajalne napetosti v izbranem varilnem ciklu. Če želimo zmanjšati vpliv motenj na delovanje detektorja nasičenja, moramo zmanjšati njegovo občutljivost. Pri tem bo detektor nasičenja zaznal nasičenje šele pri večji spremembi naklona primarnega toka, zaradi česar bodo konice v primarnem toku večje (Slika 4.2). Dodatne težave lahko povzroči tudi spreminjanje nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$ , zaradi česar se lahko spremenita naklon naraščanja bremenskega toka  $i_{br}$  in posledično tudi naklon naraščanja primarnega toka  $i_1$ . Tudi to motnjo lahko detektor nasičenja zazna enako kot nasičenje železnega jedra transformatorja. Velika sprememba nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$  je značilna tudi pri brizgu raztaljenega materiala iz spoja

[35]. Ker se pri tem upornost  $R_{br}$  zmanjša, bi se v tem primeru takoj povečal bremenski tok in z njim tudi primarni tok, kar pa bi zaznal detektor nasičenja. Predstavljen detektor bi bil tako uporaben tudi pri zaznavanju brizga materiala iz spoja.



Slika 4.2: Izmerjena časovna poteka: a) primarnega toka  $i_1$  in b) izhodne napetosti detektorja nasičenja  $u_{sat}$

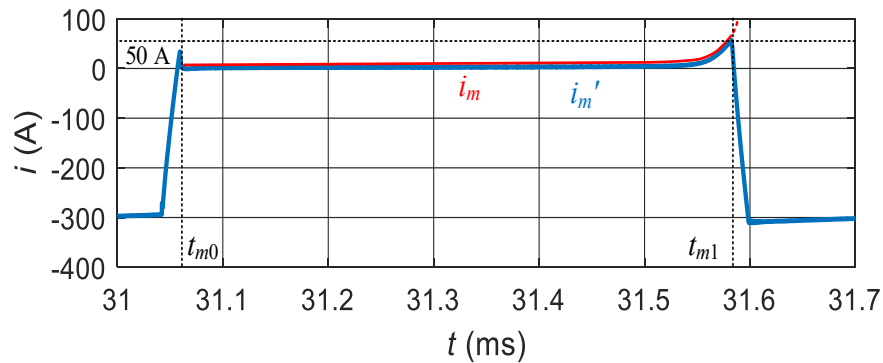
### 4.3 Zaznavanje nasičenja iz poteka magnetilnega toka

Če merimo tako primarni kot bremenski tok, lahko nasičenje železnega jedra transformatorja zaznamo tudi na podlagi razlike med primarnim in na primarno stran transformatorja reduciranim bremenskim tokom [60]. Pri nekoliko poenostavljeni obravnavi je ta razlika med pulzom napajalne napetosti enaka magnetilnemu toku  $i_m$ . Magnetilni tok določimo po enačbi (2.17), vendar je med pulzom napajalne napetosti aktivna le ena sekundarna veja in je sekundarni tok enak bremenskemu. Zato lahko magnetilni tok poenostavljeno izračunamo z enačbo (4.2), ki daje približno vrednost magnetilnega toka le med pulzom napajalne napetosti. Tako izračunan magnetilni tok je označen z  $i_m'$ .

$$i_m' = |i_1| - \frac{i_{br}}{N_1} \quad (4.2)$$

Ta enačba velja le v primeru sekundarnega navitja z enim ovojem ( $N_{21} = N_{22} = 1$ ). Zaradi računanja razlike med tokoma pa morata biti merilnika obeh tokov natančno umerjena, saj lahko v nasprotnem primeru že zaradi tega nastane razlika med merjenima tokoma. Pri prejšnjem detektorju nasičenja te potrebe ni bilo, saj je detektor nasičenje zaznal na podlagi spremembe toka. Zaradi velikih vrednosti bremenskega toka običajno uporabljamo brezkontaktno metode merjenja toka, kot je na primer merilnik s tuljavo Rogowskega. Z integriranjem napetosti, ki jo izmerimo na izhodnih sponkah merilne tuljave, pa lahko določimo tok v vodniku, ki ga objema tuljava Rogowskega. Ker merilnik vsebuje integrator, lahko zaradi tega nastanejo dodatne težave predvsem zaradi »lezenja« izhodne napetosti integratorja. To lahko med varilnim ciklom povzroči dovolj veliko merilno napako, da ta vpliva na izračun

magnetilnega toka (4.2) in s tem na delovanje detektorja nasičenja. Zaradi potrebe po dveh umerjenih in natančnih merilnikih toka je ta možnost zaznavanja nasičenja komercialno manj zanimiva. Kljub temu ima ta metoda določene prednosti, ki lahko izboljšajo zanesljivost delovanja sistema za UTV.



Slika 4.3: Časovni potek izračunanega magnetilnega toka  $i_m'$  na podlagi izmerjenih časovnih potekov primarnega in bremenskega toka ter z rdečo barvo označen izsek dejanskega magnetilnega toka  $i_m$

Slika 4.3 prikazuje magnetilni tok  $i_m'$ , ki smo ga izračunali iz izmerjenih časovnih potekov primarnega in bremenskega toka po enačbi (4.2). Poudarili smo že, da enačba velja le med ustaljenim delom pulza napajalne napetosti, zato smo z rdečo barvo med časoma  $t_{m0}$  in  $t_{m1}$  označili ta izsek časovnega poteka toka  $i_m'$ , ki je enak dejanskemu magnetilnemu toku  $i_m$ . Tako izračunan magnetilni tok bo vedno naraščal v pozitivno smer, ne glede na polariteto napajalne napetosti  $u_1$ . Za razliko od prej predstavljenega detektorja nasičenja iz primarnega toka, ki mora delovati na celotnem razponu toka, deluje ta detekcija nasičenja vedno le v ozkem območju nad 0. Zaradi tega lahko uvedemo določene omejitve, s katerimi lahko izboljšamo zanesljivost detektorja nasičenja. Tako lahko nasičenje zaznamo na podlagi razlike med štirimi izmerjenimi vrednostmi na način, ki je predstavljen pri detektorju nasičenja v podpoglavju 4.2. Lahko pa uvedemo tudi določeno vrednost oziroma mejo magnetilnega toka  $i_m$ , pri kateri zaznamo nasičenje. Tako lahko magnetilni tok  $i_m$  omejimo na maksimalno vrednost, ki znaša na primer 50 A (Slika 4.3). S tem lahko izboljšamo zanesljivost delovanja detektorja nasičenja in omejimo velikost konic v primarnem toku, ki se pojavijo pri nasičenju železnega jedra transformatorja.

#### 4.4 Zaznavanje nasičenja z analognim Hallovim senzorjem

Zaznavanje nasičenja s Hallovim senzorjem temelji na meritvi magnetnega polja. Pri tem lahko merimo glavno magnetno polje v železnem jedru transformatorja, če senzor postavimo v zračno režo ali zelo blizu nje. Ta metoda zaznavanja nasičenja spada v prvo skupino, saj merimo gostoto magnetnega pretoka glavnega magnetnega polja in jo lahko tako omejimo na izbrano vrednost  $B_{max}$  [15]. Lahko pa merimo tudi razsipani magnetni pretok, če senzor postavimo v bližino železnega jedra transformatorja. Ko jedro prehaja v nasičenje, se vse več magnetnega polja zaključuje po zraku v okolici jedra. Ta metoda spada torej v drugo skupino, saj se magnetno polje v okolici železnega jedra poveča šele, ko je to že nasičeno.

V [15] je tako uporabljen Hallov senzor proizvajalca Allegro, tip A1321, ki je bil najprej nameščen ob zračno režo železnega jedra transformatorja. Pri taki namestitvi Hallovega senzorja lahko izmerimo potek glavnega magnetnega pretoka, saj se tam glavno magnetno polje zaključuje tudi po zraku v okolici zračne reže. Vendar so bili izmerjeni izhodni signali senzorja povsem neuporabni zaradi velikih motenj, ki so posledica velikih sekundarnih tokov. Izmerjen signal je namreč imel obliko bremenskega toka [15]. Magnetni pretok so v [15] želeli izmeriti tudi v zračni reži med obema jedroma C. Hallov senzor so zato postavili v sredino zračne reže, tako da je bila ta čim bolj v stran od vseh navitij transformatorja. Prostor za Hallov senzor so izdelali z rezkanjem. Na tem merilnem mestu je avtorju sicer uspelo izmeriti potek gostote magnetnega pretoka glavnega magnetnega polja, na podlagi katerega je lahko izdelal detektor nasičenja in ga uporabil v algoritmu naprednega histereznega vodenja AHC. Pri izbiri Hallovega senzorja sta prevladali enostavna uporaba in nizka cena v primerjavi z izvedbo zaznavanja nasičenja iz meritev primarnega in bremenskega toka. Kljub temu tak način zaznavanja predstavlja precejšen tehnološki problem, saj je treba poseči v magnetni krog transformatorja za UTV in priključke sonde speljati iz transformatorja. Poseči moramo tudi v magnetni krog, saj moramo z rezkanjem narediti prostor za Hallov senzor, kar lahko poslabša magnetne lastnosti. Zaradi velikih tokov, ki povzročajo elektromagnetne motnje, pa lahko imamo težave pri izvedbi zaznavanja nasičenja železnega jedra transformatorja na opisan način.



## 5 Histerežno vodenje z minimalnim številom preklopov

V podpodglavju 3.4.1 predstavljen algoritem naprednega histereznega vodenja, označen z AHC, lahko med obratovanjem sistema za UTV povzroči kratke pulze napajalne napetosti (Slika 3.10). Zato smo algoritem AHC spremenili tako, da smo mu odpravili zgornjo mejo bremenskega toka  $i_{max}$ . Nov algoritem tako ne bo prekinil pulza napajalne napetosti  $u_1$ , ko bo dosežena zgornja meja bremenskega toka, temveč ko bo detektor nasičenja zaznal nasičenje železnega jedra transformatorja. Pri takšnem načinu vodenja sistema za UTV bo vsak pulz napajalne napetosti spremenil vrednost gostote magnetnega pretoka  $B$  od ene točke nasičenja do druge točke nasičenja železnega jedra transformatorja. Zaradi tega se število pulzov napajalne napetosti zmanjša na minimalno možno vrednost, ki je potrebna za ohranjanje izbrane vrednosti bremenskega toka. Zato smo tak algoritem vodenja poimenovali algoritem histereznega vodenja z minimalnim številom preklopov napajalne napetosti (angl. *minimum switching cycle hysteresis control* – MSCHC). V nadaljevanju bomo ta algoritem vodenja sistema za UTV označevali z angleško kratico MSCHC. Algoritem vodenja MSCHC je sestavljen iz enakega histereznega regulatorja gostote magnetnega pretoka kot algoritem AHC. Histerezni regulator bremenskega toka pa smo spremenili tako, da smo mu odpravili zgornjo mejo bremenskega toka  $i_{max}$ . Največje vrednosti bremenskega toka kot tudi valovitosti bremenskega toka tako ne omejuje več algoritem vodenja, temveč parametri procesa UTV, kar bomo podrobneje obravnavali v nadaljevanju. Pri uporabi algoritma MSCHC bodo vsi pulzi napajalne napetosti enako dolgi, spreminjala pa se bo dolžina obdobja, ko je napajalna napetost enaka 0. Zaradi tega se bo potrebam sistema za UTV lahko prilagajala frekvenca napajalne napetosti.

### 5.1 Algoritem histereznega vodenja z minimalnim številom preklopov (MSCHC)

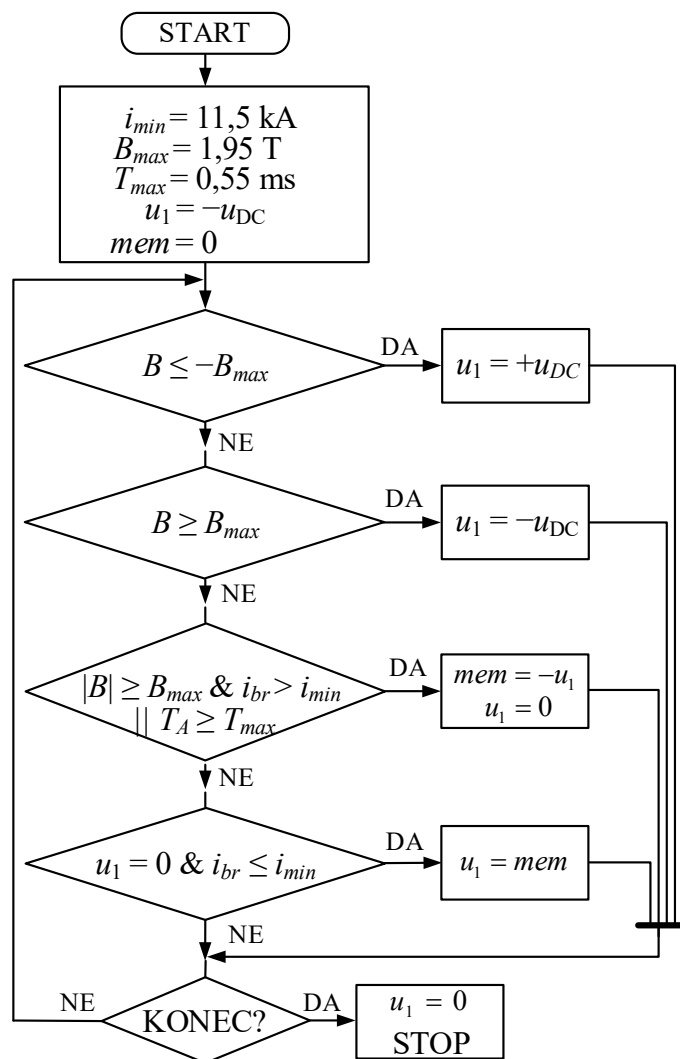
Tudi histereznemu regulatorju algoritma MSCHC (Slika 5.1) smo podali enako mejo gostote magnetnega pretoka ( $B_{max}$ ) in enako spodnjo mejo regulatorja bremenskega toka ( $i_{min}$ ) kot pri AHC. Dodatno lahko uporabimo maksimalno dolžino pulza napajalne napetosti  $T_{max}$  (2.27), s katero lahko izboljšamo zanesljivost delovanja sistema za UTV. Če algoritem vodenja prekine vsak pulz napajalne napetosti po preteku časa  $T_{max}$ , delovanje sistema za UTV ni več povsem odvisno od delovanja detektorja nasičenja. Detektor nasičenja lahko uporabimo namesto meritve gostote magnetnega pretoka in informacijo o nasičenju uporabimo namesto pogoja  $|B| \geq B_{max}$ . Maksimalno dolžino pulza napajalne napetosti  $T_{max}$  (2.27) lahko določimo tudi med varilnim ciklom na podlagi meritve primarnega toka. Lahko pa čas  $T_{max}$  določimo tudi na podlagi dolžine periode, ki jo določimo na podlagi nazivne frekvence  $f_N$  transformatorja. Ker so transformatorji praviloma izdelani z določeno rezervo v preseku železnega jedra in ker želimo s to funkcijo le omejiti najdaljšo dolžino pulza napajalne napetosti  $u_1$ , bomo to dolžino periode podaljšali za 10 %. Dodaten razlog za podaljšanje časa periode je tudi padec napetosti, ki se pojavi pri obremenitvi enosmernega vodila. Pri nižji napetosti enosmernega vodila moramo namreč transformator napajati dalj časa, da dosežemo enako spremembo gostote magnetnega pretoka, kar opisuje enačba (2.26). Maksimalno dolžino pulza napetosti  $T_{max}$  lahko tako določimo z enačbo (5.1).

$$T_{max} = 1,1 \frac{1}{2 f_N} = \frac{1,1}{2 \cdot 1000} = 0,55 \text{ ms} \quad (5.1)$$

Algoritmu MSCHC smo določili še začetno polariteto napajalne napetosti  $u_1$  in definirali spremenljivko  $mem$ , v katero bomo shranjevali polariteto napajalne napetosti  $u_1$ .

Slika 5.1 prikazuje diagram poteka algoritma histereznega vodenja z minimalnim številom preklopov (MSCHC). Algoritem MSCHC lahko opišemo s pogojnimi stavki v obliki navodil:

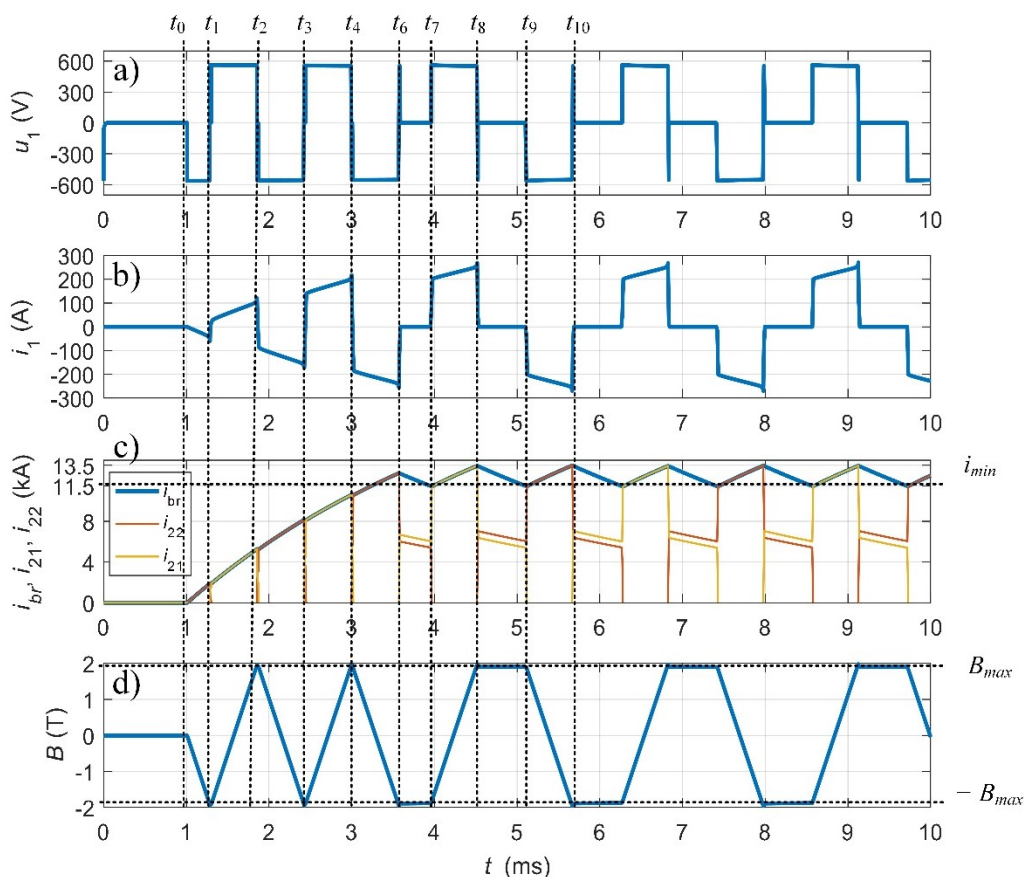
1. Če gostota magnetnega pretoka pade pod spodnjo izbrano vrednost ( $B \leq -B_{max}$ ), spremeni polariteto napajalne napetosti na pozitivno vrednost ( $u_1 = U_{DC}$ ).
2. Če gostota magnetnega pretoka naraste nad zgornjo izbrano vrednost ( $B \geq B_{max}$ ), spremeni polariteto napajalne napetosti na negativno vrednost ( $u_1 = -U_{DC}$ ).
3. Če je absolutna vrednost gostote magnetnega pretoka večja od izbrane vrednosti ( $|B| \geq B_{max}$ ) in je pri tem bremenski tok večji od minimalne izbrane vrednosti ( $i_{br} > i_{min}$ ) ali če dolžina pulza napajalne napetosti presega maksimalno dolžino pulza ( $T_A \geq T_{max}$ ), si zapomni nasprotno vrednost polaritete napajalne napetosti ( $mem = -u_1$ ) in prekini pulz napajalne napetosti ( $u_1 = 0$ ).
4. Če je vrednost bremenskega toka nižja od minimalne izbrane vrednosti ( $i_{br} \leq i_{min}$ ) in je pri tem napajalna napetost  $u_1 = 0$ , vključi pulz napajalne napetosti s polariteto, shranjeno v pomnilniku ( $u_1 = mem$ ).



Slika 5.1: Diagram poteka histereznega vodenja z minimalnim številom preklopov (algoritem MSCHC)

## 5.2 Delovanje sistema za UTV z algoritmom MSCHC

Na podlagi modela sistema za UTV in algoritma MSCHC smo s programskim paketom Matlab/Simulink izračunali časovne poteke napajalne napetosti  $u_1$ , primarnega toka  $i_1$ , sekundarnih tokov  $i_{21}$  in  $i_{22}$ , bremenskega toka  $i_{br}$  in gostote magnetnega pretoka  $B$  v železnem jedru transformatorja sistema za UTV, ki smo ga vodili z algoritmom MSCHC (Slika 5.2). Algoritem vodenja MSCHC začne pri času  $t_0$  napajati transformator z negativno napajalno napetostjo ( $u_1 = -U_{DC}$ ). Posledično se bosta začela spreminjati tudi primarni tok  $i_1$  in gostota magnetnega pretoka  $B$ , ki začeta naraščati v negativno smer. Pri času  $t_1$  doseže gostota magnetnega pretoka spodnjo dopustno vrednost ( $B \leq -B_{max}$ ). Takrat algoritem spremeni polariteto napajalne napetosti na pozitivno ( $u_1 = U_{DC}$ ), kar povzroči naraščanje gostote magnetnega pretoka v pozitivno smer. Po prehodnem pojavu se spremeni tudi polariteta primarnega toka  $i_1$ , njegova vrednost pa začne naraščati. Pri času  $t_2$  doseže gostota magnetnega pretoka zgornjo dopustno vrednost ( $B \geq B_{max}$ ). Takrat algoritem ponovno spremeni polariteto napajalne napetosti ( $u_1 = -U_{DC}$ ), kar povzroči padanje vrednosti gostote magnetnega pretoka. Po prehodnem pojavu se spremeni tudi polariteta primarnega toka  $i_1$ , ki začne nato naraščati v negativno smer. Takšno delovanje se ponavlja vse do časa  $t_6$ , algoritem MSCHC pa v tem delu deluje enako kot algoritem AHC, saj je v tem delu aktiven predvsem histerezni regulator gostote magnetnega pretoka. Le na opisan način lahko zagotovimo najhitrejšo možno naraščanje bremenskega toka  $i_{br}$  do izbrane vrednosti  $i_{min}$ , ki v obravnavanem primeru znaša 11,5 kA in jo bremenski tok doseže v 2,5 ms.



Slika 5.2: Izračunani časovni poteki: a) napajalne napetosti transformatorja  $u_1$ , b) primarnega toka transformatorja  $i_1$ , c) bremenskega toka  $i_{br}$  in sekundarnih tokov  $i_{21}$  in  $i_{22}$  ter d) gostote magnetnega pretoka  $B$  pri uporabi algoritma vodenja MSCHC

Razlika v delovanju med algoritmoma AHC in MSCHC nastane šele, ko bremenski tok naraste nad izbrano minimalno vrednost bremenskega toka  $i_{min}$  (Slika 5.2). Pri času  $t_6$  tako gostota magnetnega pretoka prvič doseže spodnjo dopustno vrednost ( $B \leq -B_{max}$ ), medtem ko je vrednost bremenskega toka večja od izbrane minimalne vrednosti ( $i_{br} > i_{min}$ ). Algoritem MSCHC si takrat zapomni nasprotno polariteto napajalne napetosti ( $mem = -u_1$ ) in konča pulz napajalne napetosti ( $u_1 = 0$ ). Pri tem se po prehodnem pojavu spremeni tudi primarni tok, ki preneha teči ( $i_1 = 0$ ). Zaradi prekinitve napajanja začne bremenski tok počasi padati proti vrednosti 0 A skladno s prevladujočo časovno konstanto bremenskega tokokroga  $\tau_{br}$ . Vrednost gostote magnetnega pretoka  $B$  pri tem ostane skoraj nespremenjena, saj jo ohranja vzbujaње z magnetilnim tokom  $i_m$  (2.17), ki je posledica razlike sekundarnih tokov  $i_{21}$  in  $i_{22}$ . Gostota magnetnega pretoka tako ostane skoraj nespremenjena do naslednjega pulza napajalne napetosti pri času  $t_7$ , ko bremenski tok ponovno pade pod izbrano minimalno vrednost bremenskega toka ( $i_{br} \leq i_{min}$ ). Takrat algoritem generira pulz napajalne napetosti s polariteto, ki si jo je zapomnil ob prejšnji prekinitvi pulza napajalne napetosti ( $u_1 = mem$ ). V danem primeru je polariteta tega pulza napajalne napetosti pozitivna ( $u_1 = +U_{DC}$ ). Posledično začneta naraščati tako gostota magnetnega pretoka  $B$  kot primarni tok  $i_1$ . Po prehodnem pojavu začne naraščati tudi bremenski tok  $i_{br}$ . Pri tem pulz napajalne napetosti  $u_1$  traja, dokler gostota magnetnega pretoka ne doseže zgornje dopustne vrednosti ( $B \geq B_{max}$ ) pri času  $t_8$ . Takrat si algoritem ponovno zapomni nasprotno polariteto napajalne napetosti ( $mem = -u_1$ ) in prekine pulz napajalne napetosti ( $u_1 = 0$ ), zaradi česar začne vrednost bremenskega toka padati. Tako delovanje se ponavlja do konca varilnega cikla, ko se konča zadnji pulz napajalne napetosti in bremenski tok pade na 0.

Bremenski tok v opazovanem primeru niha za skoraj 2 kA, saj algoritem MSCHC ne omejuje maksimalne vrednosti bremenskega toka. To vrednost tako določata predvsem nadomestna upornost bremena  $R_{br}$  in minimalna izbrana vrednost bremenskega toka  $i_{min}$ . V nadaljevanju bomo preverili tudi vpliv amplitude napajalne napetosti  $u_1$  in induktivnosti bremena  $L_{br}$  na nihanje bremenskega toka.

S predstavljenim algoritmom vodenja MSCHC lahko bremenski tok sistema za UTV ves čas trajanja varilnega cikla ohranjamo nad minimalno izbrano vrednostjo  $i_{min}$  z minimalnim številom pulzov napajalne napetosti, saj vsak pulz traja najdaljši možen čas. To je čas, ki ga gostota magnetnega pretoka  $B$  potrebuje, da se spremeni od ene točke nasičenja železnega jedra transformatorja do druge. Zaradi tega nam ni treba ves čas meriti vrednosti gostote magnetnega pretoka v železnem jedru transformatorja, temveč lahko uporabimo detektor nasičenja. Pri tem mora detektor nasičenja delovati zelo zanesljivo, saj mora pri vsakem pulzu napajalne napetosti zaznati nasičenje železnega jedra transformatorja in spremeniti polariteto napajalne napetosti. V nasprotnem primeru se bo primarni tok začel povečevati skladno z magnetilno krivuljo (Slika 2.9). Če primarni tok naraste prek dopustne vrednosti, lahko povzroči delovanje pretokovne zaščite razsmernika ali pa okvaro sistema za UTV. Zaradi tega se lahko zanesljivost delovanja sistema za UTV bistveno poslabša.

Z vpeljavo maksimalne dolžine pulza napajalne napetosti  $T_{max}$  lahko izboljšamo zanesljivost delovanja sistema za UTV, saj bo algoritem vodenja MSCHC vedno spremenil polariteto pulza napajalne napetosti po preteku časa  $T_{max}$ . Pri tem moramo le poskrbeti, da bo ta čas dovolj kratek, da primarni tok med tem časom ne bo narasel do vrednosti, pri kateri bi delovala zaščita razsmernika. Kljub temu pa še vedno potrebujemo detektor nasičenja železnega jedra transformatorja, ki mora zanesljivo zaznati vsaj prvi pojav nasičenja pri prvem pulzu napajalne napetosti. Če uporabimo transformator z različnimi nadomestnimi upornostmi sekundarnih vej ali usmerniških diod, lahko pride tudi do neenakomerne porazdelitve bremenskega toka na sekundarni veji. Posledica je magnetilni tok  $i_m$ , ki magneti železno jedro transformatorja in spremeni gostoto magnetnega pretoka  $B$ . Dalj časa kot traja to

stanje, večja bo sprememba gostote magnetnega pretoka. Posledično lahko največji učinek pričakujemo pri nizkih vrednostih bremenskega toka, pri katerih bremenski tok hitro narašča in počasi pada. Če se v času brez napajanja spreminja gostota magnetnega pretoka  $B$ , bo lahko dolžina trajanja naslednjega pulza napajalne napetosti zaradi tega krajša oziroma daljša. Dolžina naslednjega pulza napajalne napetosti  $u_1$  se bo podaljšala, če se bo gostota magnetnega pretoka v času brez napajanja spreminjala v enaki smeri, kot se je med prejšnjim pulzom napajalne napetosti. Če se bo trend spreminjanja gostote magnetnega pretoka spremenil, pa bo naslednji pulz napajalne napetosti krajši.

### 5.3 Prednosti in slabosti uporabe vodenja z algoritmom MSCHC

Predstavljeni algoritem MSCHC si z algoritmom AHC deli prednost najhitrejšega možnega časa vzpona bremenskega toka in prav tako ne potrebuje nastavitve ojačenj regulatorja, zaradi katerih bi morali identificirati sistem za UTV. Oba algoritma vodenja omogočata samodejno prilagajanje delovanja sistema za UTV napetosti enosmernega vodila in lastnostim vgrajenega železnega jedra. Pri tem mislimo predvsem na presek jedra in magnetilno karakteristiko.

Algoritem MSCHC za razliko od algoritma AHC vedno spreminja gostoto magnetnega pretoka od ene točke nasičenja do druge z enim pulzom napajalne napetosti. Zaradi tega so tudi časovni poteki primarnih in sekundarnih napetosti in tokov periodični. Na ta način algoritem MSCHC zagotavlja najmanjše možno število pulzov napajalne napetosti v varilnem ciklu pri izbrani vrednosti bremenskega toka. Posledično lahko pričakujemo zmanjšanje dinamičnih izgub sistema za UTV, kar bo analizirano v nadaljevanju. Algoritem MSCHC dodatno vsebuje tudi omejitev dolžine pulza napajalne napetosti in tako izboljša zanesljivost delovanja sistema za UTV v primeru odpovedi detektorja nasičenja.

Pri uporabi algoritma MSCHC v obravnavanem primeru opazimo veliko nihanje bremenskega toka, kar bi lahko povzročilo težave pri procesu UTV. Slabost je tudi ta, da v algoritmu MSCHC vnašamo minimalno vrednost bremenskega toka  $i_{min}$  in ne efektivne vrednosti  $I_r$  kot pri uporabi PI-regulatorja bremenskega toka. Pri tem bi sicer lahko na podlagi izmerjenega bremenskega toka računali njegovo efektivno vrednost in na podlagi te popravljali izbrano minimalno vrednost bremenskega toka  $i_{min}$  po vsakem pulzu napajalne napetosti. Časovni poteki primarnih in sekundarnih napetosti in tokov so z uporabo algoritma MSCHC periodični, vendar še vedno nimajo konstantne periode oziroma frekvence. Ta je namreč odvisna od parametrov procesa UTV. Takšno lastnost ima predvsem nadomestna upornost bremena  $R_{br}$ , ki med varilnim ciklom običajno narašča zaradi segrevanja pločevine. Pogosto pa nadomestna upornost bremena tudi upade na začetku varilnega cikla. To je značilno predvsem za pločevine, ki so zaščitene s premazom proti koroziji, ki ima običajno veliko nadomestno upornost. Nekateri postopki UTV pa zahtevajo tudi spremembo bremenskega toka med varilnim ciklom.

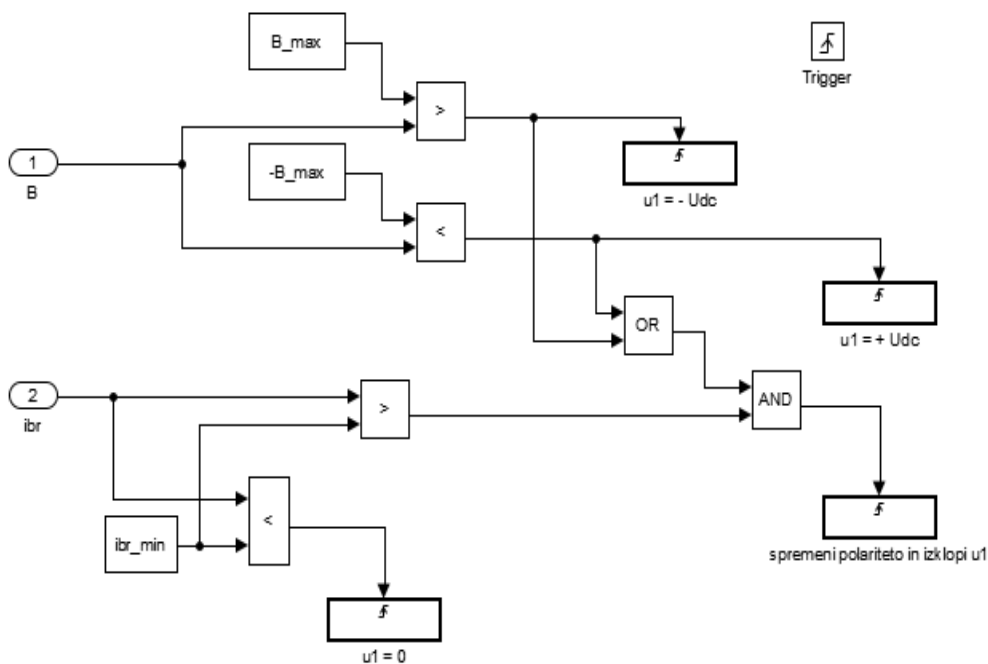
### 5.4 Izvedba histereznega vodenja na laboratorijskem sistemu za UTV

Ker lahko vodenje zapišemo v obliki algoritma, ga lahko zapišemo tudi v obliki programske kode, ki jo lahko shranimo na primer na digitalni signalni krmilnik (angl. *digital signal controller* – DSC) in jo z njim tudi izvajamo. Za izvedbo smo tako uporabili DSC podjetja Texas Instruments z oznako TMS320F28335, ki je bil že uporabljen v ta namen [61]. Na ta DSC lahko naložimo program, ki ga

lahko napišemo v programskem jeziku C. Program pa lahko zapišemo tudi v drugem programskem jeziku in ga nato pretvorimo v programski jezik C.

Algoritem MSCHC smo pripravili v programskem paketu Matlab/Simulink, ki je grafično programsko okolje (Slika 5.3). V njem ne pišemo programa v obliki ukazov, temveč med seboj povezujemo ustrezne bloke, ki predstavljajo zaporedje raznih operacij. Te so lahko aritmetične ali logične. To programsko okolje vsebuje tudi veliko blokov, ki predstavljajo funkcije in izvajajo kompleksnejše operacije. Tak primer je izračun efektivne vrednosti. Tako lahko prihranimo veliko časa pri izdelavi prototipov, saj imamo bloke s pogosto uporabljenimi funkcijami že pripravljene in shranjene v raznih knjižnicah. V našem primeru imamo pripravljene tudi bloke, ki skrbijo za komunikacijo z vhodno-izhodno enoto DSC-ja. S temi bloki bomo namreč brali podatke iz vhodne enote in obdelane podatke pošiljali na izhodno enoto, kar nam bo poenostavilo programiranje DSC-ja.

Ko pripravimo program v Matlab/Simulinku, ga lahko pretvorimo v programski jezik C z uporabo vgrajenega kodirnika (angl. *embedded coder*). Ta z uporabo programa Code Composer Studio komunicira z DSC-jem prek priključka USB. Program se po pretvorbi samodejno naloži na DSC in se začne tudi takoj izvajati. To moramo upoštevati pri sestavljanju algoritma, saj ne želimo, da bi začel laboratorijski sistem za UTV takoj delovati. Algoritem MSCHC sproži začetek varilnega cikla šele, ko na ustrezni digitalni vhod DSC priključimo napetost +3 V.



Slika 5.3: Primer algoritma MSCHC v programskem paketu Matlab/Simulink

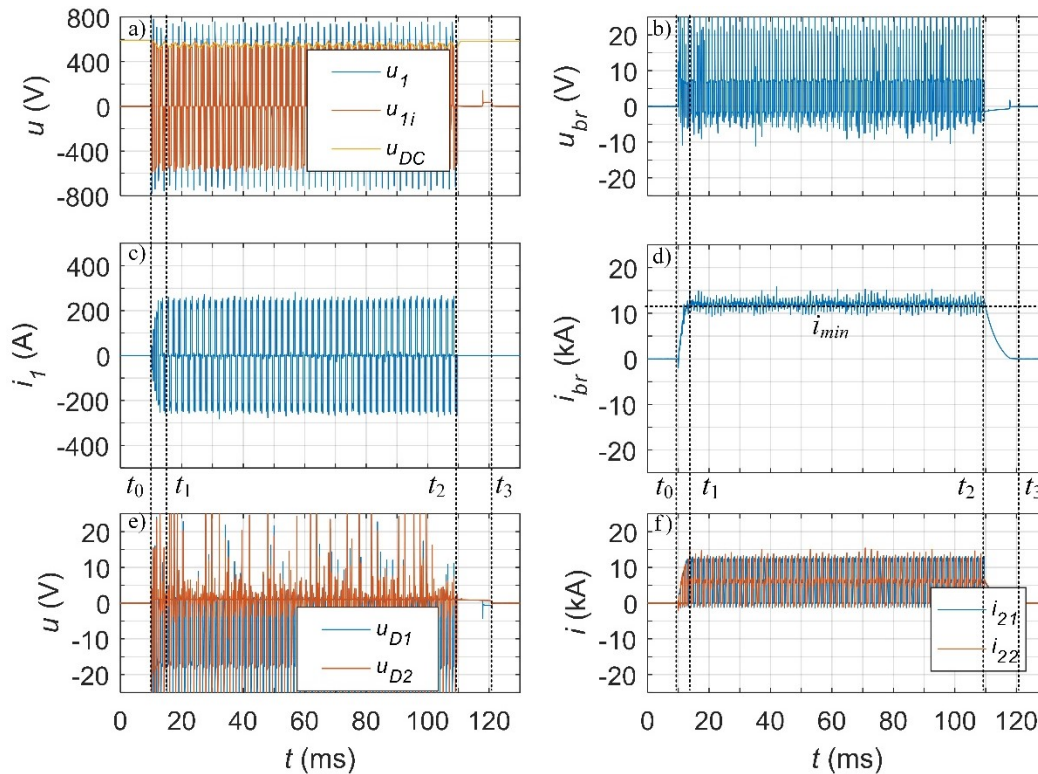
## 6 Analiza delovanja sistema za UTV z algoritmom MSCHC

V tem poglavju se bomo osredotočili predvsem na delovanje laboratorijskega sistema za UTV med varilnim ciklom. Opazovali bomo časovne poteke izmerjenih napetosti in tokov ter analizirali delovanje sistema za UTV pri uporabi algoritma MSCHC (Slika 5.1) in detektorja nasičenja železnega jedra transformatorja iz časovnega poteka primarnega toka  $i_1$ . Definirali bomo tudi spremenljivke, ki jih bomo določili na podlagi izmerjenih napetosti in tokov, s katerimi bomo nato analizirali delovanje sistema za UTV. Izvedba meritev napetosti in tokov v sistemu za UTV je opisana v podpoglavju 2.4. V nadaljevanju bomo obravnavali delovno točko pri nastavljeni minimalni vrednosti bremenskega toka  $i_{min} = 11$  kA in pri času trajanja varilnega cikla  $T_{VC} = 100$  ms. Pri meritvi je bilo uporabljeno breme iz dveh dolgih vzporednih bakrenih profilov z vodnim hlajenjem. S prestavljanjem povezave med profiloma lahko namreč poljubno spreminjamo vrednost upornosti bremena  $R_{br}$  in z njo povezano vrednost induktivnosti bremena  $L_{br}$ .

Pri izrisu vseh izmerjenih časovnih potekov napetosti in tokov (Slika 6.1) smo na ordinatnih oseh izbrali meje, ki sovpadajo z izbranim merilnim območjem posameznih diferenčnih ojačevalnikov sistema DAQ. Pri obravnavani obremenitvi sistema za UTV je izbrano merilno območje precej večje od izmerjenih vrednosti, zato bo merilna napaka v tej merilni točki velika. Varilni cikel lahko razdelimo na več delov. Prvi del se začne pri začetku prvega pulza napajalne napetosti  $u_1$  in je označen s časom  $t_0$  (Slika 6.1a). Takrat začne bremenski tok  $i_{br}$  naraščati od začetne vrednosti 0 do izbrane minimalne vrednosti bremenskega toka  $i_{min}$  (Slika 6.1d). Pri tem se povečuje tudi primarni tok  $i_1$  (Slika 6.1c). Ker je bremenski tok manjši od izbrane vrednosti  $i_{min}$ , si pulzi napetosti  $u_1$  sledijo eden za drugim brez prekinitve napajanja. Pri času  $t_1$  bremenski tok  $i_{br}$  prvič doseže vrednost  $i_{min}$  in s tem se zaključi prvi prehodni del varilnega cikla ter se začne ustaljeni del varilnega cikla. V tem delu algoritem MSCHC ohranja bremenski tok nad izbrano vrednostjo  $i_{min}$ . Pri času  $t_2$ , ko se izteče izbrani čas varilnega cikla  $T_{VC}$ , algoritem MSCHC preneha z generiranjem pulzov napajalne napetosti  $u_1$  in bremenski tok  $i_{br}$  začne padati proti 0 A. Ta sprememba bremenskega toka predstavlja drugi prehodni del varilnega cikla, v katerem primarni tok  $i_1$  pade na vrednost 0 v nekaj mikrosekundah, bremenski tok pa pada veliko počasneje. Pri času  $t_3$  bremenski tok preneha teči  $i_{br} = 0$  in s tem se konča varilni cikel.

Pred koncem varilnega cikla pri času  $t = 120$  ms opazimo razliko v padcih napetosti na diodah (Slika 6.1e). Pri tem je padec napetosti  $u_{D1}$  enak 0, medtem ko je  $u_{D2}$  večja od 0, kar pomeni, da je dioda D1 nehala prevajati tok, medtem ko ga dioda D2 še vedno prevaja. Med tem časom se tudi na primarnem navitju inducira napetost (Slika 6.1a). Ker v transformatorju teče tok le v drugi sekundarni veji  $i_{22} > 0$ , je ta tok enak tudi magnetilnemu toku  $i_m$ . Posledično se mora v tem delu spremeniti gostota magnetnega pretoka  $B$  v jedru transformatorja, kar bomo pokazali v nadaljevanju.

Začetek varilnega cikla smo zamaknili za 10 ms zaradi določitve odstopanja izhodnih vrednosti merilnikov toka od 0. Zaradi integriranja inducirane napetosti tuljave Rogowskega lahko namreč pride do odstopanja od vrednosti 0 tudi takrat, ko po opazovanem vodniku ne teče tok [62]. Odstopanje lahko povzročijo motnje iz okolice ali pa uporaba analognega integratorja, za katerega je značilno »lezenje« izhodne vrednosti. Integriranje lahko izvedemo tudi digitalno, kar do neke mere odpravi »lezenje« izhodne vrednosti integratorja. Nekatere izvedbe vsebujejo tudi kalibracijo merilnika toka med samo meritvijo [63]. Kljub temu smo pri meritvah zaznali manjše odstopanje izmerjene vrednosti od 0, kar smo odpravili z algoritmom, ki izračuna srednjo vrednost izmerjenega toka v tem začetnem delu meritve. Izračunano srednjo vrednost smo nato odšteli od izmerjenega signala.



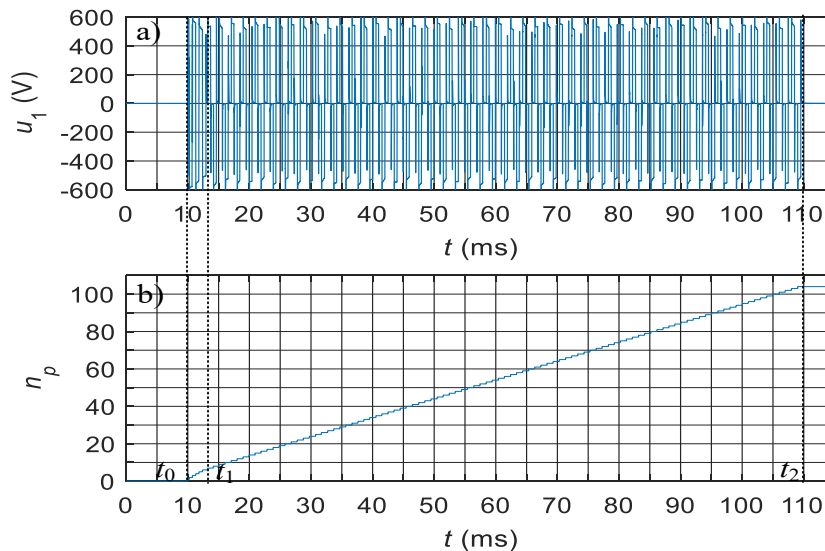
Slika 6.1: Izmerjeni časovni poteki: a) napajalne napetosti transformatorja  $u_1$ , izhodne napetosti pretvornika  $u_{1i}$ , napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$ , b), izhodne (bremenske) napetosti  $u_{br}$ , c) primarnega toka  $i_1$ , d) bremenskega toka  $i_{br}$ , e) padcev napetosti na obeh diodah  $u_{D1}$  in  $u_{D2}$  ter f) tokov obeh sekundarnih vej  $i_{21}$  in  $i_{22}$

## 6.1 Število pulzov napajalne napetosti v varilnem ciklu

Ker algoritem MSCHC generira pulze napajalne napetosti glede na potrebe procesa UTV, se lahko število pulzov napajalne napetosti med posameznimi varilnimi cikli razlikuje. Zato bomo v nadaljevanju primerjali tudi število pulzov napajalne napetosti v varilnem ciklu. Za ta namen smo v programskem paketu Matlab pripravili algoritem, ki iz izmerjenega poteka napajalne napetosti  $u_1$  določi število pulzov napajalne napetosti  $n_p$ . Algoritem pri vsaki spremembi napajalne napetosti  $u_1$  od 0 prek vrednosti  $\pm 400$  V poveča števec pulzov napajalne napetosti  $n_p$ . Ker se takšna sprememba napetosti pojavi tudi ob koncu pulza napajalne napetosti, smo dodali še pogoj, da mora biti vrednost primarnega toka  $i_1$  manjša od  $\pm 20$  A. Tako se izognemo štetju pulzov inducirane napetosti, ki se pojavijo ob koncu pulza napajalne napetosti. Vrednost 20 A je bila določena eksperimentalno. Če izberemo premajhno vrednost, lahko algoritem izpusti pulze napajalne napetosti, če tok zaradi motnje preseže 20 A. Če izberemo preveliko vrednost, pa lahko algoritem prišteje pulze inducirane napetosti v začetnem delu varilnega cikla, ko so toki na koncu pulza napajalne napetosti manjši od izbrane vrednosti 20 A.

Na podlagi izmerjenega časovnega poteka napajalne napetosti transformatorja smo tako določili število pulzov napajalne napetosti v varilnem ciklu  $n_p$  (Slika 6.2). Razvidno je, da si v začetnem delu varilnega cikla med časoma  $t_0$  in  $t_1$  pulzi hitro sledijo eden za drugim brez prekinitev napajanja. V ustaljenem delu varilnega cikla med časoma  $t_1$  in  $t_2$  pa se med pulzi napajalne napetosti pojavijo prekinitve napajanja  $u_1 = 0$ . V opazovanem varilnem ciklu, ki je dolg 100 ms, smo tako našli  $n_p = 104$  pulze napajalne napetosti. V primeru napetosti z nazivno stikalno frekvenco 1 kHz pa bi v tem času našli 200 pulzov napajalne napetosti, kar je skoraj enkrat več.



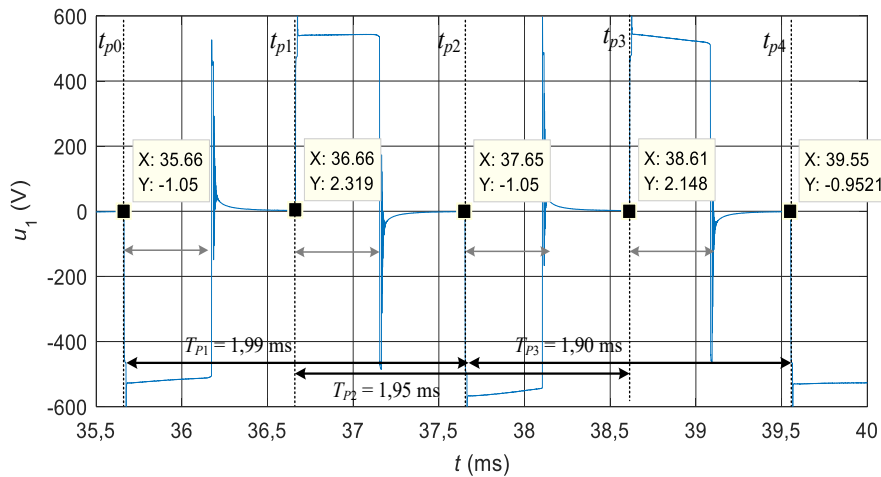
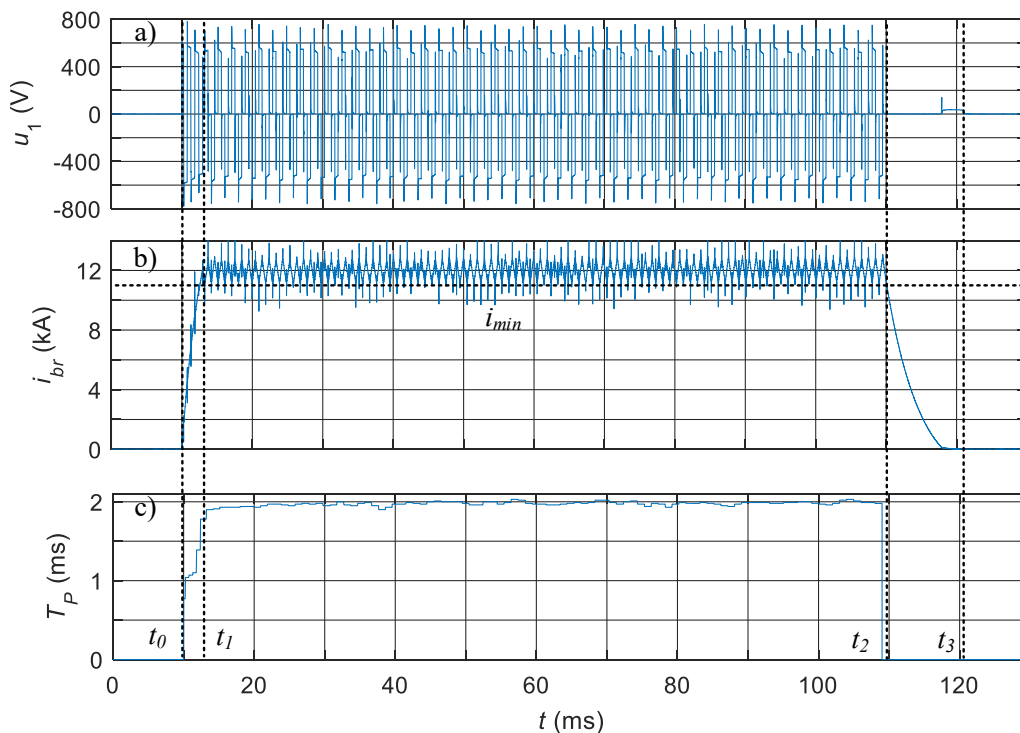


Slika 6.2: Časovna poteka: a) napajalne napetosti  $u_1$  in b) stanja števca pulzov napetosti  $n_p$

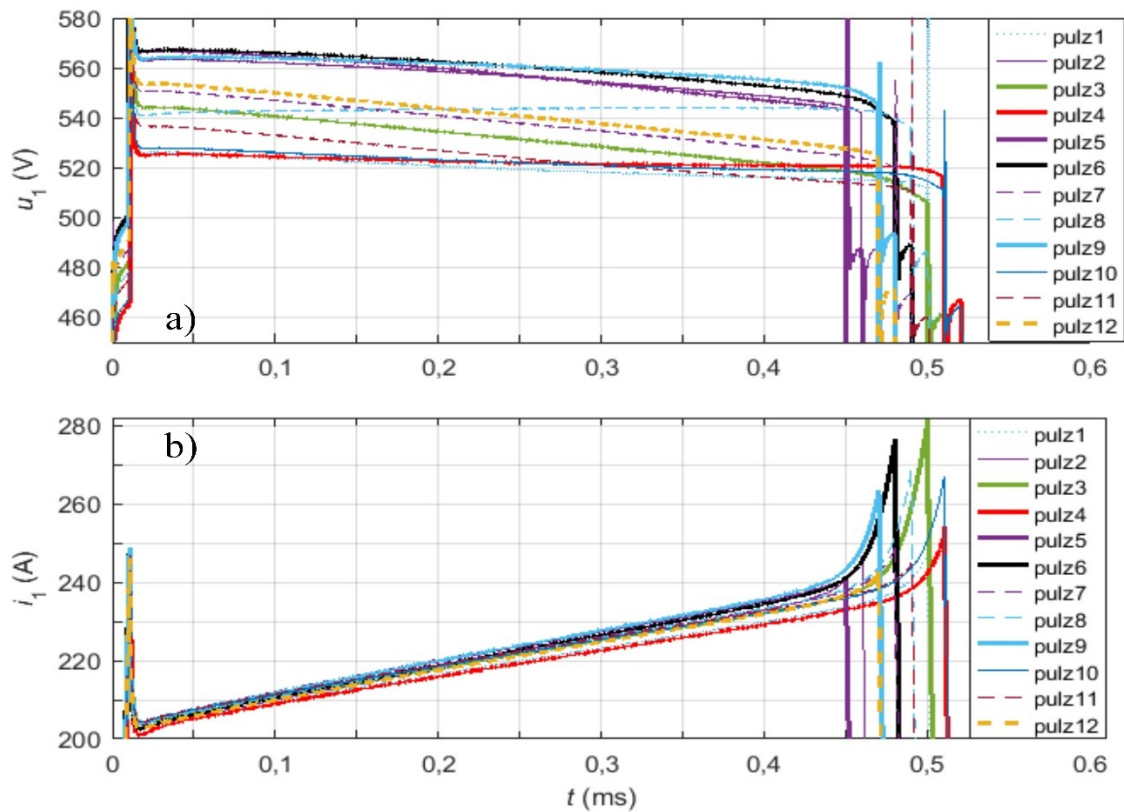
## 6.2 Spreminjanje časa periode napajalne napetosti med varilnim ciklom

Ker algoritem MSCHC generira pulze napajalne napetosti glede na potrebe procesa UTV, se med varilnim ciklom lahko spreminja tudi dolžina periode oziroma frekvenca napajalne napetosti. Če želimo določiti dolžino periode, moramo določiti njen začetek in konec. V primeru obravnave signalov s konstantno frekvenco lahko izberemo poljuben začetek periode in temu ustrezno določimo konec periode. V primeru spremenljive frekvence pa lahko izberemo le značilne točke v časovnem poteku. V primeru časovnega poteka sinusne napetosti si za te točke po navadi izberemo prehode napetosti čez vrednost 0 ali pa najvišje oziroma temenske vrednosti napetosti. V primeru pulznega napajanja pa si lahko izberemo začetke ali konce pulzov napajalne napetosti. V tem primeru smo izbrali začetke pulzov napajalne napetosti. Pri tem perioda traja od začetka izbranega pulza napajalne napetosti do začetka naslednjega pulza napajalne napetosti z enako polariteto. Določitev periode bomo pokazali na primeru krajšega intervala napajalne napetosti (Slika 6.3). S časi od  $t_{p0}$  do  $t_{p4}$  smo označili čase začetkov pulzov napajalne napetosti. Časi  $t_{p0}$  do  $t_{p4}$  ustrezajo vrednostim »X« v oblačkih (Slika 6.3). Na podlagi teh časov smo določili tri različne dolžine period:  $T_{p1}$ ,  $T_{p2}$  in  $T_{p3}$ . Pri tem smo periodo pomikali naprej za en pulz napajalne napetosti oziroma za polovico periode in ne za dva pulza oziroma za celo periodo. S tem smo samo povečali število period, zaradi česar se bo kasneje povečalo število izračunov efektivnih vrednosti izmerjenih napetosti in tokov. Tako bomo lažje spremljali njihovo spreminjanje.

Ugotovili smo, da dolžina periode  $T_P$  v obravnavanem časovnem intervalu ni konstantna (Slika 6.3), zato smo izrisali časovni potek spreminjanja periode med varilnim ciklom (Slika 6.4c). V prvem prehodnem delu med časoma  $t_0$  in  $t_1$ , ko bremenski tok narašča od 0 nad izbrano minimalno vrednost bremenskega toka  $i_{min}$  (Slika 6.4b), znaša dolžina periode  $T_P$  med 1 ms in 1,1 ms. V tem delu si pulzi napajalne napetosti sledijo eden za drugim. V ustaljenem delu varilnega cikla med časoma  $t_1$  in  $t_2$  algoritem MSCHC ohranja vrednost bremenskega toka  $i_{br}$  nad izbrano vrednostjo  $i_{min}$ . Takrat pulzu napajalne napetosti sledi daljše obdobje brez napajanja ( $u_1 = 0$ ), v katerem tok  $i_{br}$  pada proti vrednosti  $i_{min}$ . Zaradi prekinitve napajanja se dolžina periode  $T_P$  podaljša, tako da ta traja med 1,9 ms in 2 ms. Opazimo tudi, da zadnji pulz napajalne napetosti ni vključen v izračun časa periode, saj pri tem pulzu ne moremo določiti konca periode. To velja le, če za določitev časa periode uporabljamo začetek pulza.

Slika 6.3: Časovni potek napajalne napetosti  $u_1$  z označenimi časi začetkov pulzov in dolžinami periodeSlika 6.4: Časovni poteki: a) napajalne napetosti  $u_1$ , b) bremenskega toka  $i_{br}$  in c) dolžine periode  $T_p$ 

Na dolžino periode vpliva več spremenljivk in dejavnikov. Razvidno je, da se med varilnim ciklom spreminjajo amplitude pulzov napajalne napetosti (Slika 6.4a). To lahko vpliva na trenutek pojava nasičenja, pri katerem algoritem MSCHC prekine pulz napajalne napetosti. Na dolžino periode vpliva predvsem sprememba bremenskega toka, saj algoritem MSCHC proži pulze napajalne napetosti tako, da ohranja vrednost bremenskega toka  $i_{br}$  nad vrednostjo  $i_{min}$  (Slika 6.4b). Posledično bo perioda najdaljša pri največji strmini naraščanja bremenskega toka in pri najmanjši strmini padanja bremenskega toka. Najprej pa si pogledjmo, kako dolge pulze napajalne napetosti tvori algoritem MSCHC in kako dolžina pulza napajalne napetosti vpliva na dolžino periode.



Slika 6.5: Časovni poteki absolutnih vrednosti pulzov: a) napajalne napetosti  $u_1$ , b) primarnega toka  $i_1$

V obravnavanem varilnem ciklu so v časovnem poteku napajalne napetosti 104 pulzi napajalne napetosti  $u_1$  (Slika 6.2). Pri tem smo določili sedem različnih dolžin pulzov napajalne napetosti (Slika 6.5a), ki znašajo med 0,45 ms in 0,51 ms. Izklopi pulzov napajalne napetosti si sledijo v diskretnih časovnih intervalih po 0,01 ms, kar je posledica uporabe digitalnega signalnega krmilnika. Ta namreč potrebuje čas za izvedbo algoritma MSCHC, ki mu pravimo čas računskega cikla in v tem primeru znaša 0,01 ms. Zaradi boljše preglednosti so izrisane le absolutne vrednosti pulzov napajalne napetosti različnih dolžin, pri katerih se je pojavila največja in najmanjša konica v časovnem poteku primarnega toka (Slika 6.5b). Pri tem nekoliko izstopa najkrajši pulz napajalne napetosti (Slika 6.5a, pulz5), saj pri tem pulzu še ne opazimo izrazite konice v primarnem toku, ki je posledica nasičenja (Slika 6.5b, pulz5). To nakazuje, da je algoritem MSCHC v tem primeru nekoliko prehitro končal pulz napajalne napetosti. Do tega lahko pride, če detektor nasičenja reagira na motnjo v izmerjenem časovnem poteku primarnega toka  $i_1$ .

Vidimo tudi, da so strmine naraščanja primarnega toka  $i_1$  različne. Pri tem je strmina naraščanja primarnega toka večja pri pulzih z višjo amplitudo napajalne napetosti (Slika 6.5, pulz6 in pulz9). Posledično so različne tudi vrednosti primarnega toka, ki pred pojavom nasičenja znašajo med 230 A in 240 A. Zaradi tega pa je različen tudi bremenski tok. Če na podlagi tega razpona primarnega toka in tokovne prestave transformatorja  $K_f$  izračunamo razpon bremenskega toka, ta znaša med 12,65 kA in 13,2 kA. Pri tem bremenski tok še vedno narašča z enako strmino tudi med pojavom nasičenja železnega jedra transformatorja, kar bomo pokazali v nadaljevanju. Preden pa pojasnimo vpliv spreminjanja bremenskega toka na dolžino periode napajalne napetosti, pogledjmo, kako amplituda napajalne napetosti

vpliva na trenutek pojava nasičenja železnega jedra transformatorja in s tem na dolžino periode napajalne napetosti.

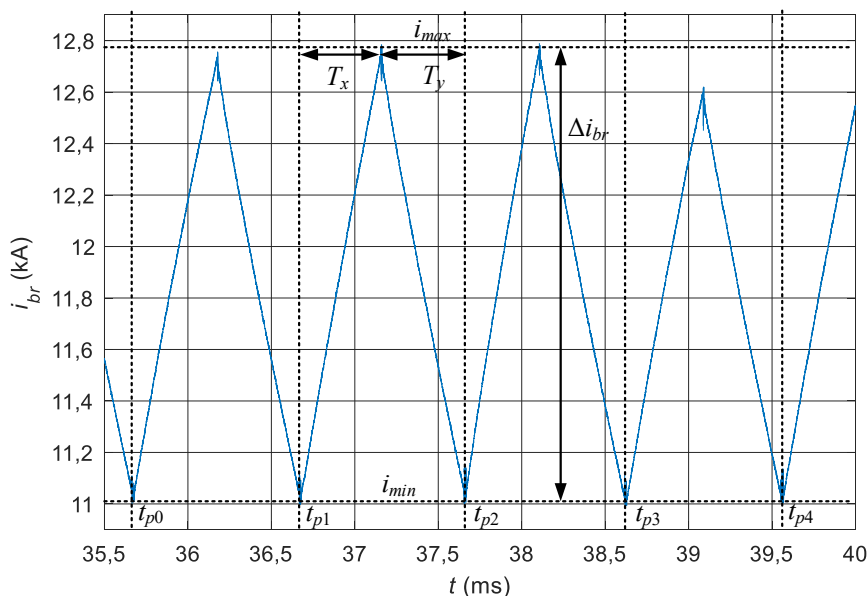
Ugotovili smo, da napetost enosmernega vodila  $u_{DC}$  med varilnim ciklom niha (Slika 6.1). Posledično se razlikujejo tudi amplitude napajalne napetosti transformatorja  $u_1$ , ki smo jo določili z enačbo (2.31). Zaradi višje amplitude napajalne napetosti  $u_1$  se poveča tudi primarni tok, saj morajo povečanju napajalne napetosti slediti tudi padci napetosti primarnega navitja (2.9) in (2.19). Pri tem se bo povečal tudi magnetilni tok  $i_m$  (2.17), ki bo povzročil večjo magnetno napetost v železnem jedru transformatorja  $\Theta$ , ki bo povzročila večjo spremembo magnetnega pretoka po času  $d\Phi_m/dt$ , z njo pa se poveča tudi sprememba gostote magnetnega pretoka po času  $dB/dt$ . V primeru večje spremembe  $dB/dt$  se skrajša čas trajanja spremembe gostote magnetnega pretoka  $B$  od ene točke nasičenja  $B_S$  do druge. Posledično se bo nasičenje železnega jedra transformatorja pojavilo prej, zaradi česar bo algoritem MSCHC prej prekinil pulz napajalne napetosti  $u_1$ . Tako se pri pulzih z višjo amplitudo napetosti  $u_1$  (Slika 6.5, pulz2, pulz6 in pulz9) nasičenje pojavi prej. Pri pulzih z nižjo amplitudo napetosti  $u_1$  pa se nasičenje pojavi nekoliko kasneje (Slika 6.5, pulz4, pulz7 in pulz10). Na dolžino pulzov napajalne napetosti vpliva tudi trenutek, ko detektor nasičenja zazna nasičenje, saj prav na podlagi tega algoritem MSCHC prekine pulz napajalne napetosti  $u_1$ . Tako sta pulz6 in pulz9 imela skoraj enake trenutne vrednosti napajalne napetosti  $u_1$ , vendar sta kljub temu različno dolga, saj je algoritem MSCHC pri pulzu9 zaznal nasičenje en računski cikel oziroma 0,01 ms prej kot pri pulzu6 (Slika 6.5). Na trenutek pojava nasičenja vpliva tudi vrednost gostote magnetnega pretoka  $B$  na začetku pulza napajalne napetosti, ki je odvisna od vrednosti  $B$  ob izklopu prejšnjega pulza napajalne napetosti  $u_1$ . Na podlagi različnih konic primarnega toka in  $B(H)$  oziroma  $\Phi_m(i_m)$  karakteristike lahko sklepamo, da so bile tudi vrednosti  $B$  ob prekinitvi pulza napetosti  $u_1$  različne.

Dolžino pulza napajalne napetosti  $u_1$  lahko tako spremenimo tudi s spremembo konstrukcije transformatorja, ki mu spremenimo število ovojev primarnega navitja  $N_1$ . Pri tem se bo dolžina pulza napajalne napetosti skrajšala, če bomo število ovojev primarnega navitja zmanjšali, saj se bo pri tem po enačbi (2.9) povečala sprememba magnetnega pretoka po času  $d\Phi_m/dt$ . S spremembo števila ovojev  $N_1$  se bosta prav tako spremenili napetostna prestava  $K_U$  in tokovna prestava  $K_I$  transformatorja. Zaradi tega se spremenijo nazivni podatki sistema za UTV, kar ni vedno dovoljeno. Lahko pa spremenimo presek železnega jedra transformatorja  $A_{Fe}$ . Če ga zmanjšamo, se bo pri enakem magnetnem pretoku  $\Phi_m$  povečala gostota magnetnega pretoka  $B$  v železnem jedru transformatorja. Posledično se bo zmanjšal razpon magnetnega pretoka pri enakem razponu gostote magnetnega pretoka  $B$ , zaradi česar bodo pulzi napajalne napetosti krajši.

Od spremembe magnetnega pretoka po času  $d\Phi_m/dt$  sta odvisni inducirani napetosti obeh vej sekundarnega navitja transformatorja za UTV, torej (2.10) in (2.11). Od teh dveh napetosti je odvisna napetost na izhodnih sponkah transformatorja z diodnim usmernikom  $u_{br}$ , od te napetosti pa je odvisen bremenski tok  $i_{br}$  (Slika 6.6). Bremenski tok  $i_{br}$  v laboratorijskem sistemu za UTV teče po vodniku z upornostjo  $R_{br}$  in induktivnostjo  $L_{br}$ . Obe vrednosti sta snovno-geometrijski lastnosti uporabljenega vodnika, ki nadomešča varilne klešče in varjene pločevine sistema za UTV. V tem poglavju bomo upornost  $R_{br}$  in induktivnost  $L_{br}$  obravnavali kot konstanti, v naslednjem poglavju pa bomo analizirali njun vpliv na delovanje sistema za UTV. Pri dejanskem varjenju se namreč lahko varilna upornost  $R_{br}$ , ki je del upornosti  $R_{br}$ , ves čas spreminja.

Vpliv amplitude napajalne napetosti  $u_1$  in dolžine pulza napajalne napetosti na vrednost bremenskega toka  $i_{br}$  lahko analiziramo na intervalu napetosti  $u_1$  med časoma  $t_{p0}$  in  $t_{p4}$  (Slika 6.3) ter na istem intervalu

bremenskega toka  $i_{br}$  (Slika 6.6). Pri tem sta bila pulza napajalne napetosti z začetkoma pri času  $t_{p0}$  in  $t_{p1}$  dolga 0,5 ms ali daljša, pulza z začetkoma pri času  $t_{p2}$  in  $t_{p3}$  pa sta bila nekoliko krajša od 0,5 ms. To potrjujejo sive puščice pri abscisni osi, ki označujejo 0,5 ms od začetka pulza napajalne napetosti (Slika 6.3). Kljub krajšemu pulzu napajalne napetosti in posledično krajšemu času naraščanja bremenskega toka  $T_x$  bremenski tok  $i_{br}$  v intervalu med časoma  $t_{p2}$  in  $t_{p3}$  vseeno doseže povprečno maksimalno vrednost bremenskega toka  $i_{max}$  (Slika 6.6). To je posledica nekoliko višje vrednosti napajalne napetosti  $u_1$ , ki povzroči večjo strmino naraščanja bremenskega toka. V naslednjem intervalu med časoma  $t_{p3}$  in  $t_{p4}$  varilni tok ne doseže vrednosti toka  $i_{max}$ . To je posledica krajšega pulza napajalne napetosti (Slika 6.3), ki skrajša tudi čas naraščanja varilnega toka  $T_x$ . Zaradi manjše amplitude napetosti  $u_1$ , ki se med trajanjem pulza zmanjšuje, je manjša tudi strmina naraščanja bremenskega toka. Zaradi tega je v tem intervalu maksimalna vrednost bremenskega toka manjša od  $i_{max}$ . Posledično bo krajši tudi čas padanja vrednosti bremenskega toka  $T_y$  do vrednosti  $i_{min}$ . Spremembo bremenskega toka od  $i_{min}$  do  $i_{max}$  in obratno smo označili z  $\Delta i_{br}$ , ki podaja valovitost bremenskega toka  $i_{br}$  v ustaljenem delu varilnega cikla. Skrajšanje pulza napajalne napetosti dvojno vpliva na čas polovice periode, saj se skrajšata oba časa ( $T_x$  in  $T_y$ ), ki sestavljata čas polovice periode.



Slika 6.6: Časovni potek nihanja bremenskega toka  $i_{br}$

Dolžina periode napajalne napetosti  $T_P$  je torej odvisna predvsem od spremembe bremenskega toka  $di_{br}/dt$  in spremembe gostote magnetnega pretoka  $dB/dt$ . Pri istih mejnih vrednostih bremenskega toka  $i_{min}$ ,  $i_{max}$  in gostote magnetnega pretoka  $B_{max}$  periodo napajalne napetosti skrajšajo: 1) večja sprememba gostote magnetnega pretoka po času  $dB/dt$ , 2) manjša sprememba naraščanja bremenskega toka po času  $di_{br}/dt$ , 3) krajši čas naraščanja bremenskega toka  $T_x$  in 4) večja sprememba padanja bremenskega toka po času  $di_{br}/dt$ . Na spremembo gostote magnetnega pretoka po času  $dB/dt$  vplivajo število ovojev  $N_1$ , presek železnega jedra  $A_{Fe}$  in inducirana napetost  $e_1$ . Na končno vrednost  $B$  pa vpliva tudi trenutek detekcije nasičenja železnega jedra. Na inducirano napetost  $e_1$  vplivata napetost enosmernega vodila  $u_{DC}$  in velikost primarnega toka  $i_1$ , ki povzroča padec napetosti na upornostih in induktivnostih primarnega navitja, kabla in tranzistorskega razsmernika. Na spremembo bremenskega toka po času  $di_{br}/dt$  vplivajo upornost  $R_{br}$  in induktivnost  $L_{br}$ , velikost bremenskega toka  $i_{br}$  ter velikost napetosti na izhodnih sponkah

transformatorja  $u_{br}$ , ki je odvisna od inducirane napetosti obeh sekundarnih navitij, padcev napetosti na obeh vejah sekundarnega navitja in padcev napetosti na diodnem usmerniku. V nadaljevanju bomo tako obravnavali le parametre procesa UTV, saj na ostale spremenljivke in parametre nimamo vpliva.

### 6.3 Čas vzpona primarnega toka transformatorja

Na dolžino periode vpliva tudi čas vzpona primarnega toka transformatorja, ki ga bomo določili na primeru pulza napajalne napetosti  $u_1$  (Slika 6.7a). Ta pulz se začne pri času  $t_a$  in konča pri času  $t_d$  ter ima dolžino  $T_A$ . V ustaljenem delu varilnega cikla primarni tok ne teče v času med pulzi napajalne napetosti (Slika 6.7b). Zato mora v tem delu primarni tok narasti od 0 A do delovne vrednosti primarnega toka, ko na primarno navitje pritisnemo napetost  $u_1$ . Delovna vrednost primarnega toka pa je odvisna od vrednosti bremenskega toka in je v ustaljenem stanju od te vrednosti manjša za faktor tokovne prestave transformatorja  $K_I$ . Pri trenutni vrednosti bremenskega toka  $i_{br} = 11$  kA znaša trenutna vrednost primarnega toka  $i_1 = \pm 200$  A. Čas, ki ga je primarni tok potreboval za spremembo od 0 do delovne vrednosti, pa imenujemo čas vzpona primarnega toka  $T_B$  (Slika 6.7b). Ta čas je med obratovanjem odvisen le od velikosti bremenskega toka  $i_{br}$  in napajalne napetosti  $u_1$ . Če upoštevamo še konstrukcijo transformatorja, pa na ta čas vplivajo razsipane induktivnosti navitij transformatorja za UTV, ki omejujejo strmino naraščanja primarnega toka in spremembo obeh sekundarnih tokov.

Čas vzpona primarnega toka lahko v opazovanem primeru (Slika 6.7b) določimo z enačbo (6.1).

$$T_B = t_b - t_a \quad (6.1)$$

Pri tem sta:

- $t_a$  – čas začetka pulza napajalne napetosti,
- $t_b$  – čas, pri katerem primarni tok doseže delovno vrednost.

Napajanje transformatorja za UTV med časom vzpona primarnega toka  $T_B$  ne pripomore k naraščanju bremenskega toka  $i_{br}$ , zato ta še naprej upada (Slika 6.7c) in podaljšuje čas padanja bremenskega toka  $T_y$  (Slika 6.6). Ker transformator napajamo, bremenski tok pa ne narašča, bomo določili efektivno dolžino pulza napajalne napetosti  $T_C$ . Ta zajema le del pulza napajalne napetosti, pri katerem vrednost bremenskega toka  $i_{br}$  narašča in je enaka času  $T_x$ . V opazovanem primeru (Slika 6.7c) lahko efektivno dolžino pulza napajalne napetosti transformatorja določimo z:

$$T_C = T_A - T_B = t_d - t_b \quad (6.2)$$

Pri tem so:

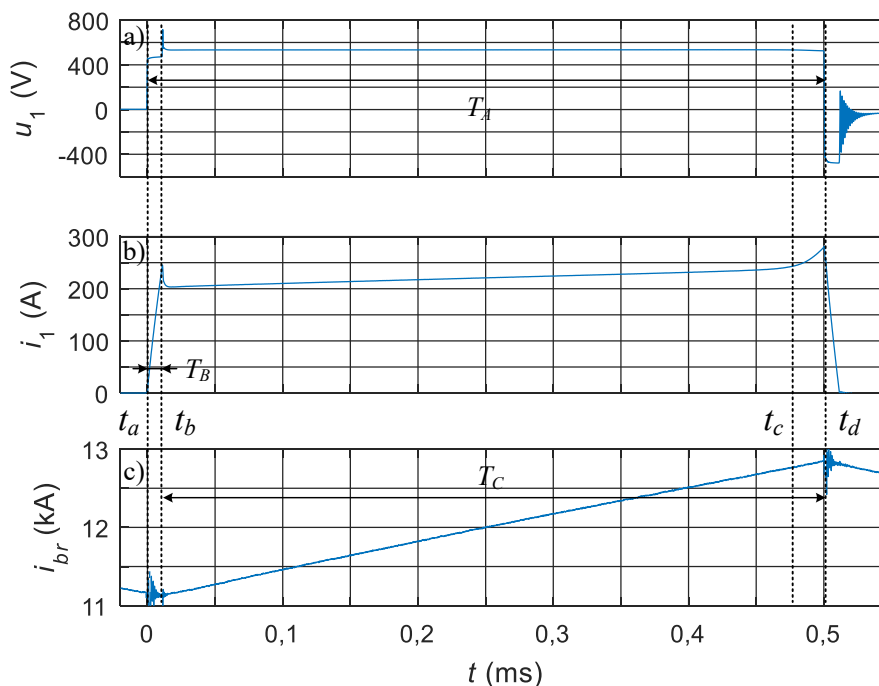
- $T_A$  – celotna dolžina pulza napajalne napetosti,
- $T_B$  – čas vzpona primarnega toka v opazovanem pulzu,
- $t_d$  – čas konca pulza napajalne napetosti transformatorja.

Ker opazovani varilni cikel vsebuje  $n_p = 104$  pulze napajalne napetosti, bomo določili skupno dolžino pulzov napajalne napetosti v varilnem ciklu  $T_{ON}$  z enačbo (6.3):

$$T_{ON} = \sum_{n=1}^{n_p} T_A(n) \quad (6.3)$$

Skupni čas vzponov primarnega toka v varilnem ciklu  $T_{vz}$  lahko določimo z uporabo enačbe (6.4):

$$T_{vz} = \sum_{n=1}^{n_p} T_B(n) \quad (6.4)$$



Slika 6.7: Izmerjeni časovni poteki: a) pulza napajalne napetosti  $u_1$ , b) pulza primarnega toka  $i_1$  in c) bremenskega toka  $i_{br}$  ter določitev časa vzpona primarnega toka

Določimo lahko tudi skupni efektivni čas napajanja transformatorja  $T_{ef}$  z enačbo (6.5). Pri tem je v (6.3), (6.4) in (6.5)  $n$  števec pulzov napajalne napetosti.

$$T_{ef} = \sum_{n=1}^{n_p} T_C(n) \quad (6.5)$$

Zaradi manjšega števila pulzov napajalne napetosti ( $n_p = 104$ ) pri uporabi algoritma MSCHC glede na število pulzov napajalne napetosti ( $n_p = 200$ ) pri uporabi PŠM pričakujemo skrajšanje skupnega časa napajanja transformatorja  $T_{ON}$ . Skrajšanje skupnega časa napajanja  $T_{ON}$  je posledica skrajšanja skupnega časa vzponov primarnega toka  $T_{vz}$ . Zaradi krajšega časa napajanja sistema za UTV lahko pri enaki oddani moči pričakujemo tudi zmanjšanje izgub sistema za UTV, kar bomo skušali potrditi v nadaljevanju.

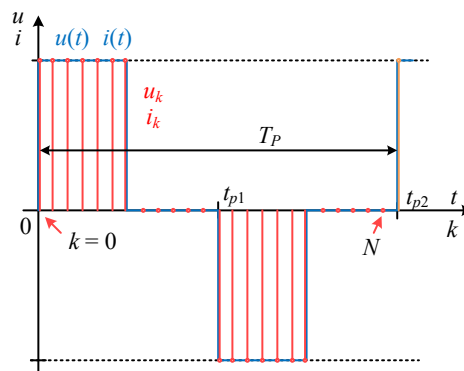
#### 6.4 Izračun efektivnih vrednosti napetosti in tokov ter izračun moči

Da bomo lahko v naslednjem poglavju primerjali različne varilne cikle, moramo najprej definirati pogoje primerjave. Zraven že opisanih časov napajanja, števila pulzov napajalne napetosti in valovitosti bremenskega toka bi zagotovo želeli opazovati še efektivne vrednosti (angl. *root-mean-square* – RMS) izmerjenih napetosti in tokov v ustaljenih delih varilnih ciklov. Opazovati želimo tudi delovne moči v ustaljenih delih varilnih ciklov in na podlagi teh izračunati izgube na posameznih delih sistema za UTV in njihove izkoristke. Da bomo zajeli celoten varilni cikel, bomo izračunali tudi pretoke električne

energije skozi opazovane točke sistema (Slika 2.16). Zaradi spremenljive dolžine periode napajalne napetosti pa določitev efektivnih vrednosti in moči ni tako enostavna.

Ugotovili smo že, da je časovni potek napajalne napetosti ponovljiv, vendar se dolžina periode med varilnim ciklom spreminja pri uporabi algoritma MSCHC (Slika 6.4). Ker je vsaka perioda različno dolga, vsebuje tudi različno število odčitanih vrednosti napetosti in tokov, kar moramo določiti pri izračunu efektivne vrednosti. Posledično efektivne vrednosti ne moremo več računati v drsečem oknu po en odčitek (angl. *moving or running* – RMS), temveč bomo uporabili nekoliko nestandarden pristop. Efektivno vrednost bomo izračunali za vsako periodo, ki smo jo določili na podlagi začetkov pulzov napajalne napetosti (Slika 6.4). Pri tem bi si lahko pomagali tudi z veliko kompleksnejšo valjčno transformacijo (angl. *wavelet transformation*) [64]. Pri uporabi te transformacije se lahko frekvence opazovanih signalov spreminjajo, kar pri uporabi Fourierjeve analize ni možno. Tako bi lahko določili zvezne časovne poteke efektivnih vrednosti izmerjenih napetosti in tokov kljub spremenljivi dolžini periode. Ker bi se efektivna vrednost v primeru uporabe valjčne transformacije spreminjala med varilnim ciklom, bi morali tudi v tem primeru poiskati povprečno efektivno vrednost ustaljenega dela varilnega cikla. Ker je efektivna vrednost le predstavitev izmeničnega poteka napetosti ali toka z ekvivalentnim enosmernim, bomo efektivne vrednosti izračunali za vsako periodo posebej in nato določili povprečno efektivno vrednost napetosti ali toka v ustaljenem delu varilnega cikla.

V nadaljevanju bomo pojasnili izračun efektivne vrednosti napetosti  $U_{RMS}$  na podlagi časovno zvezne napetosti  $u(t)$  in na podlagi časovno diskretne napetosti  $u_k$ . Ker je v eni periodi izmerjenih napetosti in tokov testnega sistema za UTV preveč odčitkov, da bi jih lahko prikazali, smo pripravili poenostavljen primer z  $N = 24$  odčitki napetosti v eni periodi (Slika 6.8). V primeru velikega števila odčitkov lahko natančno določimo dolžino pulza in opazujemo različne prehodne pojave. V predstavljenem poenostavljenem primeru je oblika napetosti  $u$  enaka obliki napajalne napetosti transformatorja  $u_1$ . Za lažjo predstavitev pa naj bo še oblika toka  $i$  enaka obliki napetosti  $u$ .



Slika 6.8: Pojasnilo izračuna efektivne vrednosti napetosti

Efektivno vrednost časovno zveznega poteka napetosti  $u(t)$  lahko določimo z integralom (6.6):

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_P} \int_0^{t_{p2}} u^2(t) dt} \quad (6.6)$$

Efektivno vrednost časovno diskretnega poteka napetosti  $u_k$  pa lahko določimo po enačbi (6.7):



$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^N u_k^2} \quad (6.7)$$

Pri tem je  $N$  število vseh odčitanih vrednosti napetosti v opazovani periodi. V izračunu pa ne smemo zajeti odčitka napetosti pri času  $t_{p2}$ , saj ta pripada naslednji periodi in bo zajet v naslednjem izračunu efektivne vrednosti. Ta odčitek napetosti je prikazan z oranžno barvo (Slika 6.8). Izračun efektivne vrednosti  $U_{RMS}$  (6.7) smo ponovili enkrat za vsako periodo, ki smo jo določili v opazovanem varilnem ciklu (Slika 6.4). Število izračunov  $U_{RMS}$  je tako za dva izračuna manjše od števila vseh pulzov napajalne napetosti, saj zadnjemu pulzu napajalne napetosti ne moremo določiti časa periode, dodatno pa v izračunih efektivne vrednosti uporabljamo dva pulza napajalne napetosti (Slika 6.8).

Enak postopek izračuna efektivne vrednosti je uporabljen tudi za izračun efektivne vrednosti izmerjenega toka  $I_{RMS}$ . Pri tem izračunu smo uporabili enake začetke in konce periode kot v primeru izračuna napetosti  $U_{RMS}$  (6.7). Zaradi tega bodo v izračunu uporabljeni tudi enaki odčitki toka  $k$ , kot so bili odčitki napetosti. Efektivno vrednost toka  $I_{RMS}$  smo določili z uporabo enačbe (6.8).

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^N i_k^2} \quad (6.8)$$

Na podlagi napetosti in toka lahko izračunamo tudi delovno moč  $P$ , ki jo v opazovani periodi določimo z enačbo (6.9).

$$P = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N p_k = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N u_k \cdot i_k \quad (6.9)$$

Zaradi spreminjanja dolžine period bomo izračunali tudi energije  $W$  v celotnem varilnem ciklu. Pri tem izračunu ni treba določiti period, temveč le začetek in konec varilnega cikla (Slika 6.1). Tak izračun je zato primeren tudi za obravnavo neperiodičnih časovnih potekov napetosti in tokov, saj moramo določiti prvi upoštevanj odčitek v izračunu, ki sovpada z začetkom varilnega cikla, in zadnji upoštevanj odčitek, ki sovpada s koncem varilnega cikla. Potrebujemo le še čas med eno in drugo izmerjeno vrednostjo oziroma čas vzorčenja  $T_S$  (angl. *sample time*), ki mora biti konstanten. Pri uporabi merilnega sistema DAQ je ta konstanten. Pri tem smo izbrali najhitrejši možen čas vzorčenja sistem DAQ, ki znaša  $T_S = 0,1 \mu\text{s}$ . Energijo izmerjene napetosti in toka lahko določimo z enačbo (6.10).

$$W = \sum_{k=0}^N u_k \cdot i_k \cdot T_S \quad (6.10)$$

Pri izračunu energije moramo poudariti, da časi koncev varilnih ciklov niso enaki za primarni in sekundarni tokokrog. Varilni cikel se za primarni tokokrog konča pri času  $t_2$  (Slika 6.1), ko primarni tok preneha teči, kar se zgodi le nekaj mikrosekund po koncu zadnjega pulza napajalne napetosti transformatorja. Medtem pa bremenski tok veliko počasneje pada proti vrednosti 0, kar lahko traja tudi več deset milisekund. Zato moramo v sekundarnih tokokrogih namesto časa  $t_2$  za izračun energije uporabiti čas  $t_3$ , pri katerem tudi sekundarna toka prenehata teči (Slika 6.1). S tem se prav tako poveča število odčitkov  $N$  v izračunu energije  $W$  po (6.10). Če za izračun energije v primarnem tokokrogu uporabimo čas  $t_3$ , lahko s tem samo povečamo napako v izračunu, saj takrat tok v primarnem tokokrogu ne teče.

V nadaljevanju bomo najprej obravnavali izmerjeno napetost in tok enosmernega vodila. V časovnem poteku napetosti  $u_{DC}$  (Slika 6.9a) najprej opazimo precejšnje nihanje napetosti enosmernega vodila, ki niha med 520 V in 580 V. V prehodnem delu varilnega cikla med časoma  $t_0$  in  $t_1$  pa je vrednost

napetosti še nižja. To nihanje napetosti enosmernega vodila je posledica uporabe diodnega usmernika in napajanja tega iz omrežja (Slika 2.3). Diodni usmernik polni kondenzatorje enosmernega vodila z usmerjeno napetostjo omrežja  $u_{USM}$  (2.5). Zato napetost enosmernega vodila niha s frekvenco 300 Hz oziroma s periodo 3,33 ms. Medtem algoritem MSCHC prek razsmernika prazni kondenzatorje enosmernega vodila s preklapljanjem tranzistorjev z določeno stikalno frekvenco. Stikalna frekvenca razsmernika sovpada s periodo napajalne napetosti transformatorja, ki v obravnavanem primeru znaša med 1,9 ms in 2 ms (Slika 6.4). Pripadajoča stikalna frekvenca v tem primeru znaša med 500 Hz in 526 Hz.

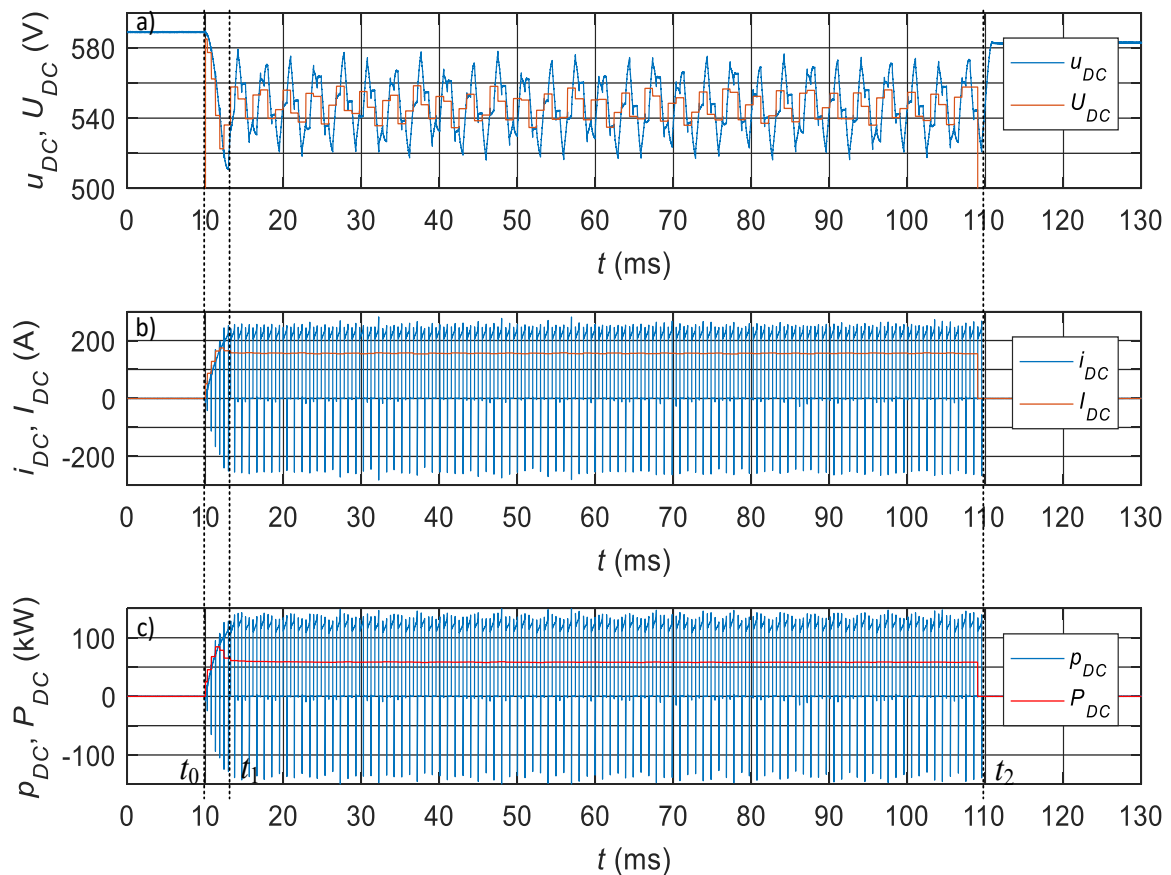
Časovni potek napetosti enosmernega vodila torej vsebuje nihanje z dvema različnima frekvencama. Take časovne poteke navadno obravnavamo s Fourierevo analizo. Ker se stikalna frekvenca spreminja, ne moremo uporabiti Fouriereve analize, saj ta zahteva konstantno frekvenco izmerjene napetosti. Podobna težava nastane tudi pri generiranju napetosti z nazivno frekvenco transformatorja za UTV (1 kHz), saj ta frekvenca ni celi večkratnik frekvence nihanja usmerjene napetosti omrežja  $u_{USM}$ , ki znaša 300 Hz. Fourierevo analizo bi lahko uporabili le pri konstantnih stikalnih frekvencah 600 Hz, 900 Hz, 1200 Hz in tako naprej, saj so te frekvence drugi, tretji, in četrti večkratnik osnovne frekvence, s katero niha usmerjena napetost omrežja  $u_{USM}$ . Te večkratnike imenujemo tudi harmonske komponente.

Efektivno vrednost napetosti enosmernega vodila lahko natančno določimo le, če v (6.6) vstavimo tak časovni potek napetosti  $u_{DC}$ , pri katerem se časovni potek začne hkrati z začetkom obeh različnih period in konča hkrati s koncem obeh različnih period [65]. Posledično bi morali začetek varilnega cikla sinhronizirati z usmerjeno napetostjo omrežja  $u_{USM}$ . V primeru period z dolžino 3,33 ms in 2 ms bi lahko vstavili časovni potek napetosti  $u_{DC}$  z minimalno dolžino 10 ms, saj je to prvi skupni večkratnik dolžine obeh period. Lahko pa v izračunu efektivne vrednosti uporabimo daljši interval, ki zajema za poljuben večkratnik minimalne dolžine daljši časovni potek napetosti  $u_{DC}$ . Ker se med varilnim ciklom stikalna frekvenca spreminja, bomo zelo težko poiskali takšni dve točki v časovnem poteku napetosti enosmernega vodila. V prvi točki bi se namreč morali obe periodi začeti, v drugi točki pa bi se obe periodi morali končati. V nadaljevanju analize bomo obravnavali različne varilne cikle, pri katerih bo stikalna perioda drugačna in takšni dve točki niti teoretično ne bosta obstajali v 100 ms dolgem varilnem ciklu. Zato bomo vse efektivne vrednosti in moči izračunali na podlagi stikalne periode, ki smo jo že določili (Slika 6.4). Nato bomo iz izračunanih efektivnih vrednosti določili povprečne efektivne vrednosti v ustaljenem delu varilnega cikla. Enako velja tudi za izračunane moči, na podlagi katerih bomo določili povprečno moč v ustaljenem delu varilnega cikla.

V primeru izmerjene napetosti enosmernega vodila smo najprej izračunali efektivne vrednosti napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}$  z uporabo (6.7) (Slika 6.9a). Na podlagi izmerjenega primarnega toka transformatorja  $i_1$  smo določili tok enosmernega vodila  $i_{DC}$ , ki je enak absolutni vrednosti primarnega toka transformatorja  $i_1$ , ki ji nato določimo enak predznak, kot jo ima trenutna moč primarnega navitja  $p_1$ . Nato smo z uporabo (6.8) določili efektivne vrednosti toka enosmernega vodila  $I_{DC}$  (Slika 6.9b). V nadaljevanju smo na podlagi (6.9) določili še delovno moč enosmernega vodila  $P_{DC}$  (Slika 6.9c). Obe efektivni vrednosti in moč smo izračunali enkrat za vsako določeno periodo (Slika 6.4). Izračunane vrednosti  $U_{DC}$ ,  $I_{DC}$  in  $P_{DC}$  z uporabo enačb (6.7), (6.8) in (6.9) so prikazane v celotni dolžini prve polovice v izračunu upoštevané periode (Slika 6.9). V drugi polovici v izračunu upoštevané periode pa je prikazana izračunana vrednost naslednje periode.

V časovnem poteku izmerjene napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$  najprej opazimo, da ta na začetku varilnega cikla pri času  $t_0$  ne znaša pričakovanih 566 V, temveč je celo nekoliko večja od 580 V (Slika

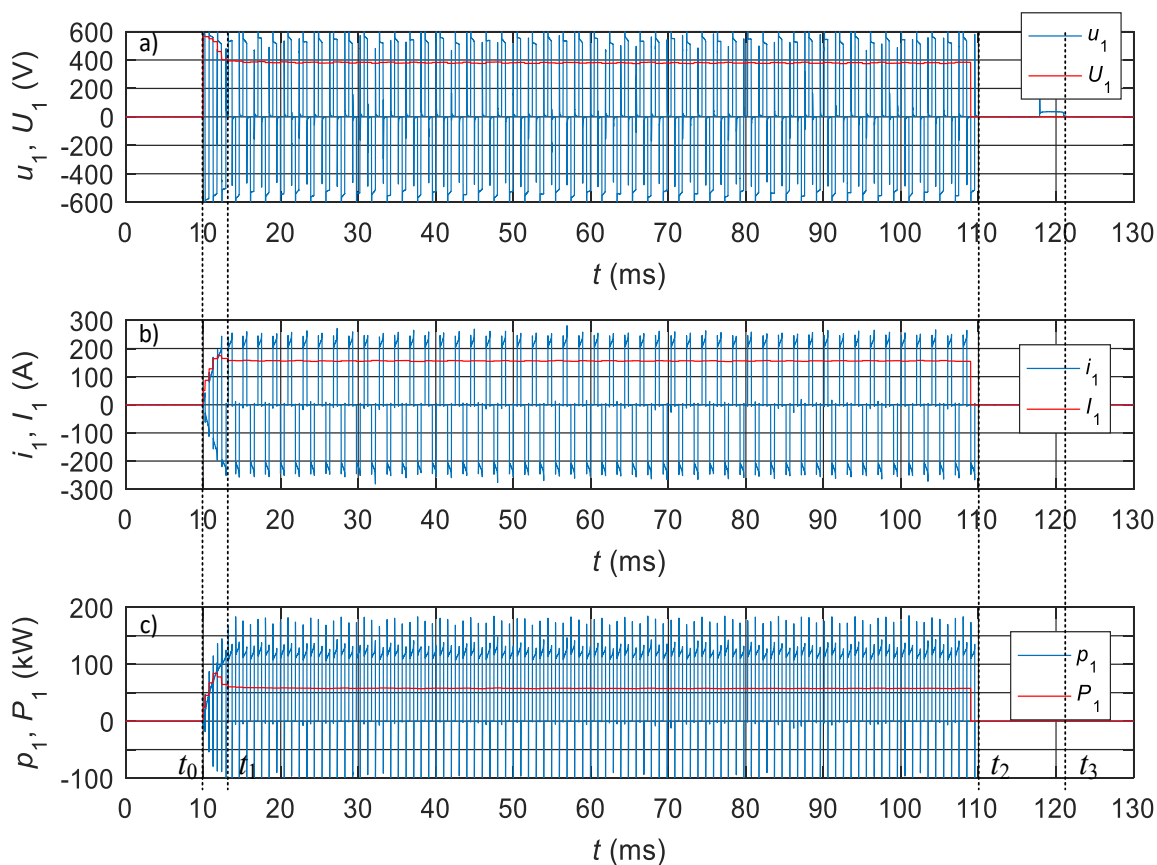
6.9a). To je lahko posledica le povišane napetosti omrežja, zaradi česar se poveča tudi usmerjena napetost omrežja  $u_{USM}$  (2.1). Med obratovanjem sistema za UTV med časoma  $t_1$  in  $t_2$  napetost  $u_{DC}$  niha. Zaradi krajše dolžine periode izračuna efektivne vrednosti od dolžine periode nihanja se spreminjajo tudi efektivne vrednosti (Slika 6.9a). Izmerjen tok enosmernega vodila  $i_{DC}$  preseže vrednost 200 A, medtem ko njegova efektivna vrednost  $I_{DC}$  znaša nekaj več kot 150 A (Slika 6.9b). Določili smo tudi trenutno moč enosmernega vodila  $p_{DC}$  in povprečno delovno moč v posamezni periodi  $P_{DC}$  (Slika 6.9c). Pri tem lahko v prehodnem delu varilnega cikla med časoma  $t_0$  in  $t_1$  opazimo povečano efektivno vrednost toka  $I_{DC}$  in tudi moči  $P_{DC}$ . V nadaljevanju analize bomo zato pozorni, kje se ta moč potroši. V časovnem poteku trenutne moči  $p_{DC}$  opazimo tudi negativne konice, kar pomeni, da se energija po koncu vsakega pulza napajalne napetosti vrne nazaj na enosmerno vodilo.



Slika 6.9: Časovni potek: a) napetosti na enosmernem vodilu  $u_{DC}$ , b) toka enosmernega vodila  $i_{DC}$  in c) moči enosmernega vodila  $p_{DC}$  ter izračunanih efektivnih vrednosti  $U_{DC}$ ,  $I_{DC}$  in moči  $P_{DC}$

V tem poglavju bomo izpustili obravnavo merilnega mesta na izhodnih sponkah razsmernika in bomo prešli kar na merilno mesto na vhodnih sponkah transformatorja za UTV (Slika 2.16). Med tema točkama je namreč le povezovalni kabel, zaradi česar je razlika med napetostjo na izhodnih sponkah razsmernika in na vhodnih sponkah transformatorja zelo mala. Na podlagi te meritve bomo lahko v nadaljevanju določili izgube na kablu med pretvornikom in transformatorjem za UTV. Ugotovili smo že, da si v časovnem poteku izmerjene napajalne napetosti transformatorja  $u_1$  pulzi v prehodnem delu varilnega cikla med časoma  $t_0$  in  $t_1$  sledijo hitro eden za drugim (Slika 6.4). Ker so amplitude napajalne napetosti približno enake, je v tem delu efektivna vrednost napajalne napetosti transformatorja  $U_1$

manjša od napetosti  $U_{DC}$  za padec napetosti na pretvorniku in kablu (Slika 6.10a). Dodatno pa napetost  $U_1$  zmanjša še mrtvi čas, ki zmanjša prevajalno razmerje. Ko se v ustaljenem delu varilnega cikla med časoma  $t_1$  in  $t_2$  med pulzi napajalne napetosti pojavijo stanja napajalne napetosti  $u_1 = 0$ , se efektivna vrednost napetosti  $U_1$  zmanjša. V prehodnem delu varilnega cikla se povečuje efektivna vrednost primarnega toka  $I_1$ , medtem ko je v ustaljenem delu varilnega cikla ta približno enaka (Slika 6.10b). V časovnem poteku trenutne moči na primarnem navitju  $p_1$  opazimo tudi konice z negativnimi vrednostmi, ki so posledica vračanja električne energije nazaj na enosmerno vodilo po koncu vsakega pulza napajalne napetosti (Slika 6.10c). Ta energija se je med pulzom napajalne napetosti shranila predvsem v razsipanih induktivnostih navitij transformatorja oziroma v razsipanem magnetnem pretoku. Te konice znižujejo povprečno moč na primarnem navitju  $P_1$ . V prehodnem delu varilnega cikla opazimo prenehaj povprečne vrednosti moči  $P_1$ , kar smo opazili tudi v poteku moči na enosmernem vodilu  $P_{DC}$  (Slika 6.9c). Ta moč se torej ni potrošila med enosmernim vodilom in primarnim navitjem.

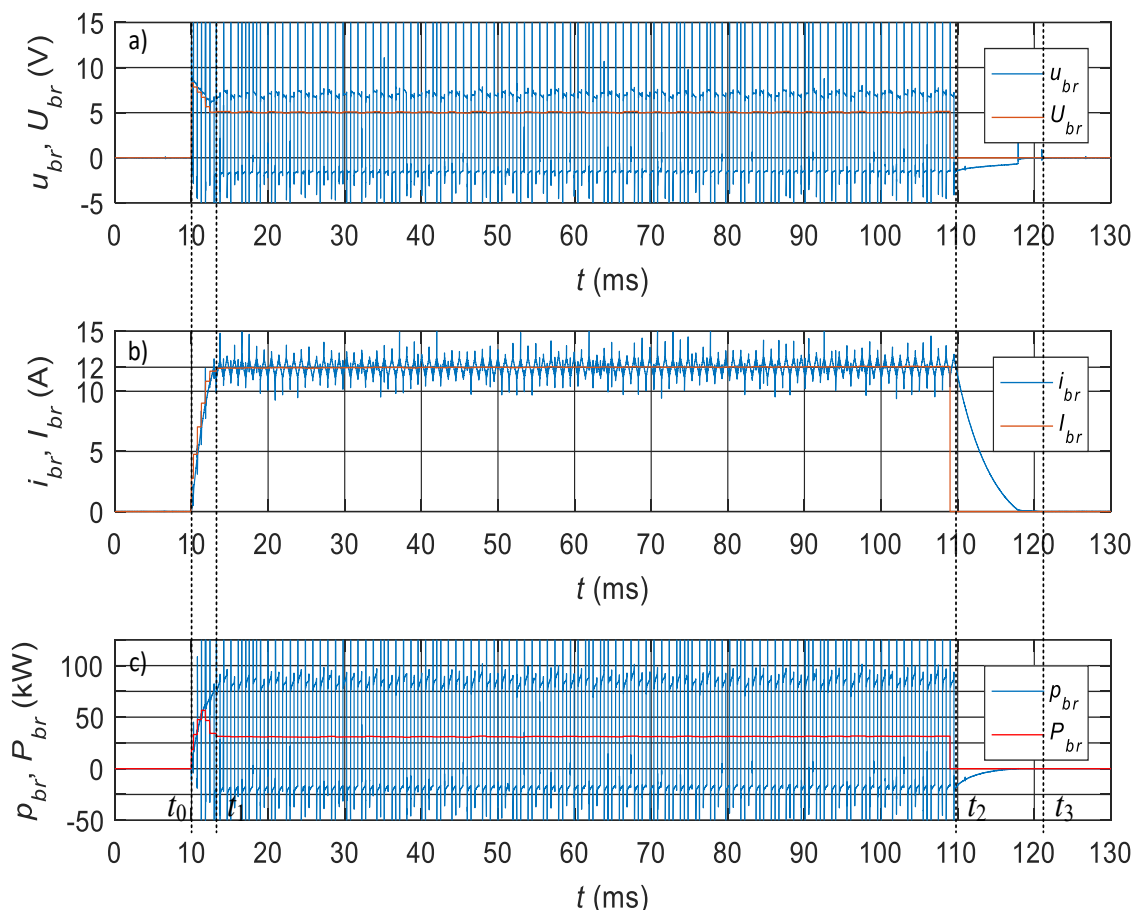


Slika 6.10: Časovni poteki: a) napajalne napetosti transformatorja  $u_1$ , b) primarnega toka  $i_1$  in c) sprejete moči transformatorja  $p_1$  ter izračunanih efektivnih vrednosti  $U_1, I_1$  in povprečne moči v periodi  $P_1$

V nadaljevanju bomo najprej obravnavali izmerjen bremenski tok  $i_{br}$  in izmerjeno napetost na bremenu  $u_{br}$ . Ta napetost je odvisna od napajalne napetosti transformatorja za UTV  $u_1$ , zato si tudi v časovnem poteku napetosti  $u_{br}$  pulzi napajalne napetosti v prehodnem delu sledijo eden za drugim brez prekinitev napajanja. Zaradi tega je v tem delu večja tudi efektivna vrednost napetosti na bremenu  $U_{br}$  (Slika 6.11a). Pri izračunu efektivnih vrednosti napetosti  $U_{br}$  in toka  $I_{br}$  ter pri izračunu moči  $P_{br}$  smo uporabljali enake dolžine period, kot smo jih določili na podlagi časovnega poteka izmerjene primarne

napetosti  $u_1$  (Slika 6.4). Kljub povečani vrednosti napetosti  $U_{br}$  v prehodnem delu varilnega cikla ta upada zaradi padcev napetosti na diodnem usmerniku, transformatorju, povezovalnem kablu in razsmerniku ter zaradi padanja napetosti na enosmernem vodilu  $U_{DC}$  (Slika 6.9a). Zaradi povečane vrednosti napetosti  $U_{br}$  se efektivna vrednost bremenskega toka  $I_{br}$  hitro povečuje. Pri tem pa v prehodnem delu ne zaznamo povečanja vrednosti  $I_{br}$  nad vrednost v ustaljenem delu varilnega cikla (Slika 6.11b). V časovnem poteku moči  $p_{br}$  vidimo, da je ta med varilnim ciklom tudi negativna in doseže vrednosti  $-50$  kW. Takrat energija, shranjena v induktivnosti bremena  $L_{br}$ , napaja sekundarno navitje transformatorja. Zaradi tega se zniža povprečna moč na bremenu  $P_{br}$  (Slika 6.11c). Opazimo tudi, da po koncu napajanja transformatorja za UTV pri času  $t_2$  bremenski tok  $i_{br}$  počasi pada proti vrednosti 0, ki jo doseže pri času  $t_3$ . Počasno padanje bremenskega toka  $i_{br}$  je posledica energije, shranjene v induktivnosti bremena  $L_{br}$ , ki se počasi troši na upornosti bremena  $R_{br}$ , na upornostih sekundarnega dela transformatorja  $R_{21}$  in  $R_{22}$  ter na upornosti diodnega usmernika  $R_{20}$ . Energijo, shranjeno v induktivnosti  $L_{br}$ , pri toku  $I_{br} = 12$  kA ocenimo z enačbo (6.11):

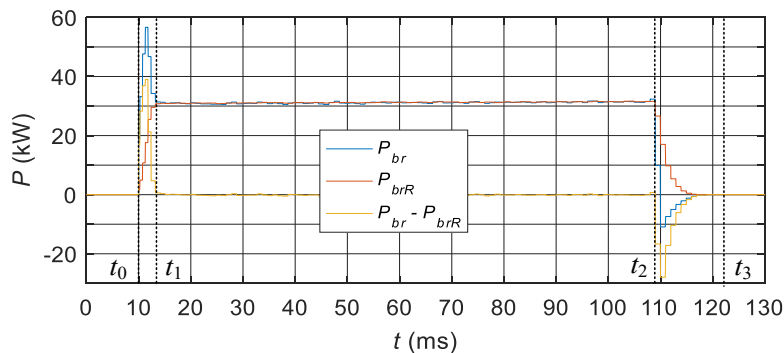
$$W_{Lbr} = \frac{I_{br}^2 L_{br}}{2} = \frac{(12 \cdot 10^3)^2 \cdot 1,3 \cdot 10^{-6}}{2} = 93,6 \text{ J} \quad (6.11)$$



Slika 6.11: Časovni potek: a) napetosti na bremenu  $u_{br}$ , b) bremenskega toka  $i_{br}$  in c) moči na bremenu  $p_{br}$  ter izračunani efektivni vrednosti  $U_{br}$ ,  $I_{br}$  in povprečne moči v periodi  $P_{br}$

Energija  $W_{L_{br}}$  shranjena v induktivnosti  $L_{br}$  sicer ni velika in se na opisanih upornostih večinoma potroši v manj kot 10 ms med časoma  $t_2$  in  $t_3$ . Ker se del te energije potroši tudi na nadomestnih upornostih sekundarnega dela transformatorja za UTV, je trenutna moč  $p_{br}$  v tem intervalu negativna. Če izračun povprečne moči  $P_{br}$  nadaljujemo tudi po koncu varilnega cikla pri času  $t_2$  in pri tem uporabljamo povprečno periodo varilnega cikla, se negativna moč pojavi tudi v efektivni vrednosti  $P_{br}$  (Slika 6.12). Na podlagi izmerjenega toka in upornosti bremena smo določili moč  $P_{brR}$  po (6.12), ki se troši samo na nadomestni upornosti bremena  $R_{br}$ . Če to moč odštejemo od skupne moči bremena ( $P_{br} - P_{brR}$ ), ostaneta le dve konici moči: ena pozitivna na začetku varilnega cikla in ena negativna na njegovem koncu.

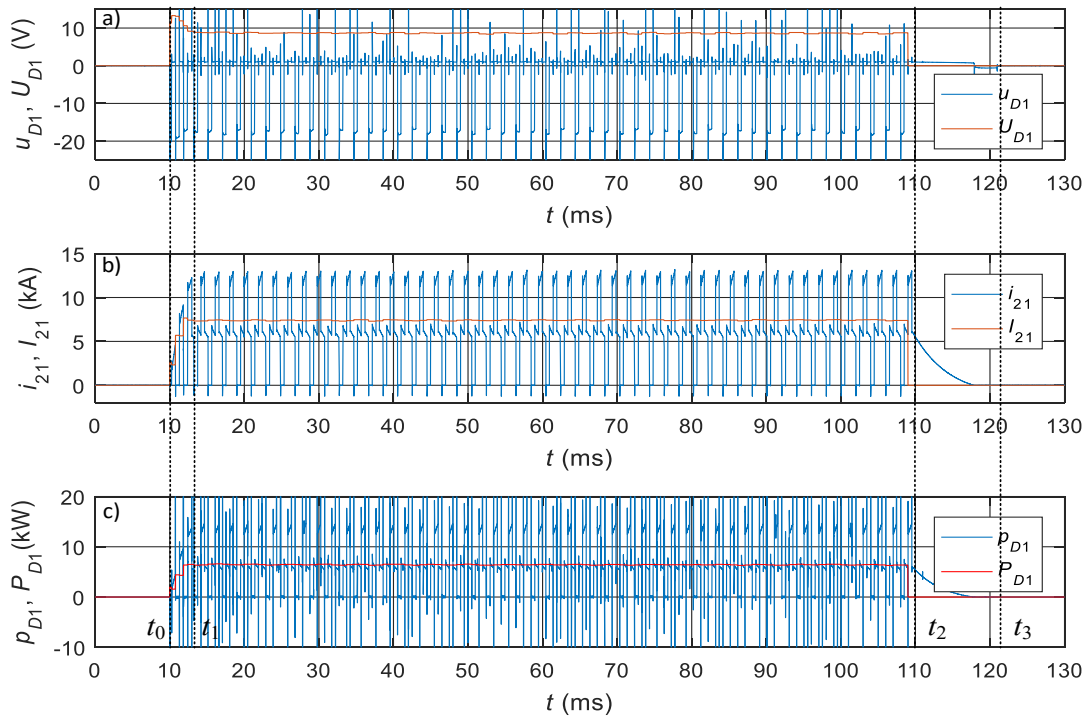
$$P_{brR} = I_{br}^2 R_{br} \quad (6.12)$$



Slika 6.12: Časovni potek povprečne moči na bremenu  $P_{br}$  in povprečne moči na upornosti bremena  $P_{brR}$

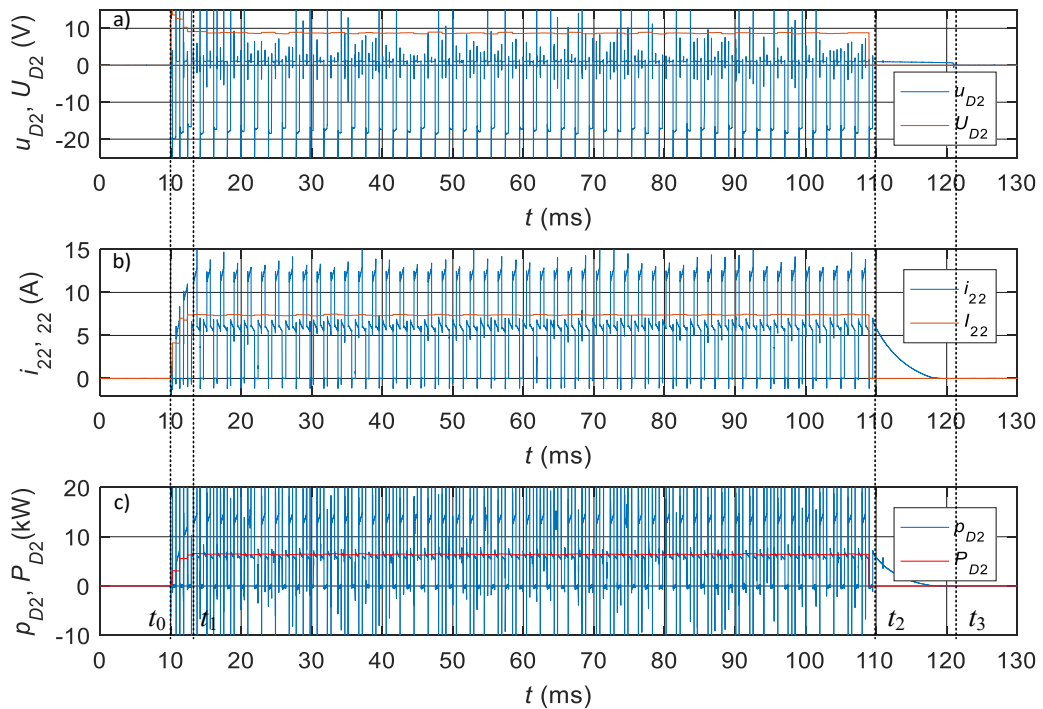
Ti dve konici moči (Slika 6.12) sta posledica polnjenja induktivnosti bremena  $L_{br}$  z energijo  $W_{L_{br}}$  na začetku varilnega cikla in praznjenja induktivnosti bremena  $L_{br}$  z energijo  $W_{L_{br}}$  na koncu varilnega cikla. Konica moči, ki smo jo opazovali pred tem v moči na primarnem navitju  $P_1$  (Slika 6.10c) in v moči na enosmernem vodilu  $P_{DC}$  (Slika 6.9c) med časoma  $t_0$  in  $t_1$ , je torej posledica polnjenja induktivnosti bremena  $L_{br}$  z električno energijo  $W_{L_{br}}$ . Ker se ta energija na koncu varilnega cikla med časoma  $t_2$  in  $t_3$  potroši na upornostih sekundarnega tokokroga  $R_{20}$ ,  $R_{21}$ ,  $R_{22}$  in  $R_{br}$ , bomo v nadaljevanju izračunali tudi skupne potrošene energije na opazovanih mestih sistema za UTV. Energija  $W_{L_{br}}$  bi lahko vplivala tudi na izkoristek sistema za UTV, zato bomo v nadaljevanju izračunali izkoristek na podlagi sprejete in oddane energije sistema za UTV.

Izmerili smo tudi padec napetosti na diodi  $u_{D1}$ , ki zajema celoten nivo zaporne napetosti diode D1 (Slika 6.13a). Zaradi tega iz efektivne vrednosti napetosti  $U_{D1}$  ne moremo razbrati dejanskega padca napetosti na diodi med prevajanjem električnega toka. V časovnem poteku toka  $i_{21}$ , ki teče skozi diodo D1, lahko opazimo tudi konice z negativnimi vrednostmi (Slika 6.13b). Te konice se pojavijo vsakokrat, ko dioda D1 neha prevajati in tok  $i_{21}$  pade na nič. Te konice toka so posledica rekombinacije naboja diode v zaporni smeri (angl. *reverse recovery effect*) [66]. V tem primeru steče tok, ki je posledica naboja, shranjenega v kapacitivnosti diode ob prenehanju prevajanja, v zaporni smeri diode. Ta tok steče skozi sekundarno navitje in se zaključi skozi drugo diodo D2, le da se v tem primeru konica pojavi pri vrednosti toka, ki je enaka bremenskemu toku, in ne pri 0. Ker je tok stekel skozi sekundarno navitje, se ta konica pojavi tudi v primarnem toku, kar smo že opazili (Slika 4.2). Z uporabo izmerjenega padca napetosti na diodi  $u_{D1}$  in toka skozi diodo  $i_{21}$  smo izračunali še trenutno delovno moč  $p_{D1}$ , ki predstavlja trenutne izgube na diodi D1. Z uporabo enačbe (6.9) smo določili tudi povprečne izgube  $P_{D1}$  v obravnavani periodi na diodi D1.



Slika 6.13: Časovni potek: a) padca napetosti na diodi  $u_{D1}$ , b) toka skozi diodo  $i_{21}$  in c) delovne moči oziroma izgub na diodi  $p_{D1}$  ter izračunane efektivne vrednosti  $U_{D1}$  in  $I_{21}$  ter povprečne moči  $P_{D1}$

Enako smo naredili tudi z izmerjenim padcem napetosti na diodi  $u_{D2}$  (Slika 6.14a) in izmerjenim tokom skozi to diodo  $i_{22}$  (Slika 6.14b), kjer smo določili trenutne izgube na diodi  $p_{D2}$  (Slika 6.14c), pripadajoči efektivni vrednosti  $U_{D2}$  in  $I_{22}$  ter povprečne izgube v obravnavani periodi  $P_{D2}$  (Slika 6.14c).



Slika 6.14: Časovni potek: a) padca napetosti na diodi  $u_{D1}$ , b) toka skozi diodo  $i_{21}$  in c) delovne moči oziroma izgub na diodi  $p_{D1}$  ter izračunane efektivne vrednosti  $U_{D1}$  in  $I_{22}$  ter povprečne moči  $P_{D2}$

Pri primerjavi izmerjenih padcev napetosti na diodah  $u_{D1}$  (Slika 6.13a) in  $u_{D2}$  (Slika 6.14a) ugotovimo razliko tik pred koncem varilnega cikla pri času  $t_3$ . Dioda D2 namreč prevaja električni tok vse do časa  $t_3$ , kar potrjuje pozitivna vrednost padca napetosti na diodi  $u_{D2}$ , medtem ko je dioda D1 nehala prevajati električni tok že nekaj milisekund prej, kar potrjuje sprememba napetosti  $u_{D1}$  na negativno oziroma zaporno vrednost. Ker je pri tem v transformatorju tek le tok druge sekundarne veje, je bil ta tok enak magnetilnemu toku  $i_m$  po (2.17). Zaradi tega se je med tem časom morala spremeniti tudi gostota magnetnega pretoka  $B$ , kar potrjuje pulz v časovnem poteku napetosti  $u_1$  pri času  $t_3$  (Slika 6.10a). Pri primerjavi tako izračunanih izgub na diodah  $P_{D1}$  in  $P_{D2}$  ter tokov  $I_{21}$  in  $I_{22}$  s proizvajalčevimi podatki naj poudarimo, da ti podatki niso primerljivi zaradi pulznega napajanja transformatorja za UTV.

Na podlagi vseh izračunanih efektivnih vrednosti napetosti in tokov v posameznih periodah ter povprečnih vrednosti moči v posamezni periodi varilnega cikla smo določili povprečne efektivne vrednosti in povprečne vrednosti moči v ustaljenem delu varilnega cikla med časoma  $t_1$  in  $t_2$ . Pri tem smo uporabljali enake oznake spremenljivk, le da smo jim dodali »\*«. Izračunali smo tudi količino prenesene električne energije čez posamezne točke sistema za UTV (Slika 2.16) v celotnem varilnem ciklu od časa  $t_0$  do časa  $t_2$  za primarni tokokrog oziroma do časa  $t_3$  za sekundarni tokokrog (Tabela 6.1). Ocena merilne napake je podana v prilogi.

V rezultatih (Tabela 6.1) najprej opazimo, da je efektivna vrednost napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$  nekoliko nižja od vrednosti usmerjene napetosti omrežja, ki po (2.1) znaša 566 V. Razlika je posledica nihanja napetosti enosmernega vodila zaradi uporabe diodnega usmernika ter padca napetosti na diodah in priključnem kablu. Nato je napetost na izhodnih sponkah pretvornika  $U_{i1}^*$  še nižja zaradi padcev napetosti na tranzistorjih in predvsem zaradi prevajalnega razmerja  $dr$ , ki je manjše od 1, saj so med pulzi napajalne napetosti daljši intervali, pri katerih je napetost  $u_1$  enaka 0 (Slika 6.10a). Napetost na vhodnih sponkah transformatorja  $U_1^*$  dodatno zniža še padeč napetosti na povezovalnem kablu. Pri efektivni vrednosti bremenskega toka  $I_{br}^*$ , ki znaša 12 kA, opazimo, da je ta vrednost natanko za 1 kA večja od nastavljene vrednosti  $i_{min} = 11$  kA. Ker algoritmu MSCHC nastavljamo minimalno zeleno vrednost bremenskega toka  $i_{min}$ , je efektivna vrednost bremenskega toka odvisna od nihanja tega toka. Večje kot bo nihanje bremenskega toka  $\Delta I_{br}$ , večja bo maksimalna vrednost bremenskega toka  $i_{max}$  in posledično bo zaradi večjega dela izmenične komponente toka  $i_{br}$  večja tudi efektivna vrednost toka  $I_{br}$  glede na izbrano vrednost toka  $i_{min}$  (Slika 6.6).

Tabela 6.1: Povprečne efektivne vrednosti napetosti in tokov, povprečne moči in skupne energije varil. cikla

Napetosti	Toki	Delovne moči	Energije
$U_{DC}^* = 546$ V	$I_{DC}^* = 156$ A	$P_{DC}^* = 58,2$ kW	$W_{DC} = 5,85$ kJ
$U_{i1}^* = 382$ V	$I_1^* = 156$ A	$P_{i1}^* = 57,6$ kW	$W_{i1} = 5,8$ kJ
$U_1^* = 379$ V	$I_1^* = 156$ A	$P_1^* = 57,5$ kW	$W_1 = 5,78$ kJ
$U_{br}^* = 5,04$ V	$I_{br}^* = 12,0$ kA	$P_{br}^* = 31,1$ kW	$W_{br} = 3,11$ kJ
$U_{D1}^* = 8,63$ V	$I_{21}^* = 7,41$ kA	$P_{D1}^* = 6,42$ kW	$W_{D1} = 652$ J
$U_{D2}^* = 8,68$ V	$I_{22}^* = 7,39$ kA	$P_{D2}^* = 6,41$ kW	$W_{D2} = 648$ J



Na podlagi opisanih izračunanih delovnih moči lahko določimo izgube na posameznih sestavnih delih sistema za UTV. Izgube na opazovanem sestavnem delu sistema za UTV  $P_I$  so podane z enačbo (6.13) kot razlika med sprejeto močjo  $P_{SPR}$  in oddano močjo  $P_{ODD}$ .

$$P_I = P_{SPR} - P_{ODD} \quad (6.13)$$

Izkoristek posameznega sestavnega dela sistema za UTV  $\eta_p$  lahko definiramo na naslednje načine, upoštevajoč (6.13).

$$\eta_p = \frac{P_{ODD}}{P_{SPR}} \cdot 100 = \frac{P_{ODD}}{P_{ODD} + P_I} \cdot 100 = \frac{P_{SPR} - P_I}{P_{SPR}} \cdot 100 \quad (\%) \quad (6.14)$$

Izgube opazovanega elementa sistema za UTV med celotnim varilnim ciklom lahko določimo tudi na podlagi izmerjene sprejete energije  $W_{SPR}$  in oddane energije opazovanega elementa  $W_{ODD}$ . Izgube  $W_I$  lahko določimo z enačbo (6.15).

$$W_I = W_{SPR} - W_{ODD} \quad (6.15)$$

Izkoristek opazovanega elementa sistema za UTV med celotnim varilnim ciklom lahko določimo na podlagi sprejete in oddane energije, kar je sicer za področje elektrotehnike neobičajno. Težava nastane predvsem zaradi energije, ki se prenaša med kapacitivnostjo in induktivnostjo ter je tak izračun ne bi pravilno zajel, saj bi energija na koncu izračuna ostala shranjena v induktivnosti ali kapacitivnosti. Ker v tem primeru obratovanje sistema za UTV traja natanko 100 ms, lahko energijo, shranjeno v induktivnosti bremena, upoštevamo v izračunu, če izračun končamo, ko prenehajo teči vsi toki. Ponovno pa lahko definiramo več načinov izračuna izkoristka  $\eta_w$ , upoštevajoč (6.15).

$$\eta_w = \frac{W_{ODD}}{W_{SPR}} \cdot 100 = \frac{W_{ODD}}{W_{ODD} + W_I} \cdot 100 = \frac{W_{SPR} - W_I}{W_{SPR}} \cdot 100 \quad (\%) \quad (6.16)$$

Na podlagi (6.13) smo določili moč izgub na naslednjih sestavnih delih sistema za UTV:  $P_{UTV}$  so izgube celotnega sistema za UTV,  $P_{IGBT}$  so izgube na pretvorniku IGBT,  $P_K$  so izgube na kablu med pretvornikom IGBT in primarnim navitjem transformatorja za UTV,  $P_{TD}$  so skupne izgube transformatorja z diodnim usmernikom,  $P_D$  so izgube na obeh diodah in  $P_T$  so izgube na transformatorju za UTV skupaj s povezovalnimi vodniki diodnega usmernika. Vse vrednosti so izračunane na podlagi prej določenih povprečnih moči v ustaljenem delu varilnega cikla (Tabela 6.1), rezultati pa so zbrani v tabeli Tabela 6.2. V tabeli so podani še izkoristki, izračunani na podlagi moči  $\eta_p$ , izgube, izračunane na podlagi energije  $W_I$ , ter izkoristki, izračunani na podlagi energije  $\eta_w$ . Pri označevanju so bili uporabljeni indeksi predstavljeni na primeru moči izgub.

Pri izračunu izgub in izkoristka transformatorja za UTV nismo mogli natančno določiti izgub transformatorja  $P_T$ , ker nismo merili izhodne moči transformatorja oziroma vhodne moči diodnega usmernika. Posledično tudi izgub transformatorja ni bilo mogoče pravilno razdeliti na izgube na navitjih in na izgube v železnem jedru transformatorja. Tako smo lahko določili le izgube na obeh diodah  $P_D$  in izgube na transformatorju  $P_T$ , ki vključuje tudi izgube na povezovalnih vodih diodnega usmernika. Te izgube so v veznem modelu predstavljene z nadomestno upornostjo  $R_{20}$  (Slika 2.6). Posledično so tudi izkoristki diod  $\eta_{Dp}$  in  $\eta_{Dw}$  ter transformatorja  $\eta_{Tp}$  in  $\eta_{Tw}$  določeni le približno. Pri določitvi izkoristka diod smo predpostavili, da je oddana moč diod enaka oddani bremenski moči  $P_{br}^*$ . Pri tem pa se med obema diodama in izhodno (+) sponko nahaja še en povezovalni vodnik, zaradi česar je oddana moč diod nekoliko večja od vrednosti  $P_{br}^*$ .

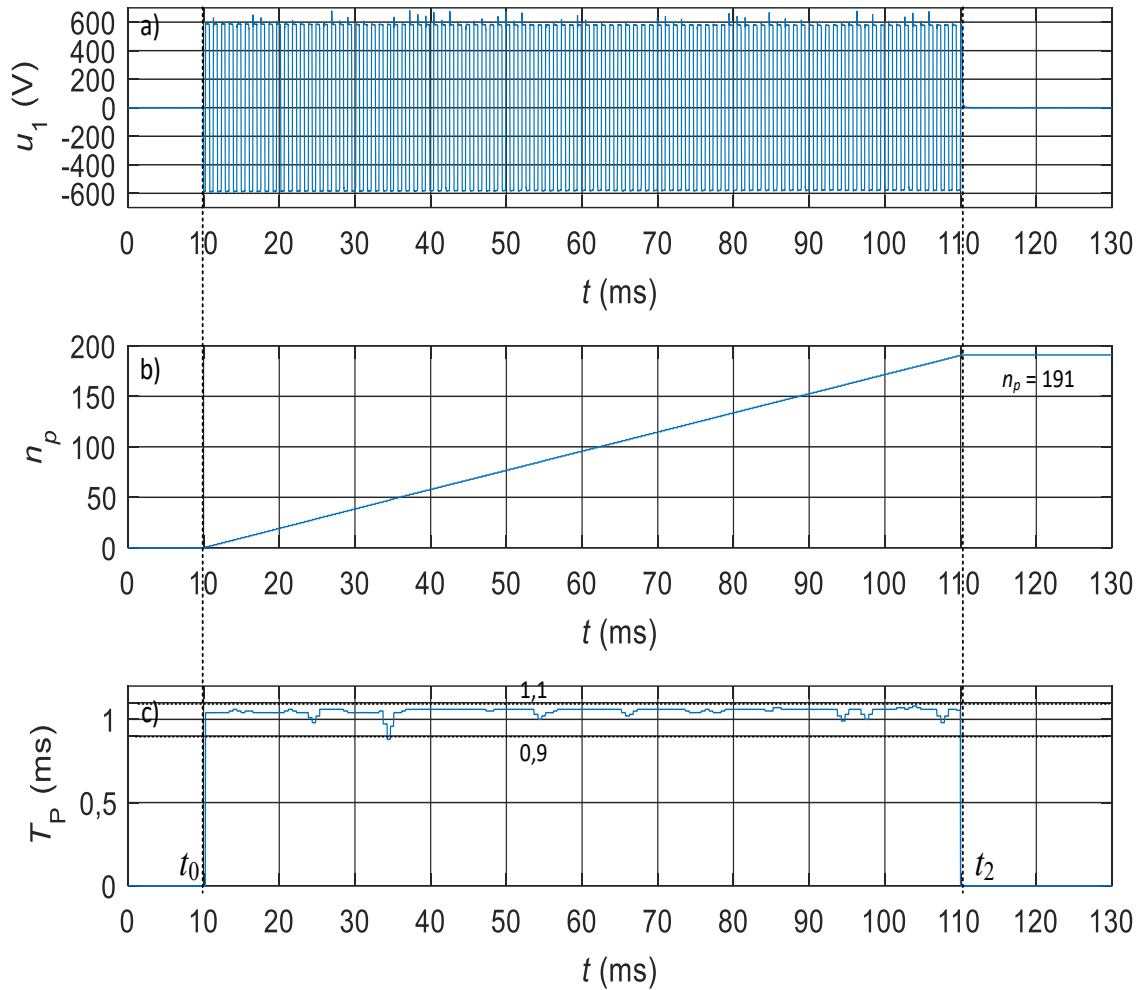
Tabela 6.2: Izračun izgub in izkoristkov posameznih elementov sistema za UTV

$P_I$	$\eta_p$	$W_I$	$\eta_w$
$P_{UTV} = P_{DC}^* - P_{br}^* = 27 \text{ kW}$	$\eta_{UTVp} = \frac{100 P_{br}^*}{P_{DC}^*} = 53,6 \%$	$W_{UTV} = W_{DC} - W_{br} = 2,74 \text{ kJ}$	$\eta_{UTVw} = \frac{100 W_{br}}{W_{DC}} = 53,2 \%$
$P_{IGBT} = P_{DC}^* - P_{i1}^* = 0,6 \text{ kW}$	$\eta_{IGBTp} = \frac{100 P_{i1}^*}{P_{DC}^*} = 99 \%$	$W_{IGBT} = W_{DC} - W_{i1} = 0,05 \text{ kJ}$	$\eta_{IGBTw} = \frac{100 W_{i1}}{W_{DC}} = 99 \%$
$P_K = P_{i1}^* - P_1^* = 0,1 \text{ kW}$	$\eta_{Kp} = \frac{100 P_1^*}{P_{i1}^*} = 99,8 \%$	$W_K = W_{i1} - W_1 = 0,02 \text{ kJ}$	$\eta_{Kw} = \frac{100 W_1}{W_{i1}} = 99,7 \%$
$P_{TD} = P_1^* - P_{br}^* = 26,3 \text{ kW}$	$\eta_{TDp} = \frac{100 P_{br}^*}{P_1^*} = 54,3 \%$	$W_{TD} = W_1 - W_{br} = 2,67 \text{ kJ}$	$\eta_{TDw} = \frac{100 W_{br}}{W_1} = 53,8 \%$
$P_D = P_{D1}^* + P_{D2}^* = 12,8 \text{ kW}$	$\eta_{Dp} = \frac{100 P_{br}^*}{P_{br}^* + P_D} = 70,9 \%$	$W_D = W_{D1} + W_{D2} = 1,3 \text{ kJ}$	$\eta_{Dw} = \frac{100 W_{br}}{W_{br} + W_D} = 70,5 \%$
$P_T = P_{TD}^* - P_D^* = 13,5 \text{ kW}$	$\eta_{Tp} = \frac{P_1^* - P_T}{0,01 P_1^*} = 76,5 \%$	$W_T = W_{TD} - W_D = 1,37 \text{ kJ}$	$\eta_{Tw} = \frac{W_1 - W_T}{0,01 W_1} = 76,3 \%$

Izkoristka transformatorja  $\eta_{Tp}$  in  $\eta_{Tw}$  sta za transformatorje nenavadno nizka in znašata le 76,5 % v ustaljenem delu varilnega cikla. To je posledica izračuna izgub transformatorja  $P_T$ , saj so v te izgube vključene tudi izgube na vseh povezovalnih vodnikih med transformatorjem in diodnim usmernikom ter obema izhodnima sponkama. Za natančno določitev izgub in izkoristka transformatorja bi morali določiti izhodne sponke transformatorja na laboratorijskem sistemu za UTV. Za določitev oddane moči bi tako morali izvesti dve dodatni meritvi napetosti. Zaradi diodnega usmernika, ki je integriran k transformatorju v zaključeno celoto, to ni bilo izvedljivo, saj ta mesta niso bila fizično dostopna.

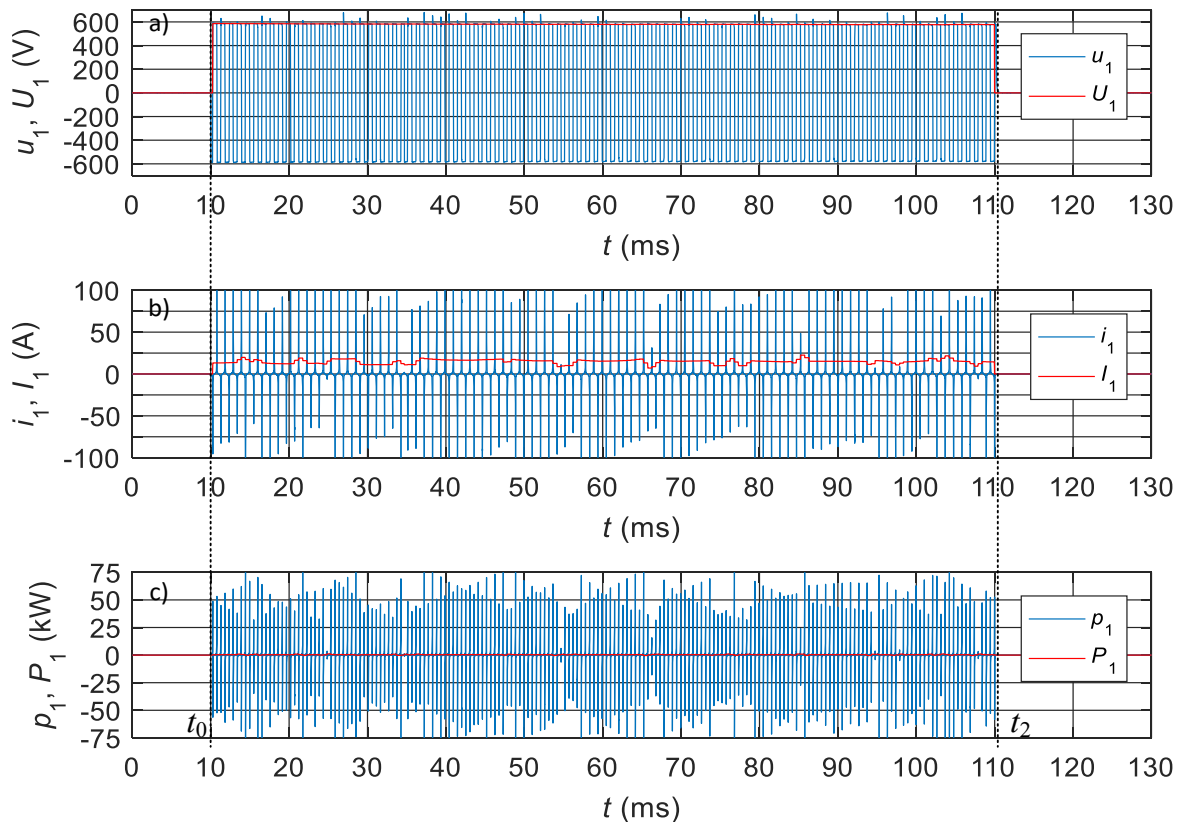
## 6.5 Delovanje neobremenjenega sistema za UTV

Ker se lahko zgodi, da varilne klešče ne stisnejo dobro varjenih pločevin in bremenski tok v tem primeru ne bo stekel, ko sprožimo začetek varilnega cikla, smo izvedli preizkus delovanja neobremenjenega sistema za UTV pri uporabi algoritma MSCHC. Tak preizkus imenujemo tudi preizkus prostega teka. Pri tem izhodne sponke (+ in -) diodnega usmernika pustimo razklenjene, da bremenski tok ne more teči. Tako napajamo le primarno navitje transformatorja za UTV. Na podlagi izmerjene napajalne napetosti transformatorja za UTV  $u_1$  (Slika 6.15a) smo ponovno določili število pulzov napajalne napetosti  $n_p = 191$  (Slika 6.15b). Zaradi nenehnega napajanja transformatorja za UTV je število pulzov napajalne napetosti  $n_p$  le za devet pulzov manjše, kot če bi transformator za UTV napajali z napetostjo z nazivno frekvenco  $f_N = 1 \text{ kHz}$ . Zaradi tega je tudi dolžina periode  $T_P$  (Slika 6.15c) le malenkost daljša od periode, ki sovpada s frekvenco 1 kHz. V obravnavanem primeru smo tako določili povprečno dolžino periode  $T_P = 1,05 \text{ ms}$ . Na ta rezultat vpliva tudi nastavljen mrtvi čas med pulzi napajalne napetosti, ki znaša dva računski cikla izvajanja algoritma MSCHC in okoli 20  $\mu\text{s}$ .



Slika 6.15: Časovni poteki: a) izmerjene napajalne napetosti  $u_1$  neobremenjenega sistema za UTV, b) števca pulzov napajalne napetosti  $n_p$  in c) dolžine periode napajalne napetosti  $T_p$

Ker sistem za UTV deluje brez priključenega bremena, ne zaznamo spreminjanja amplitude pulzov napajalne napetosti  $u_1$  (Slika 6.16a), kot smo to zaznali pri obremenitvi (Slika 6.10). Zaradi tega je tudi efektivna vrednost napajalne napetosti  $U_1$  konstantna (Slika 6.16). Ker napajamo le primarno navitje transformatorja, je po (2.17) magnetilni tok  $i_m$  enak primarnemu toku  $i_1$ . V časovnem poteku primarnega toka zato opazimo velike konice (Slika 6.16b), ki presežejo tudi 100 A in so posledica nasičenja železnega jedra transformatorja, pri katerem algoritem MSCHC spremeni polariteto napajalne napetosti. Določili smo tudi časovni potek trenutne moči na primarnem navitju  $p_1$ , ki prav tako vsebuje konice, ki presežejo vrednost 50 kW (Slika 6.16c). Pri tem je povprečna delovna moč v posamezni periodi  $P_1$  tako majhna, da v prikazanem merilu ne odstopa od nič.



Slika 6.16: Časovni poteki: a) napajalne napetosti transformatorja  $u_1$ , b) primarnega toka transformatorja  $i_1$  in c) trenutne moči na primarnem navitju  $p_1$  ter izračunani efektivni vrednosti  $U_1$ ,  $I_1$  in povprečna moč periode  $P_1$

V nadaljevanju smo ponovno določili povprečno efektivno vrednost izmerjene napajalne napetosti  $U_{10}$  in primarnega toka  $I_{10}$  ter povprečne moči prostega teka  $P_{10}$  v ciklu prostega teka (

Tabela 6.3). Če od sprejete moči transformatorja v prostem teku  $P_{10}$  odštejemo izgube na upornosti primarnega navitja  $P_{Cu0}$ , lahko določimo izgube v železnem jedru transformatorja  $P_{Fe}$  po (6.17). Tako določene izgube  $P_{Fe}$  znašajo 385 W, izgube v navitjih in povezovalnih vodnikih pa so v obravnavanem primeru pri bremenskem toku 12 kA znašale kar 13,5 kW (Tabela 6.2). Potrdimo lahko, da so izgube v železnem jedru transformatorja za UTV res zanemarljivo majhne v primerjavi z izgubami v navitjih transformatorja za UTV.

$$P_{Fe} = P_{10} - P_{Cu0} = P_{10} - I_{10}^2 R_1 = 390 - 15,1^2 \cdot 0,024 = 385 \text{ W} \quad (6.17)$$

Tabela 6.3: Povprečne efektivne vrednosti napetosti in tokov ter povprečne moči v ciklu prostega teka

$U_{10} = 580 \text{ V}$
$I_{10} = 15,1 \text{ A}$
$P_{10} = 390 \text{ W}$

## 7 Analiza delovanja sistema za UTV pri različnih obremenitvah

V prejšnjem poglavju smo obravnavali delovanje sistema med izbranim varilnim ciklom. V tem poglavju pa bomo obravnavali različne varilne cikle, ki se bodo med seboj razlikovali zaradi različnih vrednosti varilnih parametrov [33]. Pri varjenju različnih debelin in materialov pločevin bodo imeli ti parametri različne vrednosti zaradi različne vrednosti varilne upornosti  $R_V$  [35]. Pri varjenju uporabljamo tudi različne varilne klešče. Te lahko z dolžino vodnikov, ki povezujejo izhodne priključke diodnega usmernika in varilne elektrode, vplivajo ne le na nadomestno upornost varilnih klešč, temveč tudi na nadomestno induktivnost. Zato smo nadomestno upornost in induktivnost varilnih klešč v laboratorijskem sistemu za UTV upoštevali v nadomestni upornosti bremena  $R_{br}$  in induktivnosti bremena  $L_{br}$ . S spreminjanjem upornosti  $R_{br}$  ali bremenskega toka  $I_{br}$  se bo spreminjala obremenitev sistema za UTV. Ker se z obremenitvijo lahko spremeni tudi izkoristek sistema za UTV, bomo nekaj takih možnosti obravnavali v nadaljevanju.

Ker sistem za UTV obravnavamo kot pretvornik DC-DC, smo namesto varilnih parametrov definirali parametre procesa UTV, ki se lahko spremenijo tudi med varilnim ciklom. Tako bomo iz nabora varilnih parametrov spreminjali le bremenski tok  $I_{br}$ . Vpliv različnih pločevin in varilnih klešč na obremenitev sistema za UTV bomo obravnavali z nadomestno upornostjo bremena  $R_{br}$  in nadomestno induktivnostjo bremena  $L_{br}$ . Pri tem bomo zaradi primerjave različnih varilnih ciklov ohranjali vrednosti upornosti  $R_{br}$  in induktivnosti  $L_{br}$  konstantne ves čas trajanja varilnega cikla. Dolžine varilnega cikla  $T_{VC}$  ne bomo spreminjali, saj ta ne vpliva obremenitev ali izkoristek sistema za UTV, temveč vpliva na dolžino obratovanja pri neki obremenitvi in s tem na količino potrošene energije na bremenu. Ta je lahko enaka tudi pri različnih vrednostih bremenskega toka  $I_{br}$  in različnih dolžinah varilnih ciklov  $T_{VC}$ . Izbira teh dveh parametrov vpliva na kakovost nastalega spoja med pločevinama [33]. Rezultate analize [33] bomo obravnavali pri analizi vplivov bremenskega toka na obremenitev sistema za UTV. Obravnavali bomo tudi vpliv napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}$  na delovanje sistema za UTV, saj je to vhodna spremenljivka sistema za UTV. Pri analizi sistema za UTV kot pretvornika DC-DC bomo tako obravnavali naslednje časovno odvisne parametre procesa UTV: 1) upornost bremena  $R_{br}$ , 2) induktivnost bremena  $L_{br}$ , 3) bremenski tok  $I_{br}$  in 4) napetost enosmernega vodila  $U_{DC}$ .

Pri delovanju laboratorijskega sistema za UTV smo ugotovili nihanje napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$  (Slika 6.9a), ki je posledica polnjenja in praznjenja kondenzatorjev enosmernega vodila ter je odvisno od obremenitve sistema za UTV [67], kar bomo v nadaljevanju tudi pokazali. Ker nihanja napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$  ni mogoče odpraviti, bomo analizo vplivov parametrov  $U_{DC}$ ,  $R_{br}$  in  $L_{br}$  na obremenitev sistema za UTV opravili na podlagi numeričnih izračunov modela transformatorja za UTV z diodnim usmernikom in bremenom v programskem paketu Matlab/Simulink. Le tako bomo lahko spreminjali samo en parameter in rezultate pripisali spremembi tega parametra. Analizo vpliva bremenskega toka na delovanje sistema za UTV bomo opravili tudi na podlagi meritev na laboratorijskem sistemu za UTV. Pri tem bomo laboratorijskemu sistemu za UTV spreminjali le referenčno vrednost bremenskega toka, ostale parametre procesa UTV pa bomo ohranili konstantne.

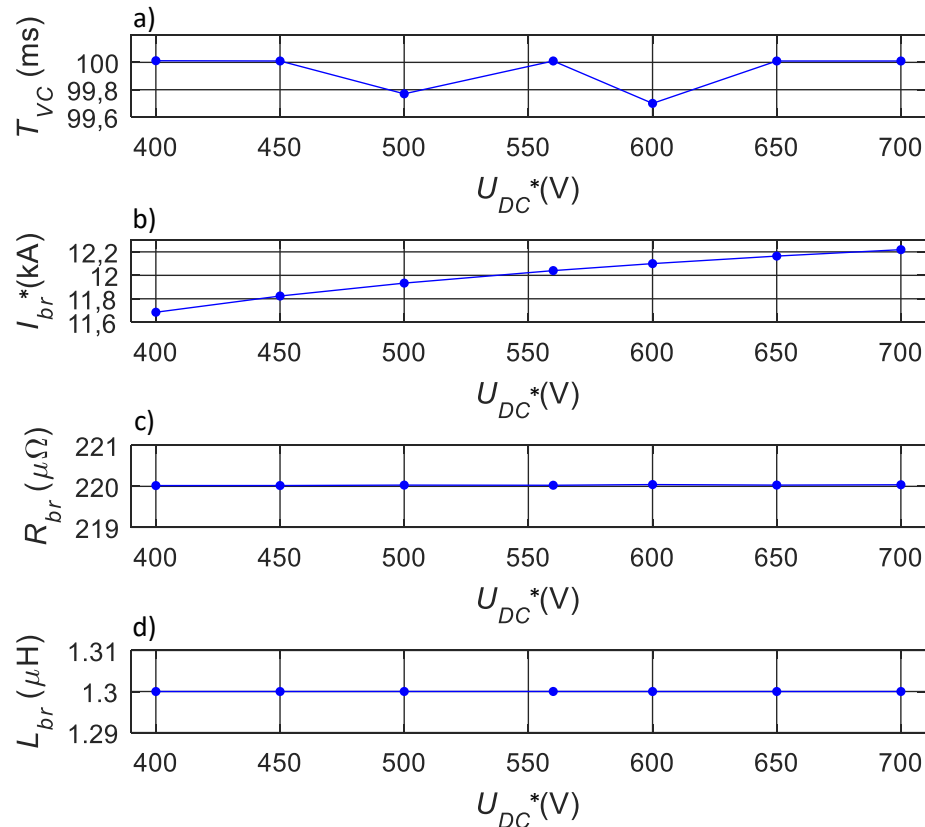
V to analizo bomo zajeli tri različne načine vodenja sistema za UTV. Uporabljali bomo v podpoglavju 3.3 opisan PI-regulator bremenskega toka v kombinaciji s PŠM s konstantno modulacijsko frekvenco. S PI-regulacijo bremenskega toka bomo predstavili delovanje komercialnih sistemov za UTV. Ti sicer lahko uporabljajo različne metode reguliranja bremenskega toka, vendar vsi uporabljajo PŠM s konstantno *modulacijsko* frekvenco za generiranje krmilnih napetosti tranzistorjev frekvenčnega

pretvornika. Uporabljali bomo tudi v poglavju 5 predstavljen algoritem histereznega vodenja MSCHC, ki pulze napajalne napetosti generira glede na potrebe procesa UTV tako, da je frekvenca napajalne napetosti transformatorja minimalna. Pri tem bomo v nadaljevanju pozorni, če to vpliva tudi na izgube sistema za UTV. V analizo bomo vključili tudi algoritem vodenja AHC. Ker lahko pri tem algoritmu izberemo spodnjo in zgornjo mejo bremenskega toka ( $i_{min}$ ,  $i_{max}$ ), lahko določimo valovitost bremenskega toka  $\Delta i_{br}$ , ki jo bomo namenoma določili zelo nizko, to je pri 500 A. S tem vplivamo na število pulzov napajalne napetosti  $n_p$ , ki bo zagotovo večje kot pri algoritmu vodenja MSCHC. Pri uporabi algoritma AHC časovni poteki izmerjenih napetosti in tokov niso niti periodični niti ponovljivi, zato jim ne moremo določiti periode. Posledično pa ne moremo določiti efektivnih vrednosti, moči in izkoristka sistema za UTV. Slednjega bi sicer lahko določili na podlagi sprejete in oddane energije po (6.16).

## 7.1 Vpliv napetosti enosmernega vodila na delovanje sistema za UTV

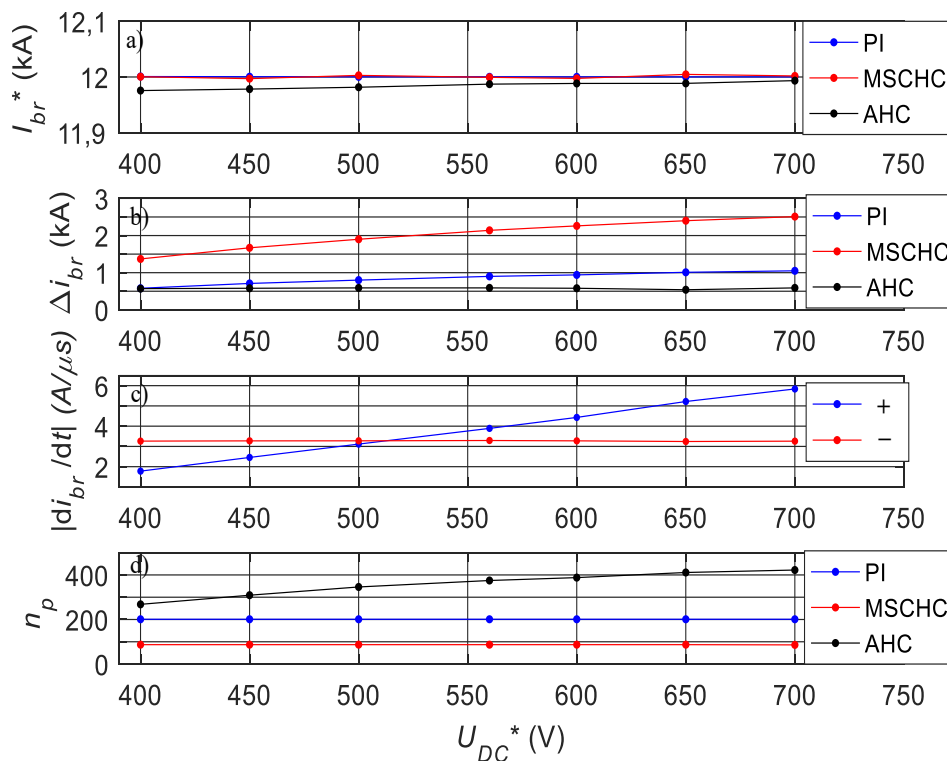
Ker se napetost enosmernega vodila  $u_{DC}$  med varilnim ciklom spreminja (Slika 6.9a), bomo najprej obravnavali vpliv te napetosti na delovanje sistema za UTV. Ker nihanja napetosti enosmernega vodila laboratorijskega sistema za UTV ne moremo odpraviti, bomo analizo vpliva napetosti enosmernega vodila izvedli na podlagi predstavljenega modela sistema za UTV, pri katerem spreminjanja napetosti  $u_{DC}$  med varilnim ciklom ne bomo upoštevali. Efektivna vrednost napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}$  bo tako konstantna celoten varilni cikel, spreminjali pa jo bomo od enega do drugega varilnega cikla. Ker temenska vrednost usmerjene napetosti omrežja  $u_{USM}$  znaša 566 V, bomo napetost enosmernega vodila posameznih varilnih ciklov spreminjali od 400 V do 700 V s korakom po 50 V. Vrednost nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$  naj pri vsakem varilnem ciklu znaša  $220 \mu\Omega$ , vrednost nadomestne induktivnosti bremena  $L_{br}$  pa  $1,3 \mu\text{H}$ . Za vodenje bremenskega toka bomo uporabili predstavljenе metode vodenja, ki jim bomo nastavili takšno referenčno vrednost bremenskega toka, da bo bremenski tok v vsakem varilnem ciklu znašal 12 kA. Ker bomo pri tem obravnavali tudi število pulzov napajalne napetosti transformatorja, naj bodo vsi varilni cikli dolgi 100 ms.

Če pri taki izbiri parametrov procesa UTV pri uporabi algoritma MSCHC izberemo vedno enako vrednost minimalnega bremenskega toka  $i_{min}$ , opazimo spreminjanje povprečne efektivne vrednosti bremenskega toka  $I_{br}^*$ , ki narašča z višanjem napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$  (Slika 7.1b). To je posledica povečanja maksimalne vrednosti bremenskega toka  $i_{max}$  in posledično tudi valovitosti bremenskega toka  $\Delta i_{br}$ , kar bomo pokazali v nadaljevanju. Zaradi tega se poveča efektivna vrednost tega izmeničnega dela bremenskega toka  $i_{br}$ , kar je nekoliko povečalo skupno efektivno vrednost bremenskega toka  $I_{br}^*$ . Tako sta se pri izračunih zraven neodvisne spremenljivke  $U_{DC}^*$  spreminjali tudi odvisna spremenljivka  $I_{br}^*$  in z njo povezana obremenitev sistema za UTV. Zaradi tega teh rezultatov ne bi mogli pripisati le spreminjanju napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$ . V nadaljevanju smo zato spreminjali izbrano minimalno vrednost bremenskega toka  $i_{min}$  tako, da je bila efektivna vrednost bremenskega toka  $I_{br}^*$  ves čas enaka. Če na koncu vsake polovice periode napajane napetosti  $T_P$  izračunamo efektivno vrednost bremenskega toka v tej polovici periode in vrednost  $i_{min}$  spremenimo za razliko do želene efektivne vrednosti toka, bomo na ta način regulirali efektivno vrednost bremenskega toka. Opazimo še manjše spreminjanje dolžine varilnega cikla  $T_{VC}$  (Slika 7.1a), ki nastane, če se varilni cikel ne konča s prekinitvijo pulza napajalne napetosti  $u_1$ , temveč med trajanjem stanja, pri katerem je napajalna napetost  $u_1 = 0$ . Nadomestna upornost  $R_{br}$  in induktivnost bremena  $L_{br}$  sta bili pri vsakem izračunu enaki (Slika 7.1).



Slika 7.1: Spreminjanje: a) dolžine varilnih ciklov  $T_{VC}$ , b) bremenskega toka  $I_{br}^*$ , c) nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$  in d) nadomestne induktivnosti bremena  $L_{br}$  pri spreminjanju napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$

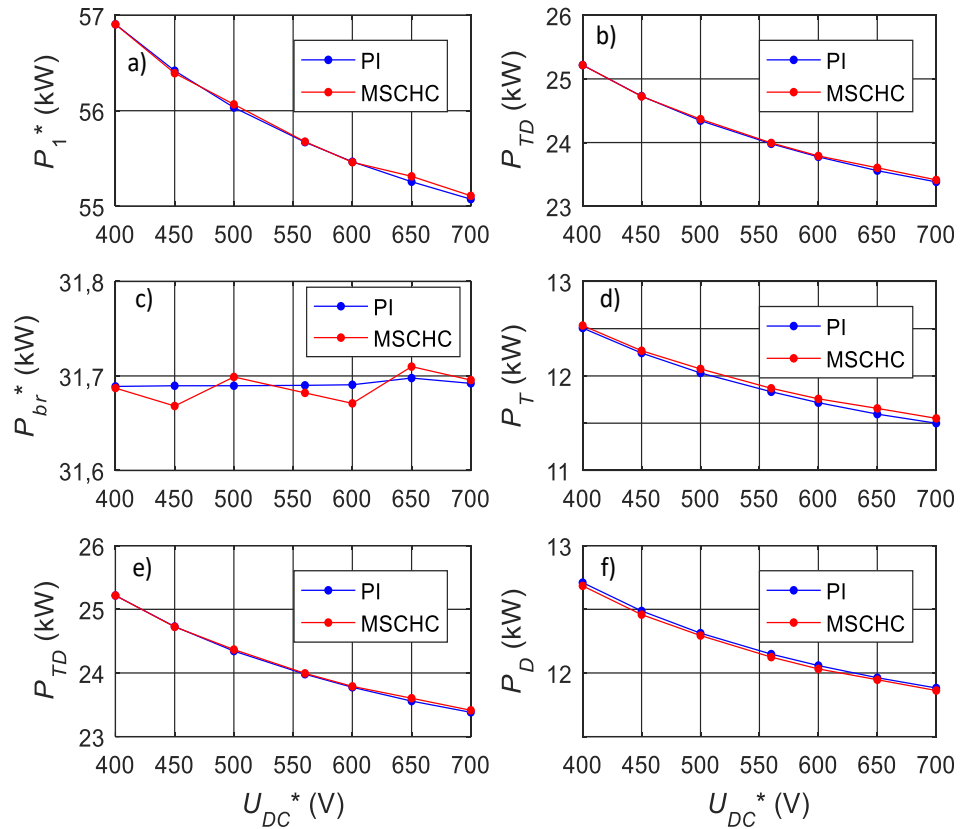
Pri ponovljenih izračunih smo spreminjali minimalno izbrano vrednost bremenskega toka  $i_{min}$  tako, da je bila efektivna vrednost bremenskega toka  $I_{br}^*$  pri vsakem izračunu enaka 12 kA (Slika 7.2a). Pri tem opazimo različne vrednosti valovitosti bremenskega toka  $\Delta i_{br}$  (Slika 7.2b), ki naraščajo z višanjem napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$ . Zaradi tega smo morali z naraščanjem napetosti enosmernega vodila zmanjševati minimalno izbrano vrednost bremenskega toka  $i_{min}$ . Naraščanje valovitosti bremenskega toka je posledica izključno večje strmine naraščanja bremenskega toka  $+di_{br}/dt$ , medtem ko je sprememba upadanja bremenskega toka  $-di_{br}/dt$  ostala nespremenjena (Slika 7.2c), saj napajalna napetost nanjo nima vpliva. Sprememba naraščanja bremenskega toka se je povečala zaradi višje amplitude pulza napetosti na bremenu, ki je posledica povišane napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$ . Število pulzov napajalne napetosti  $n_p$  je pri uporabi algoritma MSCHC ostalo nespremenjeno, pri uporabi algoritma AHC pa se je povečalo (Slika 7.2d). Povečanje števila pulzov  $n_p$  je posledica večje strmine naraščanja bremenskega toka, zaradi česar ta prej doseže zgornjo izbrano vrednost bremenskega toka  $i_{max}$ , kar povzroči prekinitvev pulza napajalne napetosti. Ker smo meji bremenskega toka  $i_{min}$  in  $i_{max}$  izbrali blizu skupaj, si te prekinitve sledijo relativno hitro po vklopu napajalne napetosti. Pri tem opazimo, da je bilo število pulzov napajalne napetosti  $n_p$  v primeru algoritma AHC največje tudi pri najnižji izbrani napetosti enosmernega vodila, torej 400 V. V tej točki je bila valovitost bremenskega toka  $\Delta i_{br}$  pri uporabi algoritma AHC enaka kot pri PI-regulaciji.



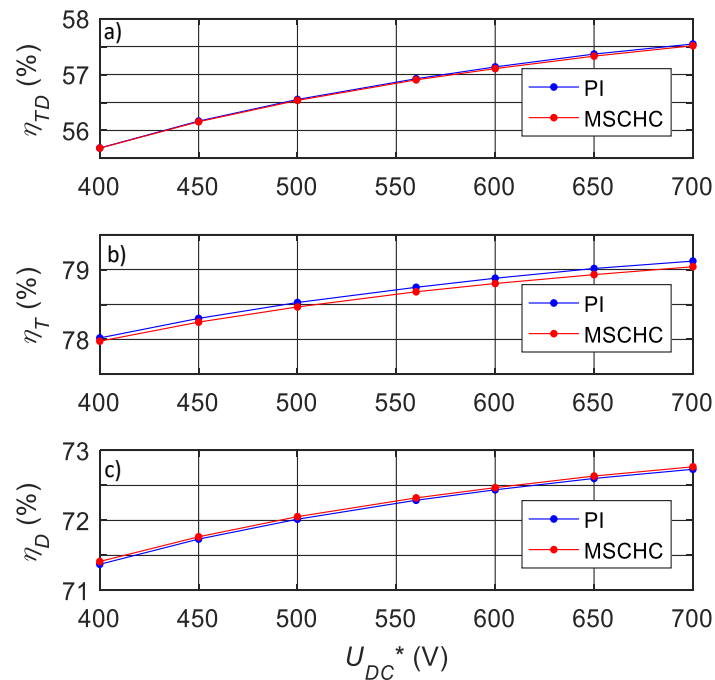
Slika 7.2: Odvisnosti: a) bremenskega toka  $I_{br}^*$ , b) valovitosti bremenskega toka  $\Delta i_{br}$ , c) strmine bremenskega toka  $di_{br}/dt$  in d) števila pulzov napajalne napetosti  $n_p$  od napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$

V nadaljevanju bomo obravnavali vpliv napetosti enosmernega vodila na izgube sistema za UTV. Pri tem bomo obravnavali le algoritem vodenja MSCHC in regulacijo bremenskega toka s PI-regulatorjem. To bomo izvedli na podlagi izračunanih povprečnih moči v ustaljenem delu varilnega cikla. Pri višanju napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}$  so se zvišale tudi amplitude pulzov napajalne napetosti transformatorja  $u_1$  in posledično tudi amplitude napetosti na bremenu  $u_{br}$ . Ker je bila pri tem moč na bremenu  $P_{br}^*$  ves čas približno enaka 31,7 kW (Slika 7.3c) in so se zvišale amplitude napetosti, so se zmanjšale amplitude vseh tokov. Zaradi tega so se zmanjšale izgube na transformatorju in diodnem usmerniku  $P_{TD}$  (Slika 7.3e). Posledično se je nekoliko zmanjšala tudi sprejeta moč transformatorja  $P_1^*$  (Slika 7.3a). K zmanjšanju izgub transformatorja z diodnim usmernikom  $P_{TD}$  sta pripomogla tako zmanjšanje izgub na transformatorju  $P_T$  (Slika 7.3a) kot zmanjšanje izgub na obeh diodah  $P_D$  (Slika 7.3a). Pri tem razlike v izgubah med obravnavanima načinoma vodenja ne zaznamo. Če bi zvišali napetost enosmernega vodila iz nazivnih 566 V na 700 V, bi se pri tem izgube transformatorja za UTV zmanjšale za približno 0,5 kW. Ker so se pri enaki moči na bremenu  $P_{br}^*$  zmanjšale izgube transformatorja z diodnim usmernikom  $P_{TD}$  pri povečanju napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$ , se je za približno 0,5 % povečal izkoristek transformatorja z diodnim usmernikom  $\eta_{TD}$  (Slika 7.4a).



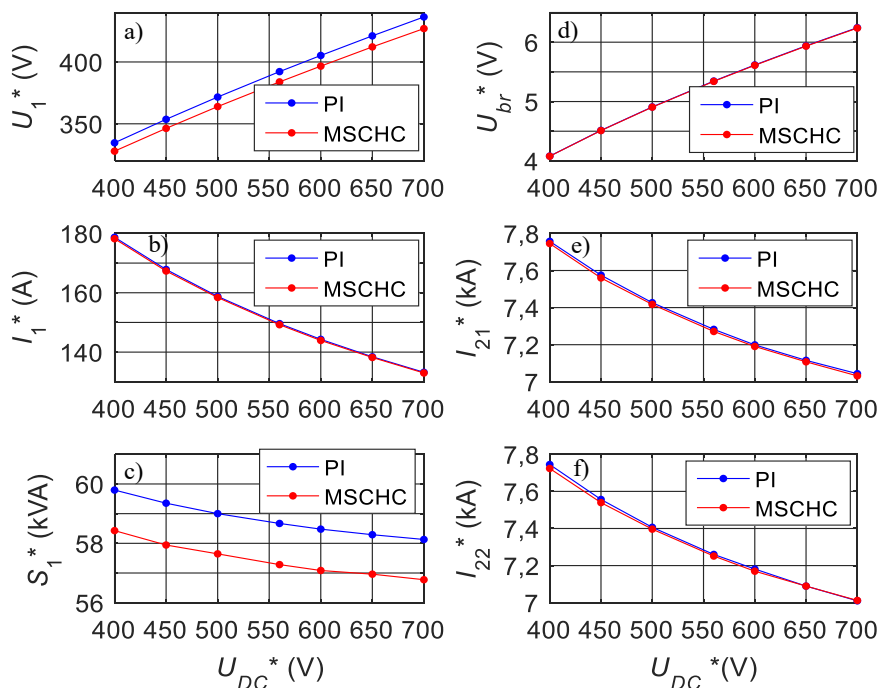


Slika 7.3: Odvisnosti: a) sprejete moči transformatorja  $P_1^*$ , b, e) izgub na transformatorju in diodnem usmerniku  $P_{TD}$ , c) moči na bremenu  $P_{br}^*$ , d) izgub na transformatorju  $P_T$ , f) izgub na obeh diodah  $P_D$  od napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$



Slika 7.4: Odvisnosti: a) izkoristka transformatorja z diodnim usmernikom  $\eta_{TD}$ , b) izkoristka transformatorja  $\eta_T$  in c) izkoristka diod  $\eta_D$  od napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$

Pri višanju napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$  se povečata tako izkoristek transformatorja  $\eta_T$  (Slika 7.4b) kot izkoristek diod  $\eta_D$  (Slika 7.4c). Z naraščanjem vrednosti napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$  narašča tudi povprečna efektivna vrednost napajalne napetosti v varilnem ciklu  $U_1^*$  (Slika 7.5a). Pri tem opazimo večjo efektivno vrednost napajalne napetosti transformatorja  $U_1^*$  pri uporabi PI-regulacije bremenskega toka. Ker je bila napetost enosmernega vodila  $u_{DC}$  v obeh izračunanih točkah vedno enaka, so bile tudi amplitude napajalne napetosti  $u_1$  enake. Razliko v efektivni vrednosti napajalne napetosti transformatorja  $U_1^*$  (Slika 7.5a) je tako lahko povzročil le različen skupni čas napajanja transformatorja  $T_{ON}$ , ki je moral biti daljši v primeru uporabe PI-regulacije bremenskega toka. Pri tem se je spremenil le skupni čas vzpona primarnega toka  $T_{vz}$  (6.4), saj razlike med efektivnimi vrednostmi napetosti na bremenu  $U_{br}^*$  pri enaki napetosti  $U_{DC}^*$  ni (Slika 7.5d). Zaradi tega je moral biti tudi skupni efektivni čas napajanja transformatorja  $T_{ef}$  (6.5) enak. Na podlagi krajšega časa napajanja transformatorja  $T_{ON}$  smo pričakovali zmanjšanje izgub na transformatorju in diodnem usmerniku, vendar tega ne moremo potrditi na podlagi izračunov predstavljenega modela. Med časom vzpona primarnega toka transformatorja  $T_{vz}$  se namreč večina transformatorju dovedene energije shrani v razsipanih induktivnostih primarnega in sekundarnega navitja transformatorja. Ta energija se po končanem pulzu napajalne napetosti transformatorja vrne nazaj na enosmerno vodilo in je zato reaktivnega (jalovega) značaja. Posledično smo z algoritmom MSCHC uspeli zmanjšati predvsem reaktivno moč transformatorja  $Q_1^*$ , kar se odraža v zmanjšanju navidezne moči transformatorja  $S_1^*$ , ki jo lahko izračunamo na podlagi napetosti  $U_1^*$  in toka  $I_1^*$  (Slika 7.5b) z upoštevanjem  $S_1^* = U_1^* \cdot I_1^*$  (Slika 7.5c). Pri tem opazimo, da se efektivna vrednost primarnega toka  $I_1^*$  zmanjšuje z naraščanjem napetosti enosmernega vodila. Izrisali smo še vrednosti tokov obeh sekundarnih vej  $I_{21}^*$  (Slika 7.5e) in  $I_{22}^*$  (Slika 7.5f), ki se zmanjšujejo z naraščanjem napetosti  $U_{DC}^*$ , kar je razlog za zmanjšanje jouskih izgub in za povečanje izkoristka transformatorja z diodnim usmernikom.



Slika 7.5: Odvisnosti: a) napajalne napetosti transformatorja  $U_1^*$ , b) primarnega toka  $I_1^*$ , c) števila pulzov napajalne napetosti  $n_p$ , d) napetosti na bremenu  $U_{br}^*$ , e) toka prve sekundarne veje  $I_{21}^*$  in f) toka druge sekundarne veje  $I_{22}^*$  od napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$

## 7.2 Vpliv nadomestne upornosti bremena na obremenitev sistema za UTV

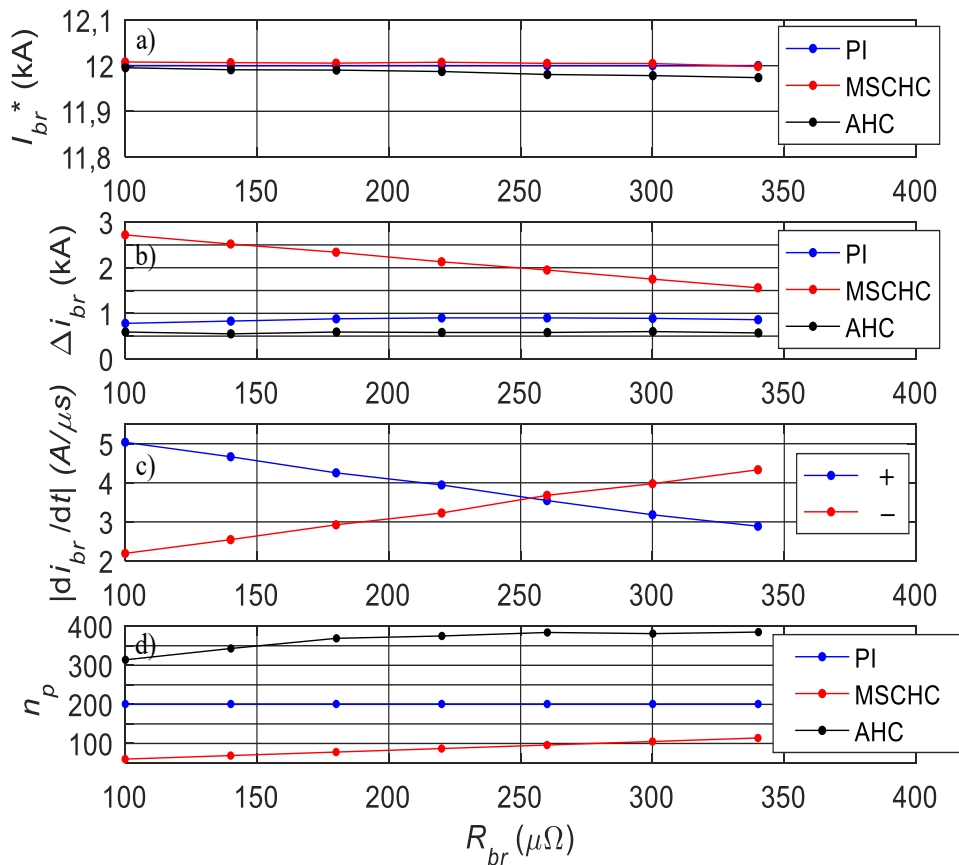
Z izbiro varjenih pločevin lahko spremenimo nadomestno varilno upornost  $R_V$ , ki je del nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$ , s tem pa se bo spremenila obremenitev sistema za UTV. Pri laboratorijskem sistemu za UTV lahko spreminjamo obremenitev sistema za UTV s spreminjanjem mesta povezave med vzporednima vodnikoma. S tem se bo spremenila nadomestna dolžina bremena in z njo tudi nadomestna upornost bremena  $R_{br}$ . Pri tem pa se spreminja tudi nadomestna induktivnost bremena  $L_{br}$ , zato takšno spreminjanje obremenitve ni primerno za analizo, saj bi se pri tem spremenili dve vhodni spremenljivki in spremembe rezultata ne bi mogli pripisati le eni spremenljivki. Upornost bremena pri laboratorijskem sistemu za UTV bi lahko spreminjali le s spremembo preseka vodnika ali s spremembo uporabljenega materiala vodnika, saj se le tako ne bi spremenila tudi induktivnost bremena. Za takšno analizo bi potrebovali večje število različnih bremen, kar bi podražilo preizkušanje. Na upornost vodnika vpliva tudi temperatura vodnika, ki mora med varilnim ciklom ostati konstantna. Zaradi vseh teh vplivov na nadomestno upornost bremena laboratorijskega sistema za UTV in zaradi nihanja napetosti enosmernega vodila bomo analizo vpliva nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$  ponovno opravili na podlagi predstavljenega modela sistema za UTV v programskem paketu Matlab/Simulink.

Pri tem bomo spreminjali nadomestno upornost bremena  $R_{br}$  od  $100 \mu\Omega$  do  $340 \mu\Omega$  v koraku po  $40 \mu\Omega$ . Takšno območje smo si izbrali na podlagi upornosti, ki jo lahko določimo iz nazivnih podatkov transformatorja za UTV (Tabela 2.1) z  $R = U_{2N}/I_{2N} = 356 \mu\Omega$ . Nadomestne upornosti bremena nismo zmanjšali pod  $100 \mu\Omega$ , ker se pri varjenju uporabljajo varilne klešče, ki vsebujejo povezave med transformatorjem z diodnim usmernikom in varilnimi elektrodami. Te povezave imajo upornost, ki smo jo vključili v nadomestno upornost bremena  $R_{br}$ . S spreminjanjem nadomestne upornosti bremena se bo pri konstantni nadomestni induktivnosti bremena  $L_{br}$  spreminjala njegova časovna konstanta  $\tau_{br}$  (3.7). Pri tem se bo spreminjala tudi strmina naraščanja in padanja bremenskega toka  $di_{br}/dt$ , saj časovno konstanto definira čas vzpona od 0 % do 63,2 % vrednosti bremenskega toka v ustaljenem delu varilnega cikla, kar bomo obravnavali v nadaljevanju. Na podlagi konstantne nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$  in spreminjanja nadomestne induktivnosti bremena  $L_{br}$  smo določili časovne konstante bremena  $\tau_{br}$  (Tabela 7.1).

Tabela 7.1: Vrednosti nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$ , induktivnosti bremena  $L_{br}$  in pripadajoče časovne konstante bremena  $\tau_{br}$  pri spreminjanju  $R_{br}$

Št. izračuna	1	2	3	4	5	6	7
$R_{br}$ ( $\mu\Omega$ )	100	140	180	220	260	300	340
$L_{br}$ ( $\mu\text{H}$ )	1,3	1,3	1,3	1,3	1,3	1,3	1,3
$\tau_{br}$ (ms)	13	9,29	7,22	5,91	5	4,33	3,82

V izračunih z uporabo modela sistema za UTV naj bodo vsi varilni cikli dolgi 100 ms zaradi primerjave števila pulzov v varilnem ciklu. Napetost enosmernega vodila naj ves čas trajanja varilnega cikla znaša 560 V. Sistem za UTV bomo ponovno vodili s tremi obravnavanimi metodami reguliranja bremenskega toka (PI, MSCHC in AHC), pri tem pa naj bremenski tok  $I_{br}^*$  znaša 12 kA.

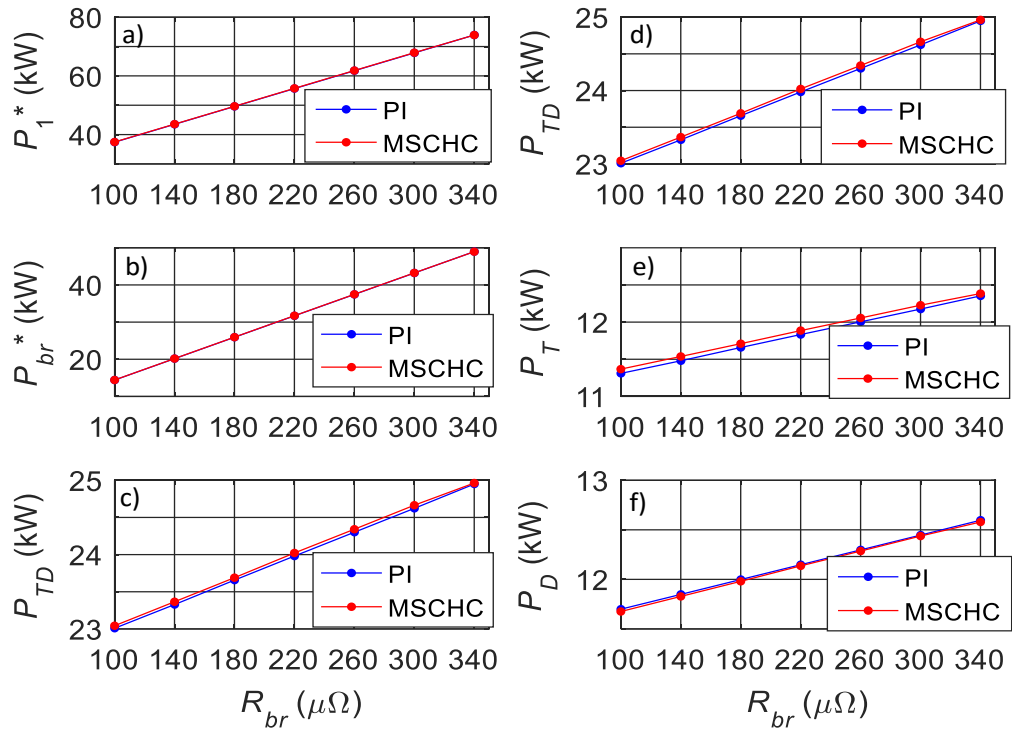


Slika 7.6: Odvisnosti: a) bremenskega toka  $I_{br}^*$ , b) valovitosti bremenskega toka  $\Delta i_{br}$ , c) strmine bremenskega toka  $di_{br}/dt$  in d) števila pulzov napajalne napetosti  $n_p$  od upornosti bremena  $R_{br}$

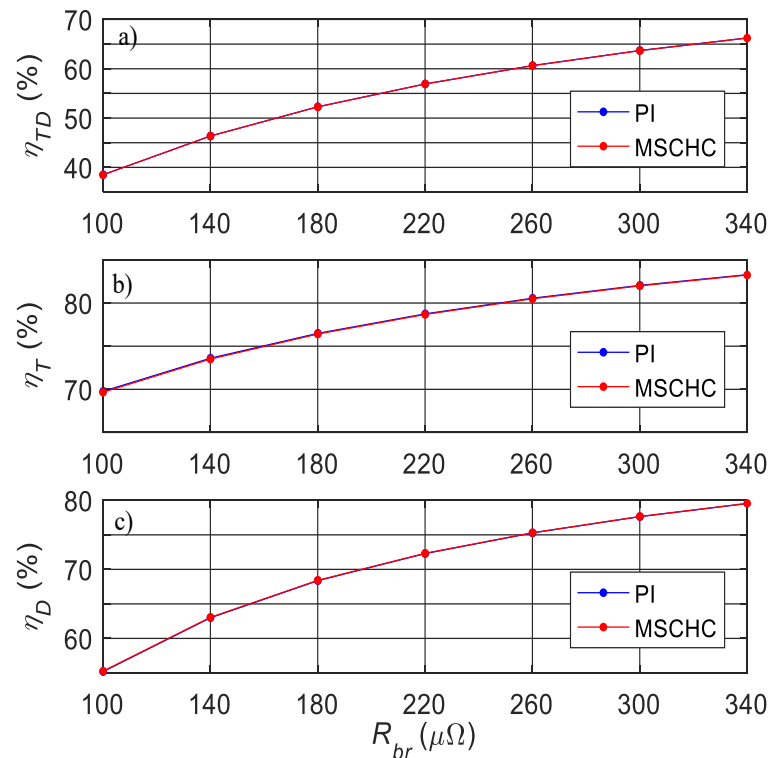
Da smo pri algoritmu MSCHC dosegli vrednost bremenskega toka  $I_{br}^* = 12$  kA v vsaki izračunani obremenitvi (Slika 7.6a), smo morali ponovno spreminjati minimalno izbrano vrednost bremenskega toka  $i_{min}$ , saj se je s spreminjanjem nadomestne upornosti ponovno spreminjala valovitost bremenskega toka  $\Delta i_{br}$  (Slika 7.6b). Ta se je zmanjševala z naraščanjem nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$ , saj se je pri tem zmanjšala strmina naraščanja bremenskega toka  $+di_{br}/dt$ , medtem ko se je strmina padanja bremenskega toka  $-di_{br}/dt$  povečala (Slika 7.6c). Ker sta se pri tem skrajšala čas naraščanja  $T_x$  in tudi čas padanja  $T_y$  (Slika 6.6) bremenskega toka, se je skrajšala tudi dolžina periode napajalne napetosti. Zaradi tega se je povečalo število pulzov napajalne napetosti  $n_p$  v posameznem varilnem ciklu pri uporabi algoritmov AHC in MSCHC (Slika 7.6d).

V nadaljevanju smo ponovno primerjali sprejeto moč  $P_1^*$  in oddano moč  $P_{br}^*$  transformatorja z diodnim usmernikom ter izgube, ki so pri tem nastale (Slika 7.7a). Ker je bil bremenski tok  $I_{br}^*$  v vsaki izračunani obremenitvi enak 12 kA in smo v vsakem izračunu povečali nadomestno upornost bremena  $R_{br}$ , je moč na bremenu  $P_{br}^*$  pri tem linearno naraščala (Slika 7.7b). Kljub enakemu bremenskemu toku  $I_{br}^*$  so se linearno povečale tudi izgube na transformatorju in diodnem usmerniku  $P_{TD}$  (Slika 7.7c). Pri tem so se povečale tako izgube na transformatorju  $P_T$  (Slika 7.7e) kot izgube na obeh diodah  $P_D$  (Slika 7.7f). Posledično se je povečala tudi sprejeta moč transformatorja  $P_1^*$  (Slika 7.7a).

Ker izgube transformatorja z diodnim usmernikom  $P_{TD}$  naraščajo mnogo počasneje kot moč na bremenu  $P_{br}^*$ , se zaradi tega poveča izkoristek transformatorja z diodnim usmernikom  $\eta_{TD}$  (Slika 7.8a). Pri tem se povečata tako izkoristek transformatorja  $\eta_T$  (Slika 7.8b) kot izkoristek diod  $\eta_D$  (Slika 7.8c).



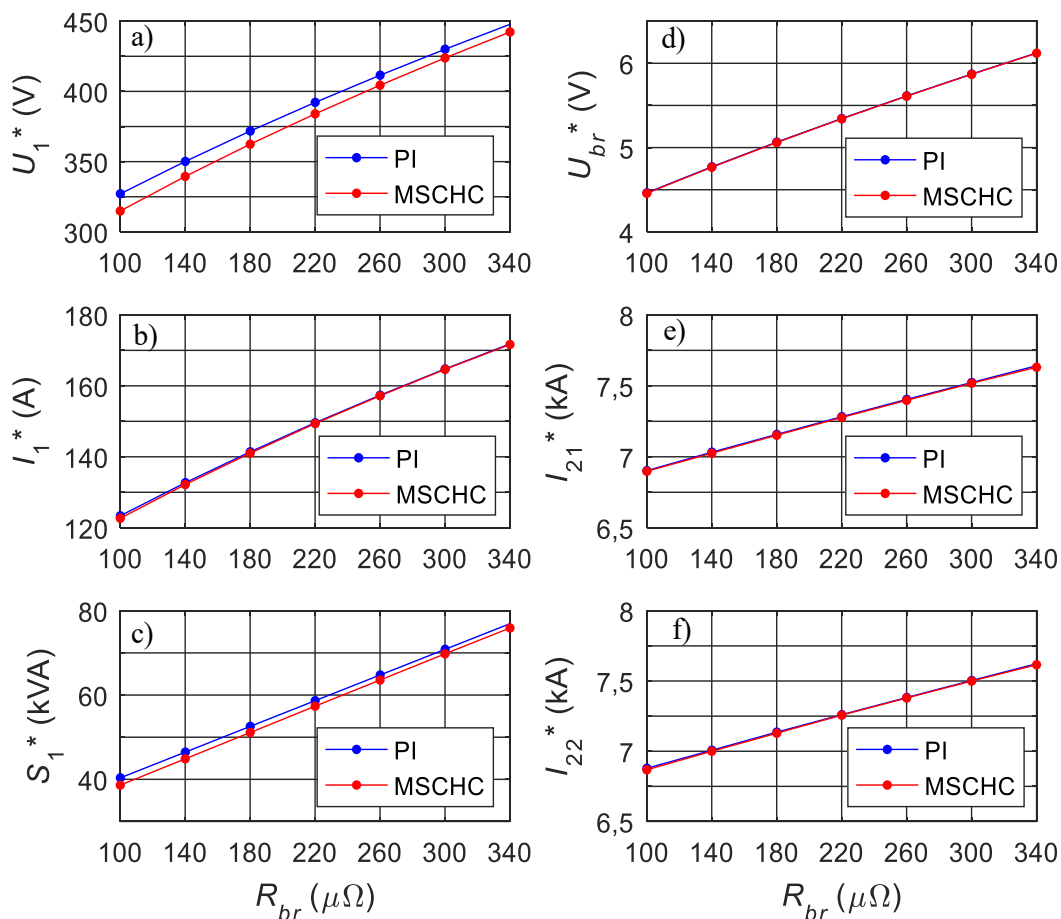
Slika 7.7: Odvisnosti: a) sprejete moči transformatorja  $P_1^*$ , b) moči na bremenu  $P_{br}^*$ , c, d) izgub na transformatorju in diodnem usmerniku  $P_{TD}$ , e) izgub na transformatorju  $P_T$  in f) izgub na obeh diodah  $P_D$  od nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$



Slika 7.8: Odvisnosti: a) izkoristka transformatorja z diodnim usmernikom  $\eta_{TD}$ , b) izkoristka transformatorja  $\eta_T$  in c) izkoristka diod  $\eta_D$  od nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$

Ponovno smo izrisali tudi efektivne vrednosti napajalne napetosti  $U_1^*$  (Slika 7.9a) in primarnega toka  $I_1^*$  (Slika 7.9b). Pri tem ponovno opazimo, da je v vsaki izračunani točki napajalna napetost višja pri uporabi PI-regulacije bremenskega toka. Zaradi tega je večja tudi sprejeta navidezna moč transformatorja  $S_1^*$  (Slika 7.9c). Kljub enaki efektivni vrednosti bremenskega toka  $I_{br}^*$  (Slika 7.6a) pri vsaki izračunani obremenitvi se je z naraščanjem nadomestne upornosti bremena povečevala tudi efektivna vrednost primarnega toka  $I_1^*$  (Slika 7.8b), kar je lahko posledica le daljšega časa napajanja transformatorja za UTV med varilnim ciklom. Pri algoritmu MSCHC lahko to potrdimo na podlagi povečanja števila pulzov napajalne napetosti transformatorja  $n_p$  (Slika 7.6a), saj so pri tem vsi pulzi dolgi približno 0,5 ms. Pri uporabi PI-regulacije bremenskega toka pa se je povečalo prevajalno razmerje. Zaradi povečanja primarnega toka  $I_1^*$ , se povečata tudi oba sekundarna toka  $I_{21}^*$  (Slika 7.9e) in  $I_{22}^*$  (Slika 7.9f)

Pri dejanskem varjenju pločevin bo tako izkoristek sistema za UTV največji pri varjenju pločevin z večjimi vrednostmi nadomestne varilne upornosti  $R_V$ , ki je del upornosti bremena  $R_{br}$ . Vrednost upornosti  $R_V$  je seveda odvisna od materiala pločevine, debeline pločevine in preseka varilnih elektrod. Če se pri tem omejimo le na debelino pločevine, bo največjo vrednost  $R_V$  imela najdebelejša pločevina. Pri varjenju debelejših pločevin bo torej izkoristek sistema za UTV večji.



Slika 7.9: Odvisnosti: a) napajalne napetosti transformatorja  $U_1^*$ , b) primarnega toka  $I_1^*$ , c) navidezne moči  $S_1^*$ , d) napetosti na bremenu  $U_{br}^*$ , e) toka prve sekundarne veje  $I_{21}^*$  in f) toka druge sekundarne veje  $I_{22}^*$  od upornosti bremena  $R_{br}$

### 7.3 Vpliv nadomestne induktivnosti bremena na delovanje sistema za UTV

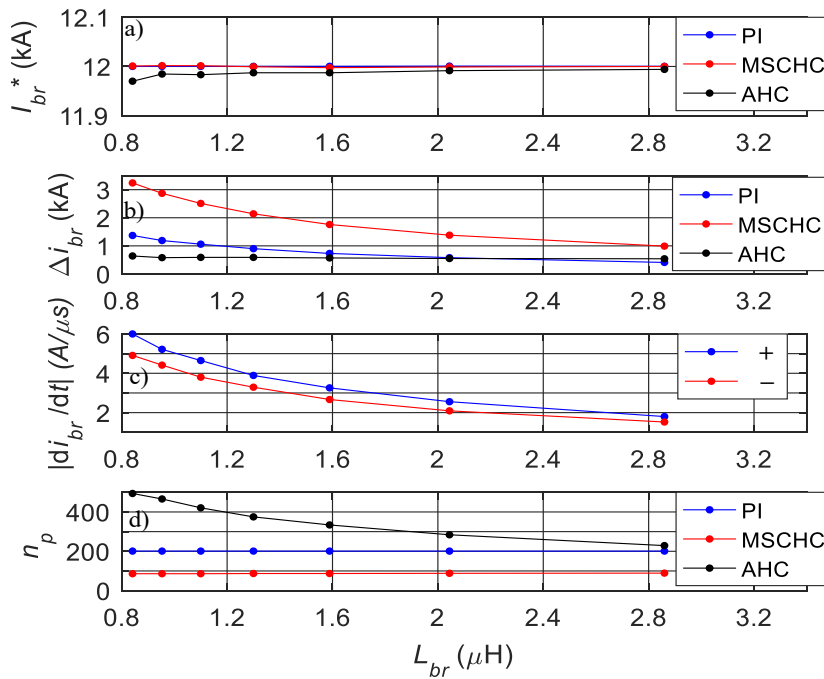
Ker se z zamenjavo varilnih klešč sistema za UTV lahko spremeni tudi nadomestna induktivnost bremena  $L_{br}$ , če se spremeni oblika zanke, po kateri teče bremenski tok  $i_{br}$ , bomo obravnavali tudi vpliv te induktivnosti na delovanje sistema za UTV. Pri tem se obremenitev sistema za UTV v ustaljenem delu varilnega cikla ne bo spremenila, saj ni odvisna od induktivnosti. Velikost induktivnosti  $L_{br}$  vpliva na količino shranjene energije  $W_{L_{br}}$  (6.11) v induktivnosti pri enakem bremenskem toku  $I_{br}^*$ . Vrednost bremenskega toka smo ponovno določili pri 12 kA. Za napetost enosmernega vodila smo ponovno izbrali  $U_{DC} = 560$  V, za dolžino cikla  $T_{VC} = 100$  ms in za nadomestno upornost bremena  $R_{br} = 220 \mu\Omega$ . Nadomestno induktivnost bremena  $L_{br}$  smo spreminjali tako, da je bila časovna konstanta  $\tau_{br}$  v vsaki izračunani točki enaka kot v primeru, ko smo spreminjali nadomestno upornost bremena  $R_{br}$ . (Tabela 7.1). Nadomestno induktivnost bremena  $L_{br}$  smo tako spreminjali od 2,86  $\mu\text{H}$  do 0,841  $\mu\text{H}$  (Tabela 7.2).

Tabela 7.2: Vrednosti nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$ , induktivnosti bremena  $L_{br}$  in pripadajoče časovne konstante bremena  $\tau_{br}$  pri spreminjanju induktivnosti  $L_{br}$

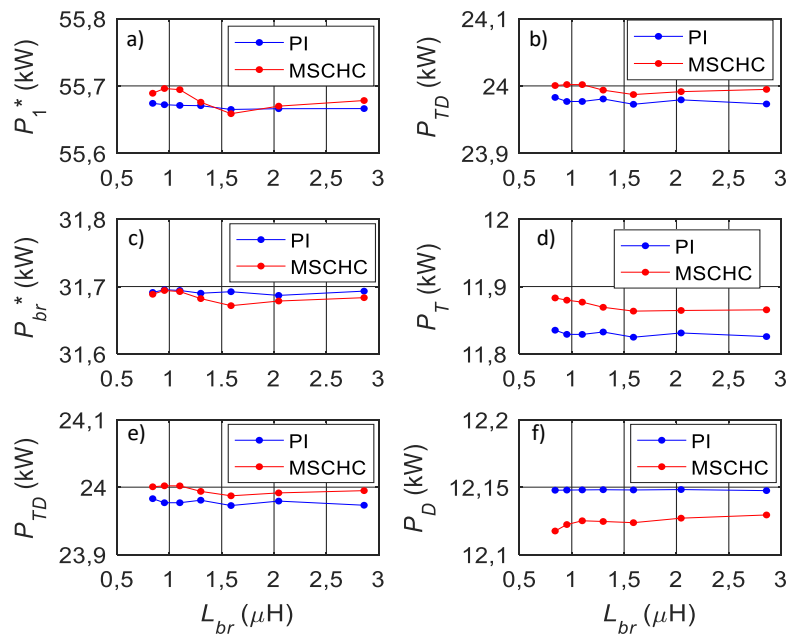
Št. izračuna	1	2	3	4	5	6	7
$R_{br}$ ( $\mu\Omega$ )	220	220	220	220	220	220	220
$L_{br}$ ( $\mu\text{H}$ )	2,86	2,044	1,589	1,3	1,1	0,953	0,841
$\tau_{br}$ (ms)	13	9,29	7,22	5,91	5	4,33	3,82

Bremenski tok smo torej ponovno regulirali z obravnavanimi tremi metodami vodenja (PI, MSCHC, AHC) tako, da je bil bremenski tok  $I_{br}^*$  v vsaki izračunani točki enak 12 kA (Slika 7.10a). Pri algoritmu vodenja MSCHC opazimo naraščanje vrednosti valovitosti bremenskega toka  $\Delta i_{br}$  z manjšanjem vrednosti induktivnosti  $L_{br}$  (Slika 7.10a). Tudi pri uporabi PI-regulacije bremenskega toka opazimo enak pojav, le da so vrednosti valovitosti  $\Delta i_{br}$  manjše. Pri tem se povečata tako strmina naraščanja bremenskega toka  $+di_{br}/dt$  kot strmina upadanja tega toka  $-di_{br}/dt$  (Slika 7.10c). To lahko izkoristimo v obratni smeri, saj lahko s povečanjem nadomestne induktivnosti bremena zmanjšamo valovitost bremenskega toka. Pri spreminjanju nadomestne induktivnosti bremena ostane število pulzov napajalne napetosti  $n_p$  nespremenjeno pri uporabi algoritma MSCHC (Slika 7.10d). Pri uporabi algoritma AHC pa se število pulzov napajalne napetosti zmanjša z naraščanjem nadomestne induktivnosti bremena  $L_{br}$ .

Spreminjanje nadomestne induktivnosti bremena  $L_{br}$  ne vpliva na povprečno moč na bremenu v ustaljenem delu varilnega cikla  $P_{br}^*$  (Slika 7.11c). Vpliva pa na količino shranjene energije v tej induktivnosti  $W_{L_{br}}$ , zaradi česar bo pri enakih pogojih napajanja čas naraščanja bremenskega toka do izbrane vrednosti  $i_{min}$  daljši v primeru večjih vrednosti  $L_{br}$ . V tem primeru bo daljši tudi prehodni pojav na koncu varilnega cikla, med katerim se ta shranjena energija sprosti na upornostih sekundarnega tokokroga (Slika 6.11). Ker se s spremembo induktivnosti bremena  $L_{br}$  ni spremenila obremenitev sistema za UTV, se tudi izgube transformatorja za UTV z diodnim usmernikom  $P_{TD}$  niso spremenile (Slika 7.11e). Tako so ostale enake tudi: 1) sprejeta moč  $P_1^*$  (Slika 7.11a), 2) izgube na transformatorju  $P_T$  (Slika 7.11d) in 3) izgube na diodah  $P_D$  (Slika 7.11f). Zaradi tega pa so ostali enaki tudi izkoristki posameznih elementov sistema za UTV.



Slika 7.10: Odvisnosti: a) bremenskega toka  $I_{br}^*$ , b) valovitosti bremenskega toka  $\Delta i_{br}$ , c) strmine bremenskega toka  $di_{br}/dt$  in d) števila pulzov napajalne napetosti  $n_p$  od nadomestne induktivnosti bremena  $L_{br}$



Slika 7.11: Odvisnosti: a) sprejete moči transformatorja  $P_1^*$ , b) moči na bremenu  $P_{br}^*$ , c, d) izgub na transformatorju in diodnem usmerniku  $P_{TD}$ , e) izgub na transformatorju  $P_T$  in f) izgub na obeh diodah  $P_D$  od nadomestne induktivnosti bremena  $L_{br}$

## 7.4 Vpliv bremenskega toka na obremenitev sistema za UTV

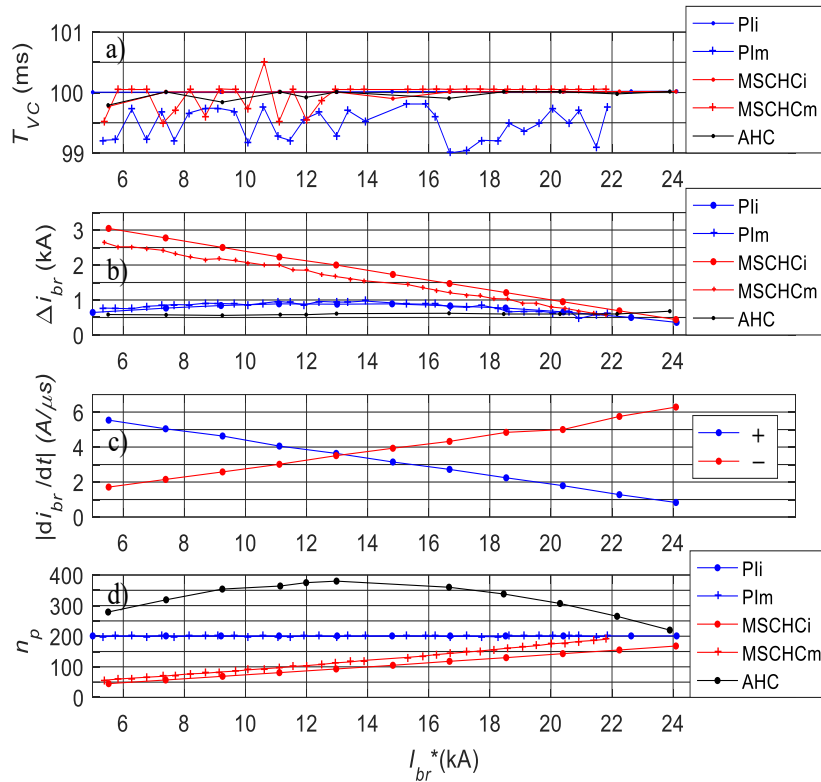
Različne pločevine varimo z različno velikimi toki [1]. V tabeli varilnih parametrov za primer pločevine z nizko vsebnostjo ogljika najdemo vrednosti toka, ki znašajo od 5 kA do 20 kA (Tabela 2.4).



Ker je nazivni tok obravnavanega sistema za UTV 25 kA, bomo obseg vrednosti bremenskega toka povečali do 25 kA. Pri tem bomo uporabljali tako vezni model sistema za UTV kot laboratorijski sistem za UTV. V modelu bomo uporabljali konstantne vrednosti: napetosti enosmernega vodila  $U_{DC} = 560$  V, nadomestne upornosti bremena  $R_{br} = 220 \mu\Omega$ , nadomestne induktivnosti bremena  $L_{br} = 1,3 \mu\text{H}$  in konstantno dolžino varilnega cikla  $T_{VC} = 100$  ms. Pri meritvah na laboratorijskem sistemu za UTV bo napetost enosmernega vodila  $u_{DC}$  odvisna od napetosti omrežja  $u_a$ ,  $u_b$  in  $u_c$ , ki se lahko pri tako velikih obremenitvah tudi znižajo (Slika 2.3). Posledično na napetost enosmernega vodila obravnavanega laboratorijskega sistema za UTV ne moremo vplivati. Dodatno pa se med varilnim ciklom lahko spremeni tudi upornost vodnikov bremena. Zaradi joulskih izgub se lahko breme med varilnim ciklom namreč segreje, zaradi česar se lahko poveča upornost vodnikov bremena.

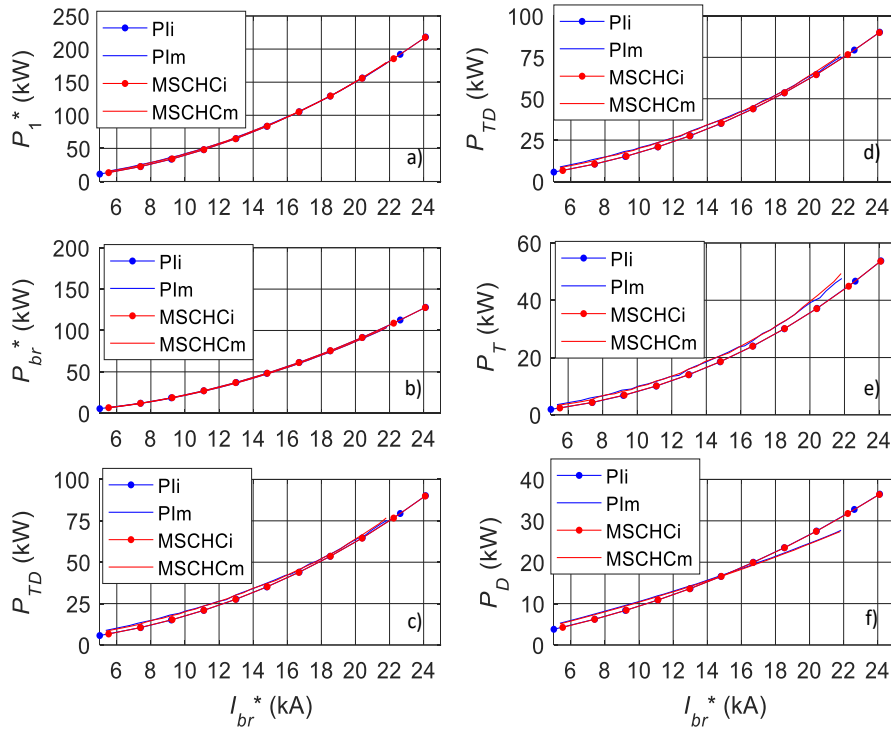
Pri analizi vpliva bremenskega toka na obremenitev sistema za UTV bomo ponovno uporabili vse tri predstavljene metode vodenja sistema za UTV (PI, MSCHC, AHC). Pri tem smo najprej uporabili algoritem MSCHC in v izračunih veznega modela spreminjali minimalno vrednost bremenskega toka  $i_{min}$  v območju od 4 kA do 24 kA s korakom po 2 kA. V tem podpoglavju bodo s tem izračunom pridobljeni rezultati označeni v legendi z »MSCHCi«. Nato smo tem tokom določili ефективne vrednosti in te vrednosti uporabili za referenčne vrednosti toka PI-regulatorja bremenskega toka. Pridobljeni rezultati so v legendi označeni s »PIi«. Enako smo naredili tudi pri meritvah na laboratorijskem sistemu za UTV, le da smo pri tem izbrano minimalno vrednost bremenskega toka  $i_{min}$  spreminjali s korakom po 0,5 kA. Korak spreminjanja bremenskega toka smo zmanjšali zaradi merilne napake in nihanja ефективne vrednosti napetosti omrežja. Tako pridobljeni rezultati meritev so v legendi označeni z »MSCHCm«. Izmerjenim tokom smo nato določili ефективne vrednosti in te vrednosti uporabili tudi za referenčne vrednosti PI-regulatorja bremenskega toka. Tako pridobljeni rezultati meritev so v legendi označeni z »PIIm«. Zaradi neperiodičnih časovnih potekov napetosti in tokov ter zaradi težav z zanesljivostjo obratovanja laboratorijskega sistema za UTV pri uporabi algoritma AHC, ki uporablja detektor nasičenja na podlagi meritve primarnega toka, teh meritev nismo izvedli. Pri meritvah smo lahko dosegli le 22 kA bremenskega toka zaradi omejitve priključne moči merilnega mesta.

Zaradi izvajanja meritev na testnem sistemu za UTV, ki ga vodita dva različna digitalna signalna procesorja oziroma krmilnika, smo najprej preverili, ali so posamezne dolžine varilnih ciklov  $T_{VC}$  res dolge 100 ms (Slika 7.12a). Pri tem smo izrisane dolžine varilnega cikla  $T_{VC}$  določili od začetka prvega pulza napajalne napetosti do konca zadnjega. Zaradi tega so vsi varilni cikli z izjemo enega dolgi 100 ms ali manj. Varilni cikli, ki so dolgi 100 ms, so bili prekinjeni med pulzom napajalne napetosti. Pri krajših varilnih ciklih pa se čas 100 ms ni iztekel med pulzom napajalne napetosti, zato je tako določen čas  $T_{VC}$  krajši od 100 ms. Pri uporabi PI-regulatorja bremenskega toka na testnem sistemu za UTV so nekateri varilni cikli krajši tudi od 99,5 ms. Pri teh varilnih ciklih manjka en pulz napajalne napetosti, kar je posledica napake pri določitvi časa.

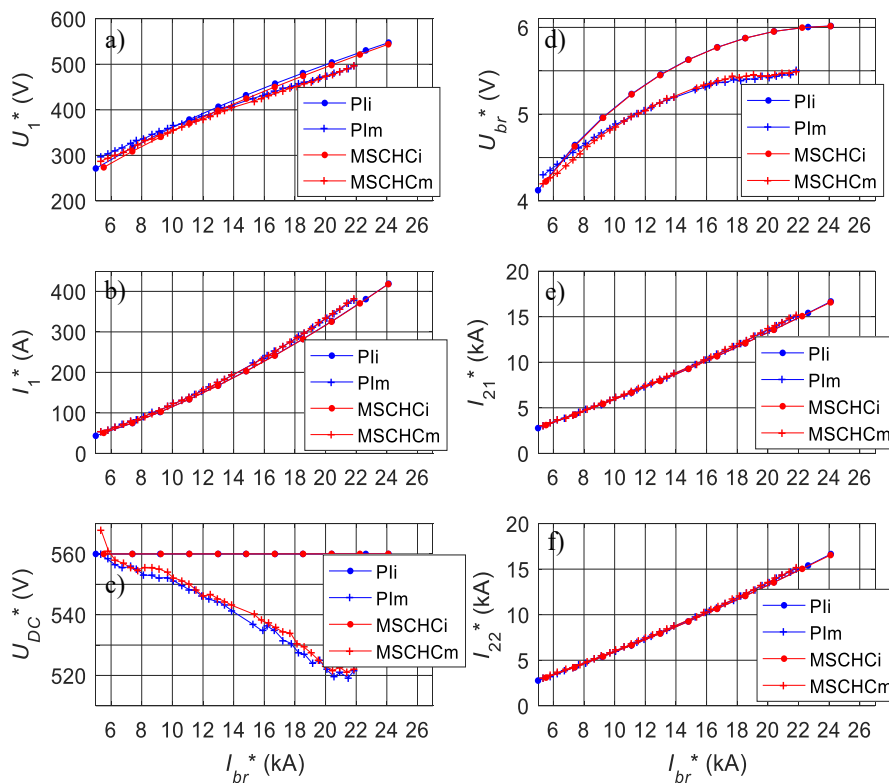


Slika 7.12: Odvisnosti: a) dolžine varilnega cikla  $T_{VC}$ , b) valovitosti bremenskega toka  $\Delta i_{br}$ , c) strmine bremenskega toka  $di_{br}/dt$  in d) števila pulzov napajalne napetosti  $n_p$  od bremenskega toka  $I_{br}^*$

Z naraščanjem bremenskega toka  $I_{br}^*$  narašča strmina upadanja bremenskega toka  $-di_{br}/dt$  in upada strmina naraščanja bremenskega toka  $+di_{br}/dt$  (Slika 7.12c). Časovni potek bremenskega toka  $i_{br}$  je namreč zelo podoben odzivu člena prvega reda (Slika 3.6). Zaradi tega se z naraščanjem bremenskega toka zmanjšuje valovitost bremenskega toka  $\Delta i_{br}$  (Slika 7.12b). Pri tem opazimo razliko med izračunano valovitostjo bremenskega toka (MSCHCi) in izmerjeno valovitostjo bremenskega toka (MSCHCm). Odstopa pa tudi število pulzov napajalne napetosti  $n_p$  (Slika 7.12d), ki je pri enakem bremenskem toku večje v primeru meritev pri uporabi algoritma vodenja MSCHC. Razlogov za večje število pulzov napajalne napetosti in manjšo valovitost bremenskega toka je več. Eden izmed razlogov je padanje napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}$ . Razlog so tudi večje izgube v laboratorijskem sistemu za UTV glede na izgube, ki so upoštevane v modelu sistema za UTV. V vsaki izmerjeni točki so bile namreč izgube na transformatorju in diodnem usmerniku  $P_{TD}$  večje od izgub, izračunanih na podlagi modela sistema za UTV (Slika 7.13c). Te razlike v sprejeti moči  $P_1^*$  (Slika 7.13a) ali moči na bremenu  $P_{br}^*$  (Slika 7.13b) ne opazimo zaradi velikega razpona prikazanih moči. Opazimo pa razliko v izgubah na transformatorju  $P_T$  (Slika 7.13f) in razliko v izgubah diod  $P_D$  (Slika 7.13f), če primerjamo vrednosti, pridobljene na podlagi meritev, z vrednostmi, pridobljenimi na podlagi izračunov modela. V vsaki izmerjeni točki so bile izgube na transformatorju  $P_T$  večje od izgub, izračunanih na podlagi modela sistema za UTV. Izgube na diodah  $P_D$  so večje v izmerjenih točkah pri bremenskih tokih, manjših od 15 kA, in manjše v izmerjenih točkah pri bremenskih tokih, večjih od 15 kA. Ker je število pulzov napajalne napetosti večje v primeru meritev, je bil tudi skupni čas napajanja transformatorja  $T_{ON}$  daljši. Zaradi tega so večje tudi efektivne vrednosti vseh izmerjenih tokov (Slika 7.14), kar je povzročilo večje izgube na transformatorju za UTV. Izgube na diodah  $P_D$  ne naraščajo s kvadratom toka, temveč zaradi nižanja nadomestne upornosti diode naraščajo nekoliko počasneje (Slika 2.7).



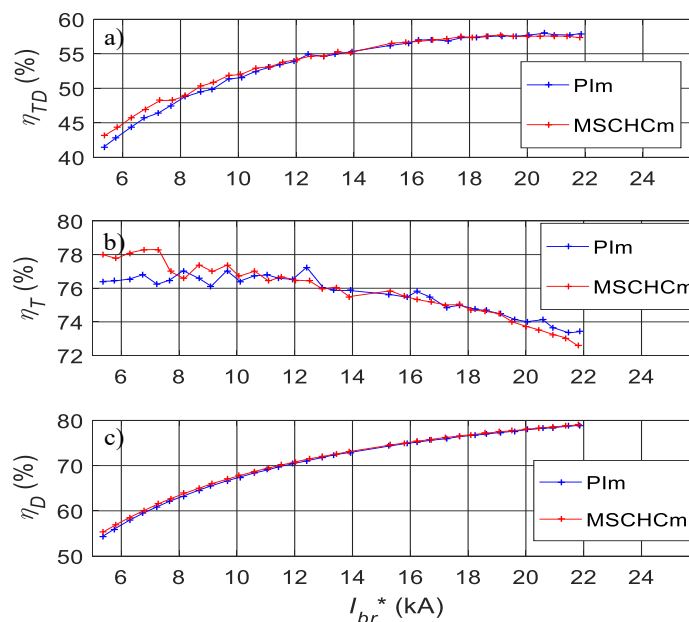
Slika 7.13: Odvisnosti: a) sprejete moči transformatorja  $P_1^*$ , b) moči na bremenu  $P_{br}^*$ , c, d) izgub na transformatorju in diodnem usmerniku  $P_{TD}$ , e) izgub na transformatorju  $P_T$  in f) izgub na obeh diodah  $P_D$  od bremenskega toka  $I_{br}^*$



Slika 7.14: Odvisnosti: a) napajalne napetosti transformatorja  $U_1^*$ , b) primarnega toka  $I_1^*$ , c) napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$ , d) napetosti na bremenu  $U_{br}^*$ , e) toka prve sekundarne veje  $I_{21}^*$  in f) toka druge sekundarne veje  $I_{22}^*$  od bremenskega toka  $I_{br}^*$

Kljub večjemu številu pulzov napajalne napetosti  $n_p$  v primeru algoritma MSCHC pri meritvah na testnem sistemu za UTV opazimo, da so učinkovite vrednosti napajalne napetosti  $U_1^*$  (Slika 7.14a) manjše pri večjih vrednostih bremenskih tokov  $I_{br}^*$ . To je lahko posledica le manjših učinkovite vrednosti napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}^*$  (Slika 7.14c). Napetost enosmernega vodila  $u_{DC}$  z večanjem obremenitve laboratorijskega sistema za UTV vedno bolj niha, zaradi česar se zmanjša tudi učinkovita vrednost te napetosti  $U_{DC}^*$ . Posledično morajo biti toki pri enaki obremenitvi sistema za UTV večji, kar smo pokazali že v podpoglavju 7.1. Tudi v tem primeru opazimo večje učinkovite vrednosti primarnega toka  $I_1^*$  (Slika 7.14b), ki smo jih določili na podlagi meritev na laboratorijskem sistemu za UTV glede na toke, ki smo jih določili na podlagi izračunov modela. Posledično morata biti večja tudi oba sekundarna toka  $I_{21}^*$  (Slika 7.14e) in  $I_{22}^*$  (Slika 7.14f). Zaradi večjih izgub transformatorja z diodnim usmernikom  $P_{TD}$  in zaradi padanja napetosti enosmernega vodila  $U_{DC}$  pa je učinkovita vrednost napetosti na bremenu  $U_{br}^*$  (Slika 7.14d) manjša v primeru meritev na testnem sistemu za UTV.

Razlika med izmerjenimi in izračunanimi vrednostmi je posledica različnih obratovalnih pogojev in modela sistema za UTV, ki ne upošteva vseh pojavov, ki v transformatorju za UTV povzročajo izgube. V modelu sistema za UTV namenoma nismo zajeli nihanja napetosti enosmernega vodila, saj s spremembo napetosti enosmernega vodila nismo želeli vplivati na rezultate izračunov. Tudi izriv toka v vodnikih v obravnavanem modelu ni upoštevan. Pri meritvi upornosti pa je bil tok premajhen, da bi lahko povzročil povečanje nadomestne upornosti zaradi sosedstvenega pojava. Ker je bil tok, s katerim smo določali upornosti, enosmeren, tudi do kožnega pojava ni moglo priti, saj ta nastane le pri spremembi toka. Pri modeliranju diod smo upoštevali podatke proizvajalca in ne izmerjenih karakteristik diod.

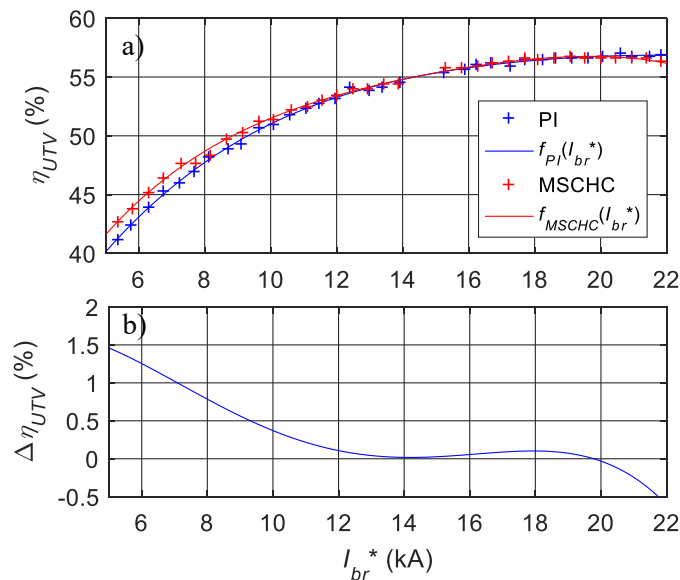


Slika 7.15: Odvisnosti: a) izkoristka transformatorja z diodnim usmernikom  $\eta_{TD}$ , b) izkoristka transformatorja  $\eta_T$  in c) izkoristka diod  $\eta_D$  od bremenskega toka  $I_{br}^*$

Pri obeh izkoristkih transformatorja z diodnim usmernikom  $\eta_{TD}$  (Slika 7.15b), določenih na podlagi meritev, opazimo večje vrednosti izkoristka pri uporabi algoritma MSCHC glede na izkoristek  $\eta_{TD}$  pri uporabi PI-regulacije bremenskega toka. Razlika je najočitnejša pri bremenskih tokih, nižjih od 12 kA.

Pri teh tokih sta pri uporabi algoritma MSCHC večja tako izkoristek transformatorja  $\eta_T$  (Slika 7.15b) kot izkoristek diod  $\eta_D$  (Slika 7.15c) glede na opazovana izkoristka pri uporabi PI-regulacije bremenskega toka. Razlika je posledica zmanjšanja števila pulzov napajalne napetosti  $n_p$ , zaradi česar se zmanjša frekvenca napajalne napetosti transformatorja. S tem pa se zmanjšajo tudi izgube v navitjih transformatorja, ki so posledica izriva toka. Izriv toka je največji pri največjih spremembah toka, ki se v transformatorju za UTV zgodijo prav pri preklopih napajalne napetosti  $u_1$ . Kljub temu je delež teh izgub v obravnavanem sistemu za UTV tako majhen, da se pri zmanjšanju frekvence napajalne napetosti na eno četrtno nazivne frekvence  $f_N$  izgube zmanjšajo le za približno 1 % (Slika 7.15b). To spremembo frekvence napajalne napetosti smo določili na podlagi spremembe števila pulzov napajalne napetosti  $n_p$ , ki se je pri manjših vrednostih bremenskega toka zmanjšalo na četrtno števila pulzov napajalne napetosti pri uporabi PI-regulacije (Slika 7.12d). Predstavljen algoritem MSCHC bi tako lahko bil primernejši za uporabo v sistemih za UTV, ki delujejo pri višjih frekvencah napajalne napetosti.

Določili smo tudi skupni izkoristek sistema za UTV  $\eta_{UTV}$ , ki zajema enosmerno vodilo, razsmernik, kabel, transformator in izhodni diodni usmernik (Slika 7.16). Ta izkoristek smo določili na podlagi meritev na laboratorijskem sistemu za UTV. Pri tem je izkoristek  $\eta_{UTV}$  ponovno večji pri uporabi algoritma MSCHC, in sicer pri vrednostih bremenskega toka, manjših od 12 kA (Slika 7.16a). Zaradi majhne razlike v izkoristkih smo določili funkciji  $f_{PI}(I_{br}^*)$  in  $f_{MSCHC}(I_{br}^*)$ , ki se najbolje prilegata določenim točkam izkoristka  $\eta_{UTV}$ . Na podlagi teh dveh funkcij smo nato določili tudi razliko v izkoristku  $\Delta\eta_{UTV} = f_{MSCHC}(I_{br}^*) - f_{PI}(I_{br}^*)$  (Slika 7.16b). Pri tem razlike v izkoristku pri vrednostih bremenskega toka, večjih od 12 kA, ne moremo potrditi. Razlika v izkoristku se pojavi le pri vrednostih bremenskega toka, manjših od 12 kA, in se povečuje s padanjem vrednosti bremenskega toka  $I_{br}^*$ , kar smo tudi pričakovali.

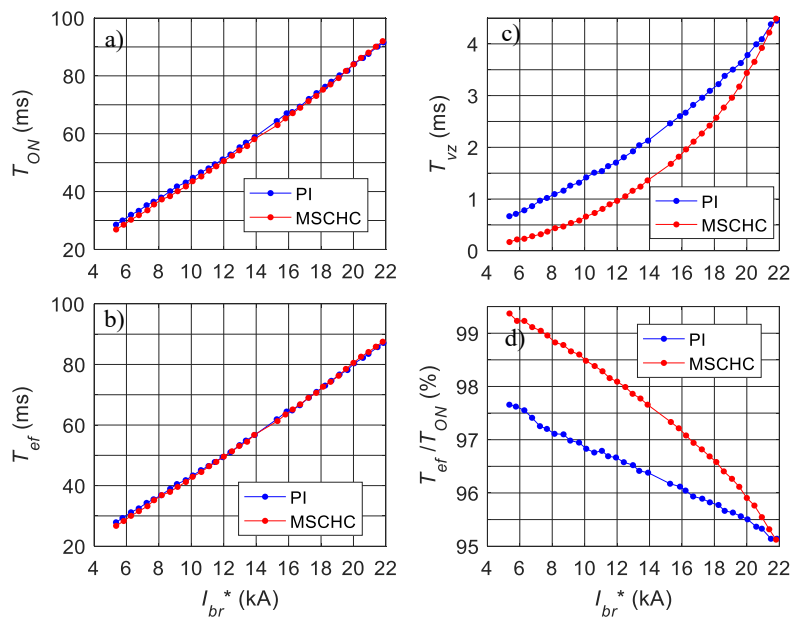


Slika 7.16: Odvisnost: a) izkoristka celotnega sistema za UTV  $\eta_{UTV}$  in b) razlike v izkoristku sistema za UTV  $\Delta\eta_{UTV}$  od bremenskega toka  $I_{br}^*$

V podpodglavju 2.3.1 smo obravnavali rezultate analize parametrov procesa UTV na natezno trdnost nastalih spojev med pločevinami [33]. Ta analiza nastalih spojev je namreč pokazala, da lahko pri varjenju s tokom  $I_{br} = 10,4$  kA in časom varilnega cikla  $T_{VC} = 240$  ms nastane enako močan spoj kot

pri varjenju s tokom  $I_{br} = 12$  kA in časom varilnega cikla  $T_{VC} = 180$  ms. Ti preizkusi natezne trdnosti spojev so pokazali, da lahko spoja, ki sta nastala pri teh parametrih procesa UTV, obremenimo z natezno silo 3700 N. Pri tem pa največja vrednost natezne obremenitve kateregakoli nastalega spoja ni presegla 3800 N [33]. Pri teh dveh varilnih parametrih je izkoristek sistema za UTV večji pri bremenskem toku 12 kA (Slika 7.16a). Pri izbiri toka je tako vedno boljše izbrati večjo vrednost, saj je pri tem izkoristek sistema za UTV večji.

Uporaba algoritma MSCHC glede na PI-regulacijo bremenskega toka skrajša skupni čas napajanja transformatorja  $T_{ON}$  (Slika 7.17a) zaradi manjšega števila pulzov napajalne napetosti  $n_p$  (Slika 7.12a). Pri tem ostane efektivni čas napajanja transformatorja  $T_{ef}$  (Slika 7.17a) enak pri obeh načinih vodenja sistema za UTV. Manjše odstopanje se pojavi le pri manjših vrednostih bremenskega toka  $I_{br}^*$ , pri katerih je efektivni čas napajanja transformatorja  $T_{ef}$  daljši pri uporabi PI-regulacije bremenskega toka. Pri tem opazimo, da je tudi napetost na bremenu  $U_{br}^*$  (Slika 7.14d) nekoliko večja pri uporabi PI-regulacije bremenskega toka glede na napetosti pri uporabi algoritma MSCHC. Zaradi manjšega števila pulzov napajalne napetosti pri uporabi algoritma MSCHC je krajši tudi skupni čas vzpona primarnega toka  $T_{vz}$  (Slika 7.17c). Zaradi tega se poveča delež efektivnega časa napajanja med skupnim časom napajanja  $T_{ef}/T_{ON}$  (Slika 7.17c). Pri tem je razlika v deležu  $T_{ef}/T_{ON}$  ponovno največja pri najmanjših vrednostih bremenskega toka. Na podlagi te razlike smo pričakovali spremembo izkoristka sistema za UTV (Slika 7.16a) in jo pri najmanjših vrednostih bremenskega toka tudi potrdili. Pri bremenskem toku 5 kA je razlika v deležu  $T_{ef}/T_{ON}$  enaka razliki v izkoristku sistema za UTV  $\Delta\eta_{UTV}$ .

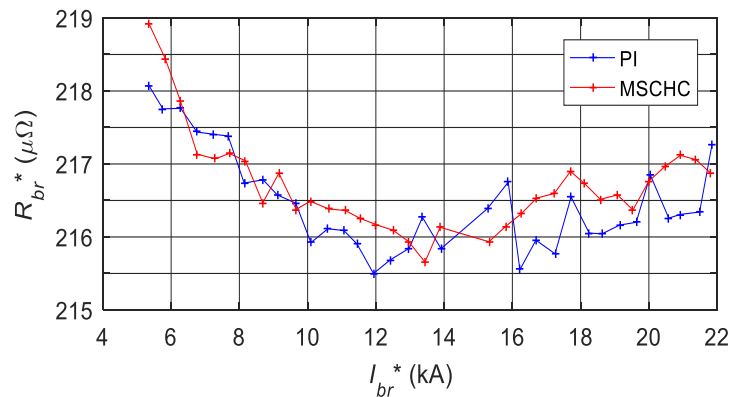


Slika 7.17: Odvisnosti: a) skupnega časa napajanja transformatorja  $T_{ON}$ , b) skupnega efektivnega časa napajanja transformatorja  $T_{ef}$  in c) skupnega časa vzponov primarnega toka  $T_{vz}$  od bremenskega toka  $I_{br}^*$

Pri analizi vplivov bremenskega toka na delovanje sistema za UTV je zelo pomembno, da je bila nadomestna upornost bremena enaka pri vsaki opravljeni meritvi na laboratorijskem sistemu za UTV. V nasprotnem primeru bi na obremenitev vplivali tudi s spremembo nadomestne upornosti. Zato smo na podlagi povprečne moči na bremenu  $P_{br}^*$  in povprečnega bremenskega toka  $I_{br}^*$  določili nadomestno upornost bremena  $R_{br}^*$  z uporabo (7.1).

$$R_{br}^* = \frac{P_{br}^*}{I_{br}^{*2}} \quad (7.1)$$

Nadomestne upornosti smo z enačbo (7.1) določili za vsako meritev (Slika 7.18). Povprečna vrednost vseh tako določenih upornosti znaša  $217 \mu\Omega$ , maksimalna in minimalna vrednost tako določene upornosti pa od povprečne vrednosti ne odstopata za več kot 1 %. Če primerjamo vrednosti pri enakih vrednostih bremenskega toka, so razlike v vrednostih nadomestne upornosti  $R_{br}^*$  manjše od  $1 \mu\Omega$ . Na podlagi tega ocenjujemo, da se nadomestna upornost ni spremenila toliko, da bi lahko vplivala na rezultate analize.



Slika 7.18: Povprečne vrednosti nadomestne upornosti bremena pri spreminjanju bremenskega toka

## 7.5 Povzetek

Algoritem MSCHC zmanjša število pulzov oziroma frekvenco napajalne napetosti v varilnem ciklu na minimalno vrednost pri izbranih varilnih parametrih. Ker so pri tem vsi pulzi približno enako dolgi, se pri manjših vrednostih nadomestne upornosti bremena poveča valovitost bremenskega toka  $\Delta i_{br}$ , kar lahko povzroči težave pri varjenju. Valovitost bremenskega toka namreč vpliva na silo, s katero elektrodi stiskata skupaj pločevini [68]. Nihanje te sile pa povzroča vibracije, ki bi lahko vplivale na kakovost nastalega spoja in življenjsko dobo varilnih elektrod. Ta težava je še posebej izrazita pri varjenju z izmeničnim tokom, kjer je valovitost bremenskega toka največja [68]. Da bi omejili valovitost bremenskega toka, bomo v nadaljevanju predstavili algoritem, ki to nihanje bremenskega toka prepolovi. Veliko nihanje bremenskega toka bi lahko odpravili tudi z zamenjavo transformatorja, ki bi imel vgrajeno železno jedro manjšega preseka  $A_{Fe}$  in bi bil tako zasnovan za višjo nazivno frekvenco napajalne napetosti  $f_N$ . Zaradi tega bi se skrajšali pulzi napajalne napetosti, saj bi se pri tem gostota magnetnega pretoka hitreje spreminjala in bi se tako prej spremenila od ene točke nasičenja do druge. S krajšimi pulzi napajalne napetosti pa bi se zmanjšala valovitost bremenskega toka.

Zaradi zmanjšanja števila pulzov oziroma frekvence napajalne napetosti pri uporabi algoritma MSCHC se zmanjšata skupni čas vzponov primarnega toka  $T_{vz}$  in skupni čas napajanja transformatorja  $T_{ON}$ . Ker pri tem ostane skupni efektivni čas napajanja transformatorja  $T_{ef}$  nespremenjen, se z uporabo algoritma MSCHC poveča razmerje med tem časom in skupnim časom napajanja  $T_{ef}/T_{ON}$ . Zaradi krajšega časa napajanja transformatorja za UTV pri enakem učinku se nekoliko poveča izkoristek

sistema za UTV pri uporabi algoritma vodenja MSCHC. Pri tem se razlika v izkoristku povečuje s padanjem obremenitve sistema za UTV. Sprememba izkoristka je sicer majhna, ker v obravnavanem sistemu za UTV prevladujejo joulske izgube v navitjih in izgube obeh usmerniških diod. To je posledica velikih tokovnih gostot v vodnikih in relativno nizke frekvence napajalne napetosti, ki je manjša od 1 kHz. Prednosti uporabe algoritma vodenja MSCHC bi lahko bile izrazitejše na sistemih, pri katerih prevladujejo dinamične izgube. Taki sistemi imajo običajno višje nazivne frekvence napajalne napetosti. Pri tem lahko naletimo na omejitev procesorske moči uporabljenega digitalnega signalnega procesorja, ki mora pravočasno reagirati na pojav nasičenja železnega jedra transformatorja. S številom pulzov oziroma s frekvenco napajalne napetosti transformatorja je povezana valovitost bremenskega toka. Ta se z zmanjšanjem frekvence napajalne napetosti poveča, kar lahko povzroči težave pri nastajanju spoja in poveča obrabo varilnih elektrod.



## 8 Histerežno vodenje z zmanjšano valovitostjo bremenskega toka

V poglavju 7 smo ugotovili, da je valovitost bremenskega toka  $\Delta i_{br}$  odvisna od števila pulzov napajalne napetosti v varilnem ciklu oziroma od frekvence napajalne napetosti. Pri tem se je valovitost bremenskega toka povečala, če se je število pulzov napajalne napetosti zmanjšalo. Če želimo zmanjšati valovitost bremenskega toka, moramo torej povečati število pulzov oziroma frekvenco napajalne napetosti. To se je zgodilo tudi pri uporabi algoritma naprednega histereznega vodenja AHC, le da se je pri tem število pulzov zelo povečalo zaradi kratkih pulzov napajalne napetosti, ki ne pripomorejo bistveno k naraščanju bremenskega toka. Pojav tako kratkih pulzov napajalne napetosti želimo odpraviti z algoritmom, ki smo ga poimenovali algoritem vodenja z zmanjšano valovitostjo bremenskega toka (angl. *Hysteresis Control with Reduced [current] Ripple* – HCRR). Pri tem algoritmu želimo ohraniti tudi lastnost algoritma MSCHC, ki generira periodične poteke napajalne napetosti. Tak potek napajalne napetosti lahko generiramo, če dolžino pulza napajalne napetosti pri uporabi algoritma MSCHC razdelimo na dva enaka dela. To lahko naredimo tako, da med naraščanjem bremenskega toka do minimalne izbrane vrednosti  $i_{min}$  določimo maksimalno dolžino pulza napajalne napetosti  $T_{max}$ . Ko bremenski tok preseže vrednost  $i_{min}$ , začnemo generirati za polovico krajše pulze napajalne napetosti. Zaradi tega se bo tudi valovitost bremenskega toka  $\Delta i_{br}$  pri enakih obratovalnih pogojih prepolovila. Pri tem pa ne bodo nastali kratki pulzi napajalne napetosti, ki so značilni za algoritem vodenja AHC.

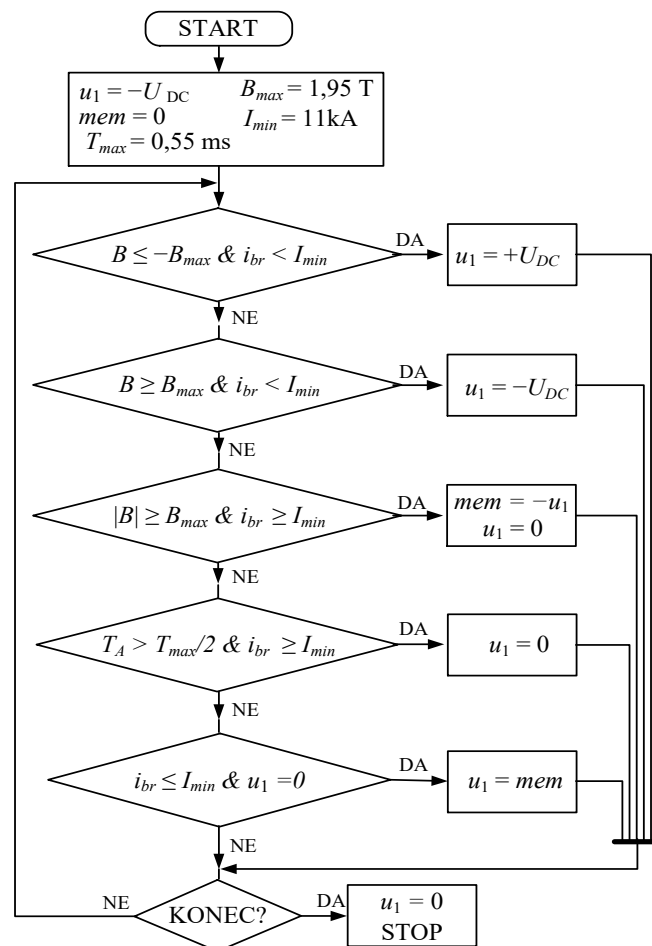
### 8.1 Algoritem vodenja z zmanjšano valovitostjo bremenskega toka HCRR

Algoritmu histereznega vodenja HCRR (Slika 8.1) moramo definirati enake parametre kot algoritmu MSCHC. Ti parametri so minimalna izbrana vrednost bremenskega toka  $i_{min}$ , maksimalna vrednost gostote magnetnega pretoka  $B_{max}$  in maksimalna dolžina pulza napajalne napetosti  $T_{max}$ , ki jo lahko določimo na podlagi meritve napajalne napetosti ali primarnega toka z (2.27) ali na podlagi nazivne frekvence transformatorja za UTV z enačbo (5.1). Pri tem naj spomnimo, da lahko namesto meritve gostote magnetnega pretoka  $B$  uporabljamo tudi detektor nasičenja železnega jedra transformatorja in informacijo o nasičenju uporabljamo namesto pogoja  $|B| > B_{max}$ .

Algoritem histereznega vodenja HCRR (Slika 8.1) lahko ponovno opišemo s pogojnimi stavki v obliki navodil:

1. Če gostota magnetnega pretoka pade pod spodnjo ali do izbrane vrednosti ( $B \leq -B_{max}$ ) in je pri tem bremenski tok manjši od minimalne izbrane vrednosti ( $i_{br} < i_{min}$ ), spremeni polariteto napajalne napetosti na pozitivno vrednost ( $u_1 = U_{DC}$ ).
2. Če gostota magnetnega pretoka naraste nad zgornjo izbrano vrednost ( $B \geq B_{max}$ ) in je pri tem bremenski tok manjši od minimalne izbrane vrednosti ( $i_{br} < i_{min}$ ), spremeni polariteto napajalne napetosti na negativno vrednost ( $u_1 = -U_{DC}$ ).
3. Če je absolutna vrednost gostote magnetnega pretoka večja od izbrane vrednosti ( $|B| \geq B_{max}$ ) in je bremenski tok večji od izbrane minimalne vrednosti ( $i_{br} > i_{min}$ ), si zapomni nasprotno vrednost polaritete napajalne napetosti ( $mem = -u_1$ ) in prekini pulz napajalne napetosti ( $u_1 = 0$ ).
4. Če je dolžina pulza napajalne napetosti transformatorja  $T_{pu}$  daljša od polovice maksimalne dolžine napajalne napetosti transformatorja ( $T_A > T_{max}$ ), prekini pulz napajalne napetosti ( $u_1 = 0$ ).

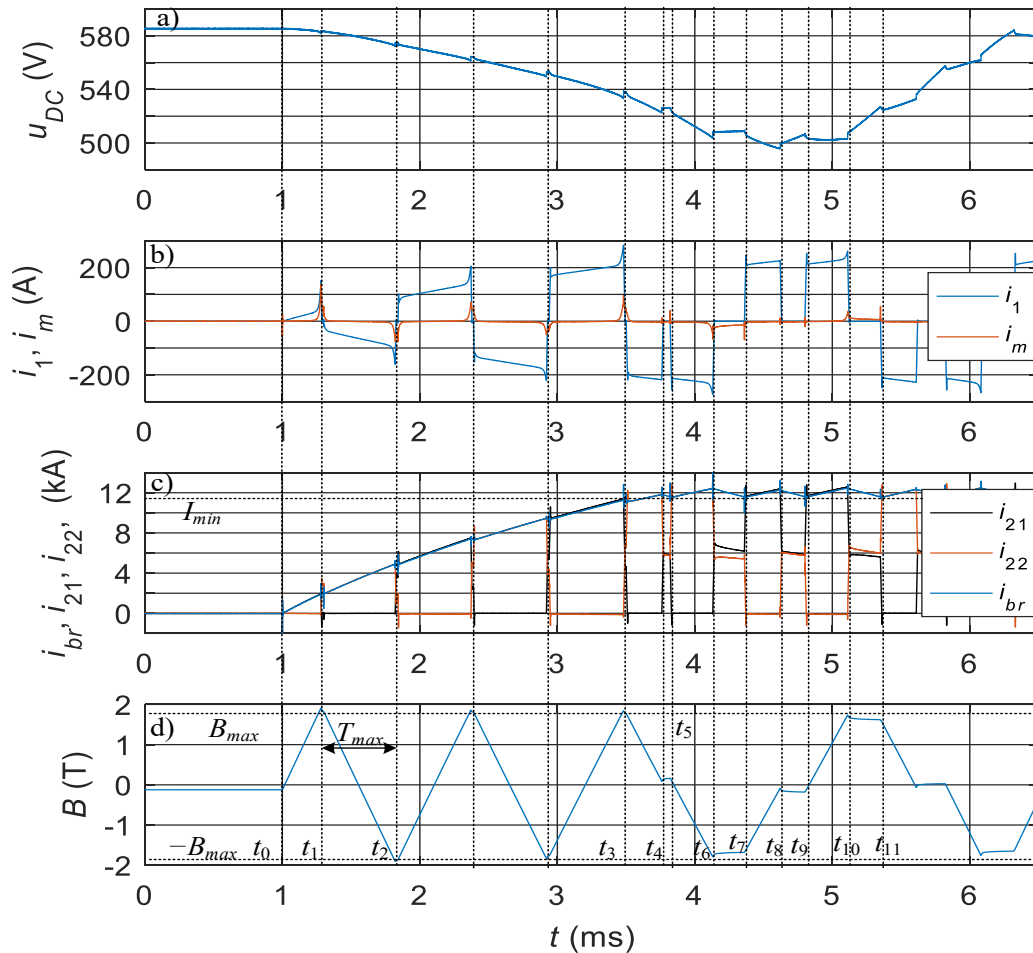
5. Če je vrednost bremenskega toka nižja od minimalne izbrane vrednosti ( $i_{br} \leq i_{min}$ ) in je napajalna napetost enaka  $u_1 = 0$ , vključi pulz napajalne napetosti s polariteto, shranjeno v pomnilniku  $mem$  ( $u_1 = mem$ ).



Slika 8.1: Algoritem histereznega vodenja z zmanjšano valovitostjo bremenskega toka HCRR

## 8.2 Delovanje algoritma z zmanjšano valovitostjo varilnega toka HCRR

Delovanje algoritma HCRR bomo prikazali na laboratorijskem sistemu za UTV, pri čemer smo izbrali minimalno vrednost bremenskega toka  $i_{min} = 11,5\text{kA}$  in pozitivno začetno polariteto napajalne napetosti  $u_1 = +U_{DC}$ . Maksimalno dolžino pulza napajalne napetosti  $T_{max}$  algoritem določi samodejno na podlagi dolžine drugega pulza napajalne napetosti. Vrednost smo pridobili na podlagi števca izvedb algoritma HCRR in informacije o stanju krmilnih napetosti tranzistorjev razsmernika. Za določitev točke nasičenja železnega jedra transformatorja smo uporabili detektor nasičenja, ki deluje na podlagi meritve primarnega toka in smo ga opisali v podpoglavju 4.2. Informacijo o detektorju nasičenja smo v algoritmu vodenja uporabili namesto preverjanja, ali je gostota magnetnega pretoka večja od maksimalne dopustne vrednosti  $B_{max}$ .



Slika 8.2: Časovni poteki: a) napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$ , b) primarnega toka  $i_1$  in magnetilnega toka  $i_m$ , c) bremenskega toka  $i_{br}$  ter toka obeh sekundarnih vej  $i_{21}$  in  $i_{22}$  ter d) gostote magnetnega pretoka  $B$  pri uporabi algoritma vodenja HCRR na laboratorijskem sistemu za UTV

Algoritem HCRR začne generirati pulze napajalne napetosti pri času  $t_0$ , pri tem pa začnejo teči tudi primarni tok transformatorja  $i_1$  (Slika 8.2b), oba toka sekundarnih vej  $i_{21}$  in  $i_{22}$  ter tudi bremenski tok  $i_{br}$  (Slika 8.2c). Pri času  $t_1$  se začne strmina primarnega toka povečevati, kar je posledica nasičenja. Pri tem namreč naraste vrednost magnetilnega toka  $i_m$  (Slika 8.2b). Takrat detektor nasičenja zazna nasičenje in preklopi polariteto napajalne napetosti, pri čemer se po prehodnem pojavu spremeni tudi polariteta primarnega toka  $i_1$ . Na podlagi enačbe (2.26) smo po končani meritvi določili tudi vrednosti gostote magnetnega pretoka  $B$  v železnem jedru transformatorja (Slika 8.2d). Pri času  $t_2$  detektor nasičenja ponovno zazna nasičenje in spremeni polariteto napajalne napetosti. Algoritem HCRR tako preklaplja polariteto pulzov napajalne napetosti enako kot algoritem MSCHC, vse dokler bremenski tok ne preseže izbrane minimalne vrednosti  $i_{min}$ , kar se v obravnavanem primeru zgodi med časoma  $t_3$  in  $t_4$ . Takrat je transformator za UTV napajan z negativno polariteto napajalne napetosti. Algoritem HCRR pri času  $t_4$  prekine pulz napajalne napetosti, saj se takrat prvič izpolni četrti pogoj tega algoritma. Prekinitev pulza napajalne napetosti v obravnavanem primeru ne traja dolgo, ker je bila vrednost bremenskega toka na začetku pulza napajalne napetosti še manjša od izbrane minimalne vrednosti  $i_{min}$  in se je ravno prvič povečala nad to vrednost. Pri času  $t_5$  pade vrednost bremenskega toka pod izbrano minimalno vrednost  $i_{min}$  in algoritem HCRR ponovno vklopi pulz napajalne napetosti z enako polariteto kot prej, dokler pri času  $t_6$  detektor nasičenja ne zazna nasičenja železnega jedra in prekine pulz napajalne napetosti. Pred

izklopom pulza napajalne napetosti si je algoritem HCRR shranil obratno polariteto napajalne napetosti v pomnilnik *mem*. Pri času  $t_7$  je vrednost bremenskega toka ponovno manjša od  $i_{min}$  in algoritem ponovno vklopi pulz napajalne napetosti s pozitivno polariteto. Pri tem začne naraščati tudi vrednost gostote magnetnega pretoka  $B$ . Pri času  $t_7$  dolžina pulza napajalne napetosti preseže polovico maksimalne dolžine napajalne napetosti  $T_A > T_{max}$ , zaradi česar algoritem prekine pulz napajalne napetosti in ga ponovno vklopi pri času  $t_8$ , ko bremenski tok ponovno pade pod vrednost toka  $i_{min}$ . Pri času  $t_9$  detektor nasičenja zazna nasičenje, pri čemer si algoritem zapomni obratno polariteto napajalne napetosti in konča pulz napajalne napetosti. Takšno delovanje se ponavlja do konca varilnega cikla.

Pri delovanju laboratorijskega sistema za UTV ponovno opazimo nihanje napetosti enosmernega vodila  $u_{DC}$  (Slika 8.2a). Pri delovanju laboratorijskega sistema za UTV pri uporabi algoritma HCRR opazimo, da se bremenski tok neenakomerno porazdeli na obe sekundarni veji med časoma  $t_6$  in  $t_7$  ter med časoma  $t_{10}$  in  $t_{11}$ . Razlika med tema dvema tokoma je namreč enaka magnetilnemu toku  $i_m$ , ki v tem primeru ohranja vrednost gostote magnetnega pretoka  $B$  v železnem jedru transformatorja za UTV pri malo manjši vrednosti od 2 T. Razlike v velikosti tokov sekundarnih vej ne opazimo pri prekinutvi napajanja, pri kateri je gostota magnetnega pretoka približno enaka nič, saj je takrat tudi magnetilni tok  $i_m$  približno enak nič.

### 8.3 Prednosti in slabosti uporabe algoritma HCRR

Glavna prednost algoritma HCRR je zmanjšanje valovitosti bremenskega toka. Pri tem algoritem HCRR ne generira tako kratkih pulzov, kot jih lahko generira algoritem AHC. Zaradi tega pričakujemo, da število pulzov napajalne napetosti pri uporabi algoritma HCRR v enako dolgem varilnem ciklu ne bo preseglo števila pulzov napajalne napetosti pri uporabi algoritma AHC. Predstavljeni algoritem HCRR prav tako omogoča najhitrejšo možno naraščanje bremenskega toka do izbrane minimalne vrednosti bremenskega toka. Prednosti algoritma HCRR bodo največje pri najmanjših vrednostih nadomestne upornosti bremena  $R_{br}$  in pri najmanjših vrednostih bremenskega toka  $I_{br}$ . V teh delovnih točkah je valovitost bremenskega toka največja pri uporabi algoritma MSCHC. Z uporabo algoritma HCRR pa bi lahko valovitost bremenskega toka preplovali. Z modifikacijo algoritma HCRR, ki bi maksimalno dolžino pulza razdelila na tri dele, bi valovitost bremenskega toka lahko še dodatno zmanjšali. Pri tem pa bi se število pulzov napajalne napetosti potrojilo.

Pri uporabi algoritma HCRR bremenskemu toku ponovno ne reguliramo maksimalne vrednosti  $i_{max}$ , temveč to vrednost ponovno omejujejo parametri procesa UTV. Pri tem se število pulzov napajalne napetosti v varilnem ciklu približno podvoji glede na število pulzov napajalne napetosti pri uporabi algoritma MSCHC. Če proces UTV zahteva majhno valovitost bremenskega toka, bi lahko to dosegli tudi s spremembo konstrukcije transformatorja za UTV, ki bi ga izdelali za višjo nazivno frekvenco napajalne napetosti. Pri tem bi lahko napajalne napetosti takega transformatorja generirali kar z uporabo algoritma MSCHC.

## 9 Sklep

V doktorski disertaciji smo obravnavali srednjefrekvenčni sistem za UTV, ki ima enako zgradbo kot pretvornik DC-DC z usmernikom s transformatorjem s srednjim odcepom, kar daje predstavljenemu delu širšo možnost uporabe. Sistem za UTV smo tako obravnavali kot pretvornik DC-DC in ga opisali tudi z veznim modelom transformatorja z diodnim usmernikom. Model smo prav tako dopolnili z nadomestno upornostjo vodnikov diodnega usmernika in nadomestno induktivnostjo teh vodnikov. Po teh vodnikih namreč teče enosmerni oziroma bremenski tok in ne tok posamezne sekundarne veje. Zaradi tega so lahko padci napetosti diodnega usmernika različni, kar pa lahko vpliva na delovanje sistema za UTV. Ker smo vezni model transformatorja z diodnim usmernikom dopolnili, smo morali določiti tudi nove parametre dopoljenega veznega modela. Pri tem smo upornosti posameznih odsekov transformatorja z diodnim usmernikom izmerili, induktivnosti teh odsekov pa smo iskali s pomočjo optimizacijske metode. Pri tem nismo obravnavali celotnega modela sistema za UTV naenkrat, temveč smo induktivnosti iskali po posameznih delih sistema za UTV.

V nadaljevanju smo obravnavali vodenje sistema za UTV, in sicer klasično izvedbo s pomočjo PI-regulatorja toka, ki se trenutno uporablja v industrijskih aplikacijah. Prednost naprednega histereznega vodenja AHC je v tem, da lahko bremenski tok regulira med spodnjo vrednostjo bremenskega toka  $i_{min}$  in zgornjo vrednostjo  $i_{max}$ . Na tak način lahko določimo valovitost bremenskega toka, kar pa vpliva na število pulzov napajalne napetosti v varilnem ciklu oziroma na frekvenco napajalne napetosti. Te pa pri uporabi AHC ne moremo določiti zaradi neperiodičnih časovnih potekov napajalne napetosti in posledično toka. Pri uporabi AHC se lahko pojavijo tudi kratki pulzi napajalne napetosti, ki močno povečajo število pulzov napajalne napetosti v enako dolgem varilnem ciklu. Z uporabo AHC lahko dosežemo najhitrejši možen vzpon bremenskega toka, pri čemer je časovni potek tega toka brez prenihaja, ki je značilen pri uporabi PI-regulacije bremenskega toka, če želimo doseči hiter vzpon regulirane spremenljivke. Pri tem načinu vodenja reguliramo bremenski tok na podlagi spreminjanja prevajalnega razmerja PŠM, ki generira krmilne napetosti tranzistorjev razsmernika. Pri tem moramo PŠM podati modulacijsko frekvenco, ki je v obravnavanem primeru enaka nazivni frekvenci napajalne napetosti. Takšen PI-regulator bremenskega toka bo spreminjal dolžino pulzov napajalne napetosti tako, da bo zagotovil želeno efektivno vrednost bremenskega toka.

Enako efektivno vrednost bremenskega toka lahko dosežemo tudi, če dolžino pulza napajalne napetosti ohranimo pri maksimalni dolžini pulza napajalne napetosti in pri tem ustrezno podaljšamo čas med posameznimi pulzi. Pri tem maksimalno dolžino pulza napajalne napetosti transformatorja definira čas trajanja spremembe gostote magnetnega pretoka od ene do druge točke nasičenja železnega jedra transformatorja. Pri takšnem spreminjanju napajalne napetosti transformatorja se podaljša perioda te napetosti, zaradi česar se zmanjša njena frekvenca. S tem smo potrdili prvo izmed hipotez, ki smo jih zapisali v uvodu. To samodejno počne v tej doktorski disertaciji predstavljen algoritem histereznega vodenja z minimalnim številom preklopov tranzistorja MSCHC. Posledično se zmanjša tudi število pulzov napajalne napetosti transformatorja, s čimer smo potrdili drugo hipotezo iz uvoda. Pri tem pa prekinitve pulzov napajalne napetosti diktira detektor nasičenja železnega jedra transformatorja. Časovni potek tako generirane napajalne napetosti transformatorja je periodičen, vendar se pri tem lahko spreminja dolžina periode te napetosti. Posledično takšnemu poteku napajalne napetosti ne moremo določiti frekvence, zato smo v analizi namesto frekvence uporabljali število pulzov napajalne napetosti v varilnem ciklu. Kljub temu pa je spreminjanje dolžine periode v ustaljenem delu varilnega cikla pri konstantnih parametrih procesa UTV zelo majhno.

Na podlagi predstavljenega veznega modela transformatorja z diodnim usmernikom smo analizirali vplive napetosti enosmernega vodila ter nadomestne upornosti bremena in bremenskega toka na obremenitev sistema za UTV. Sprememba obremenitve sistema za UTV lahko namreč vpliva na njegov izkoristek. Dodatno smo obravnavali tudi vpliv nadomestne induktivnosti bremena na valovitost bremenskega toka. Pri tem smo ugotovili, da se z naraščanjem napetosti enosmernega vodila zmanjšujejo izgube sistema za UTV, saj se pri enaki obremenitvi sistema zmanjšajo efektivne vrednosti tokov. Pri spreminjanju nadomestne upornosti bremena smo ugotovili, da izgube sistema za UTV naraščajo z naraščanjem upornosti, vendar je strmina naraščanja izgub mnogo manjša od strmine naraščanja moči na bremenu. Posledično se z naraščanjem nadomestne upornosti bremena poveča izkoristek sistema za UTV. Pri tem se sicer poveča število pulzov napajalne napetosti. Pri spreminjanju bremenskega toka sistema za UTV pa smo ugotovili, da tudi izgube transformatorja z diodnim usmernikom naraščajo z naraščanjem bremenskega toka, vendar tudi v tem primeru prevladuje naraščanje moči na bremenu. Zaradi tega tudi izkoristek transformatorja z diodnim usmernikom narašča z naraščanjem bremenskega toka. To je posledica izgub na obeh diodah, ki ne naraščajo s kvadratom toka. Zaradi padanja nadomestne upornosti diode v odvisnosti od toka skozi diodo izgube na diodi naraščajo počasneje.

Spreminjanje obremenitve sistema za UTV pri spreminjanju bremenskega toka smo obravnavali tudi na podlagi meritev na laboratorijskem sistemu za UTV. Pri tem smo potrdili naraščanje izkoristka celotnega sistema za UTV z naraščanjem bremenskega toka. Potrdili pa smo tudi povečanje izkoristka sistema za UTV pri uporabi algoritma MSCHC glede na PI-regulacijo s konstantno frekvenco napajalne napetosti. Pri enaki oddani moči sistema za UTV je lahko povečanje izkoristka posledica le zmanjšanja izgub na sistemu za UTV. Izgube za UTV so se zmanjšale zaradi krajšega časa napajanja transformatorja za UTV in zaradi zmanjšanja tako imenovanih dinamičnih izgub, ki so posledica spreminjanja toka. Ker se je pri uporabi algoritma MSCHC zmanjšalo število pulzov napajalne napetosti pri enakih obratovalnih pogojih, se je pri tem zmanjšalo tudi število sprememb primarnega in sekundarnega toka, zaradi česar so se zmanjšale dinamične izgube na transformatorju za UTV. Posledično se je povečal izkoristek transformatorja. Kljub temu pa dinamične izgube v sistemu za UTV ne prevladujejo, saj se je izkoristek sistema za UTV povečal le pri manjših vrednostih bremenskega toka. S tem smo delno potrdili tretjo hipotezo, zapisano v uvodu. Predstavljeni algoritem MSCHC bi tako v nadaljevanju raziskav želeli preizkusiti na sistemih za UTV, ki so grajeni za višje frekvence napajalne napetosti (5–10 kHz). Pri teh sistemih bo delež dinamičnih izgub večji in bi z uporabo algoritma MSCHC lahko dosegli večjo razliko v izkoristku glede na delovanje z nazivno frekvenco napajalne napetosti posameznega sistema.

Z uporabo algoritma MSCHC, ki je zmanjšal število pulzov napajalne napetosti z odpravo omejitve maksimalne vrednosti bremenskega toka, se je povečala valovitost bremenskega toka. Če proces UTV zahteva zmanjšanje valovitosti bremenskega toka, lahko uporabimo drug algoritem vodenja, ki smo ga predstavili v doktorski disertaciji in ga označili s HCRR. Ta algoritem vodenja določa najdaljšo dolžino pulza napajalne napetosti na podlagi dolžine drugega pulza napajalne napetosti v varilnem ciklu (hipoteza 4). Algoritem nato razdeli to dolžino na dva enaka dela in tvori dva pulza napajalne napetosti, s čimer se valovitost bremenskega toka prepolovi, saj algoritem HCRR med enim in drugim pulzom napajalne napetosti počaka, da bremenski tok upade na minimalno izbrano vrednost regulatorja toka. Če bi želeli valovitost bremenskega toka še zmanjšati, bi lahko maksimalno dolžino napajalne napetosti razdelili tudi na tri ali več enakih delov. Ker pri takem delovanju ni prišlo do pojava nasičenja med začetkom prvega pulza in koncem drugega pulza napajalne napetosti, lahko potrdimo četrto hipotezo in

delno tudi peto hipotezo, zapisano v uvodu. Slednja namreč velja le v primeru uravnoveženega magnetnega pretoka.

Izvirne znanstvene prispevke te doktorske disertacije predstavljajo:

- dopolnitev modela transformatorja za UTV z diodnim usmernikom, pri katerem smo dopolnili model diodnega usmernika z nadomestno upornostjo in induktivnostjo vodnikov usmernika. Na podlagi te dopolnitve lahko dosežemo razporeditev padcev napetosti v diodnem usmerniku, ki bolj ustreza dejanskemu stanju. Po nadomestni upornosti in induktivnosti, ki smo ju dodali, namreč teče bremenski tok, ki je seštevek obeh tokov sekundarne veje;
- algoritem histereznega vodenja MSCHC, ki transformator za UTV napaja z napetostjo z minimalnim številom pulzov v posameznem varilnem ciklu. Posledično se zmanjša frekvenca napajalne napetosti, ki se lahko med varilnim ciklom spreminja. Algoritem MSCHC prilagaja napajalno napetost transformatorja tako, da bo bremenski tok ves čas večji od izbrane minimalne vrednosti, pri tem pa bo frekvenca napajalne napetosti najnižja. Posledično se zmanjšajo dinamične izgube v sistemu za UTV, ki so odvisne od frekvence napajalne napetosti;
- algoritem histereznega vodenja HCRR, ki zmanjša valovitost bremenskega toka glede na algoritem vodenja MSCHC. Algoritem vodenja HCRR doseže zmanjšanje valovitosti bremenskega toka z določitvijo maksimalne dolžine pulza napajalne napetosti, ki jo razdeli na dva enako dolga pulza napajalne napetosti. Algoritem določi maksimalno dolžino pulza napajalne napetosti na podlagi dolžine drugega pulza, pri katerem se gostota magnetnega pretoka prvič spremeni od ene točke nasičenja do druge. Če bi želeli valovitost bremenskega toka še zmanjšati, bi lahko to dolžino pulza napajalne napetosti razdelili na več delov.

Pri nadaljnjem raziskovalnem delu na področju vodenja sistema za UTV z algoritmi histereznega vodenja bi lahko združili prednosti predstavljenih algoritmov AHC, MSCHC in HCRR v adaptiven algoritem histereznega vodenja, ki bi se samodejno prilagajal referenčnim vrednostim in trenutni obremenitvi sistema. Tak algoritem bi reguliral bremenski tok med izbrano maksimalno in minimalno vrednostjo bremenskega toka, kot algoritem AHC, pri tem pa bi na podlagi zaznanega nasičenja železnega jedra transformatorja in dolžin pulzov napajalne napetosti ocenjeval vrednost gostote magnetnega pretoka v železnem jedru transformatorja. Na podlagi tega bi algoritem spreminjal polariteto napajalne napetosti. Tako bi lahko bremenskemu toku določili valovitost brez generiranja kratkih pulzov napajalne napetosti in brez neperiodičnega časovnega poteka napajalne napetosti, kar povzroča algoritem AHC.

Prednosti algoritma MSCHC bi bilo dobro preizkusiti tudi na pretvornikih DC-DC, ki obratujejo pri višjih frekvencah napajalne napetosti transformatorja. Pri teh pretvornikih pričakujemo največjo spremembo v izkoristku zaradi zmanjšanja dinamičnih izgub pretvornika glede na izgube pretvornika pri napajanju z nazivno frekvenco uporabljenega transformatorja. V obravnavanem sistemu za UTV te dinamične izgube ne prevladujejo, zato je bila sprememba izkoristka zaznana le pri bremenskih tokih, manjših od polovice nazivnega toka.





## Literatura

- [1] The Resistance Welder Manufacturers' Association (RWMA), "Resistance Welding Manual", RWMA, Philadelphia, 2003.
- [2] Zhong, G., "Finite Element Analysis of Resistance Spot Welding Process", Chinese control and Decision Conference, pp. 5799-5802, IEEE, 2009.
- [3] El-Khalil, R., "*Managing and improving robot spot welding efficiency: a benchmarking study*", Benchmarking: An International Journal, Vol. 21, No. 3, pp. 344-363, Emerald, 2014.
- [4] Nagasathyam, N., Boopathy, S. R., Santhakumari, A., "*MFDC – An Energy Efficient Adaptive Technology for Welding of Thin Sheets*", International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability, pp. 901-906, IEEE, 2013.
- [5] Popovic Cukovic, J., Klopčič, B., Petrun, M., Polajzer, B., Dolinar D., "*Optimization of Resistance Spot Welding Transformer Windings Using Analytical Successive Approximation and Differential Evolution*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 50, No. 4, IEEE 2014.
- [6] Petrun, M., "Modeliranje in analiza magnetnih komponent v močnostnih DC-DC pretvornikih", Doktorska disertacija, Univerza v Mariboru, FERi, 2014.
- [7] International Energy Agency, "*Key world energy statistics 2015*" (dostop 7.2016: [http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/KeyWorld\\_Statistics\\_2015.pdf](http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/KeyWorld_Statistics_2015.pdf)).
- [8] Janjua, A. K., Mughal, S. N., Khan, A. Z., "Transformer's Core Size Optimization Using Genetic Algorithm", International Conference on Intelligent Systems, Modelling and Simulation (ISMS), pp. 179–183, IEEE, 2015.
- [9] Kolar, J. W., Friedli, T., Rodriguez, J., Wheeler, P. W., "*Review of Three-Phase PWM AC-AC converter Topologies*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 11, pp. 4988-5006, 2011.
- [10] Wuhua L., Yunjie G., Haoze L., Wenfeng C., Xiangning H., Changliang X., "Topology Review and Derivation Methodology of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters for Leakage Current Suspension", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 62, No. 7, pp 4537-4551, IEEE, 2015.
- [11] Bellini, A., Bifaretti, S., "Comparison between Sinusoidal PWM and Space-Vector Modulation Technique for NPC Inverters", IEEE Russia Power Tech, IEEE, 2005.
- [12] Kouro, S., Leon, I. J., Vinnikov, D., Franquelo, G. L., "Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology", IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol. 9, No. 1, pp. 47-61, 2015.
- [13] Hurley, W. G., Wölfle, W. H., "Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, design and applications", Wiley, 2013.
- [14] Klopčič, B., Stumberger, G., Dolinar, D., "*Iron Core Saturation of a Welding Transformer in a Medium Frequency Resistance Spot Welding System Caused by the Asymmetric Output Rectifier Characteristics*", Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference, pp. 2319-2326, IEEE, 2007.
- [15] Klopčič B., "*Napredno vodenje sistema za uporovno točkasto varjenje*", Doktorska disertacija, FERi, Maribor, 2007.
- [16] Petrun, M., Dezelak, K., Dolinar, D., Stumberger, G., "*Determining the Parameters of a Resistance Spot Welding Transformer Using Differential Evolution*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 50, No. 4, 2014.

- [17] Podlogar, V., "*Model železnega jedra transformatorja za uporovno točkasto varjenje*", Doktorska disertacija, Univerza v Mariboru, FERI, Maribor, 2012.
- [18] Jiles, D., "Introduction to Magnetism and Magnetic Materials, 2nd edition", Chapman and Hall, 1998.
- [19] Rovolis, P. G., Kladas, A., Tegopolous J., "Numerical and Experimental Analysis of Iron Core Losses Under Various Frequencies" IEEE Transactions on Magnetics, Vol 45, No. 3, pp. 1206–1209, IEEE, 2009.
- [20] De Leon, F., Semlyen, "A simple representation of dynamic hysteresis losses in power transformers", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 1, pp. 315-321, 1995.
- [21] Deželak, K., Petrun, M., Klopčič, B., Dolinar, D., Stumberger, G., "*Usage of a Simplified and Jiles-Atherton Model When Accounting for the Hysteresis losses Within a Welding Transformer*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 50, No. 4, 2014.
- [22] Deželak, K., Dolinar, D., Štumberger, G., "*Comparison between the simplified and the Jiles-Atherton model when accounting for the hysteresis losses of a transformer*", COMPEL – The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, Vol. 32, No. 4, pp. 1393-1403, 2013.
- [23] Jiles, D. C., Atherton, D. L., "*Theory of Ferromagnetic Hysteresis*", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 61, No. 1-2, pp. 48-60, Elsevier, 1986.
- [24] Jiles, D. C., Thoenke, B., Devine, M. K., "*Numerical Determination of Hysteresis Parameters for the Modeling of Magnetic Properties Using the Theory of Ferromagnetic Hysteresis*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28, No. 1, pp. 27-35, 1992.
- [25] Petrun, M., Podlogar, V., Steentjes, S., Hameyer, K., Dolinar, D., "*A Parametric Magneto-Dynamic Model of Soft Magnetic Steel Sheets*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 50, No. 4, 2014.
- [26] Petrun, M., Podlogar, V., Steentjes, S., Hameyer, K., Dolinar, D., "*Power Loss Calculation Using the Parametric Magneto-Dynamic Model of Soft Magnetic Steel Sheets*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 50, No. 11, 2014.
- [27] Tellinen, J., "*A simple scalar model for magnetic hysteresis*", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34, No. 4, pp. 2200-2206, 1998.
- [28] Zirka, S. E., Moroz, I. Y., Harrison, G. R., Chiesa, N., "*Inverse Hysteresis Models for Transient Simulation*", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 29, No. 2, pp. 552-559, 2014.
- [29] Steentjes, S., Hameyer, K., Dolinar, D., Petrun, M., "*Iron-Loss and Magnetic Hysteresis Under Arbitrary Waveforms in NO Electrical Steel Sheets: A Comparative Study of Hysteresis Models*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016.
- [30] Govindan, P., Sankar, S., "*Modeling of Resistance Spot Welding Process – a Review*", BEST: International Journal of Management, Information Technology and Engineering, Vol. 1, No. 3, pp. 67-78, 2013.
- [31] Nied, H. A., "*Finite element modeling of a resistance spot welding process*", Welding Journal, Vol. 63, No. 4, 1984, pp. 123-132.
- [32] Wan, X., Wang, Y., Zhang, P., "Modeling the Effect of Welding Current on Resistance Spot Welding of DP600 Steel", Journal of Materials Processing Technology' Vol. 214, No. 11, pp. 2723-2729, Elsevier, 2014.
- [33] Hamidinejad, S. M., Kolahan, F., Kokabi, A. H., "The Modeling and Process analysis of resistance spot welding on galvanized steel sheets used in car body manufacturing", Materials & Design, Vol. 34, pp. 759-767, Elsevier, 2002.

- [34] Giancoli, D. C., "Physics: Principles with Applications, 7th Edition", Pearson, 2014.
- [35] Williams, N. T., Parker, J. D., "Review of Resistance Spot Welding of Steel Sheets Part 1: Modelling and Control of Welding Nugget Formation", International Materials Reviews, Vol. 49, No. 2, pp. 45-75, Maney Publishing, 2004.
- [36] Rogeon, P., Carre P., Costa, J., Sibila, G., Saindrenan, G., "Characterization of Electrical Contact Conditions in Spot Welding Assemblies", Journal of Materials Processing Technology, Vol. 195, No. 1-3, pp. 117-124, Elsevier, 2008.
- [37] Zhou, K., Cai, L., "Online nugget diameter control system for resistance spot welding", International Journal of Advanced Manufacturing Technology, Vol. 68, No. 9-12, pp. 2571-2588, Springer, 2013.
- [38] Salem, M., Brown, L. J., "Improved consistency of Resistance spot welding with tip voltage control", 24th Canadian Conference on Electrical and Computer engineering, pp. 548-551, 2011.
- [39] Seo-Moon, J., Kim, G., Kim, J., Won, C., "Power control of resistance spot welding system with high dynamic performance", International conference on Industrial Electronics 1997, pp. 845-849, IEEE, 1997.
- [40] Zhou, K., Yao, P., Cai, L., "Constant Current vs. Constant Power Control in AC Resistance Spot Welding", Journal of Materials Processing Technology, Vol. 223, pp. 299-304, Elsevier, 2015.
- [41] Yu, J., Choi, D., Rhee, S., "Improvement of Weldability of 1 GPa Grade Twin-Induced Plasticity Steel", Welding Journal, Vol. 93, No. 3, pp. 78S-84S, 2014.
- [42] Won, Y. J., Cho, H. S., Lee, C. W., "A Microprocessor-Based Control System for Resistance Spot Welding Process", Proceedings of American Control Conference 1983, pp. 734-738, IEEE, 1983.
- [43] Salem, M., "Control and Power Supply for Resistance Spot Welding (RSW)", doktorska disertacija, Western University, 2011.
- [44] Kas, Z., Das, M., "A Thermal Dynamical Model Based Control of Resistance Spot Welding", IEEE International Conference on Electro/Information Technology (EIT), pp. 264-269, IEEE, 2014.
- [45] Zhou, K., Cai, L., "A Nonlinear Current Control Method for Resistance Spot Welding", IEEE Transactions on Mechatronics, pp. 559-569, IEEE, 2013.
- [46] Zhu, J., Zhu, H., Liang, W., "Improved Fuzzy Control for Resistance Spot Welding Based on Microcontroller", Second International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering (MACE), pp. 341-343, 2011.
- [47] Chen, X., Araki, K., "Fuzzy Adaptive Process Control of Resistance Spot Welding with a current reference model", IEEE International Conference on Intelligent Processing Systems, pp. 190-194, IEEE, 1997.
- [48] Min, Z., Cheng, M., Biao, C., "Fuzzy Control System of Constant current for Spot Welding inverter", International Conference on Computational Intelligence for Measurement Systems and Applications (CIMS), pp. 102-106, 2009.
- [49] Li, S. J., Lin, C. J., Chang, Y. L., "Intelligent Control of Spot Welding Inverter Based on Single Chip Microcomputer", IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, IEEE, 2006.
- [50] El-Banna, M., Filev, D., Chinnam, R. B., "Intelligent Constant Current Control for Resistance Spot Welding", IEEE International Conference on Fuzzy Systems, pp. 1570-1577, IEEE, 2006.
- [51] Ivezic, N., Alien, J. D., Zacharia, T., "Neural Network-Based Resistance Spot Welding Control and Quality Prediction", Proceedings of the Intelligent Processing and Manufacturing of Materials 1999, pp. 989-994, IEEE, 1999.

- [52] Messler, R. W., Min, J., Li, C. J., "An Intelligent Control System for Resistance Spot Welding Using a Neural Network and Fuzzy Logic", Conference Record of the Industry Applications Conference 1995, pp. 1757-1763, IEEE, 1995.
- [53] Hwang, I. S., Kang, M. J., Kim, D. C., "Expulsion Reduction in Resistance Spot Welding by Controlling of Welding current Waveform", *Procedia Engineering*, Vol. 10, pp. 2775-2781, Elsevier, 2011.
- [54] Klopčič, B., Dolinar, D., Stumberger, G., "Advanced Control of a Resistance Spot Welding System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 1, pp. 144-152, IEEE, 2008.
- [55] Grahame Holmes, D., Thomas, A. L., "Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice", John Wiley & Sons, 2003.
- [56] Štumberger, G., Klopčič, B., Deželak, K., Dolinar, D., "Prevention of Iron Core Saturation in Multi-Winding Transformers for DC-DC converters", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, No. 2, pp. 582-585, IEEE, 2010.
- [57] Ziegler, J. G., Nichols, N. B., "Optimum Settings for Automatic Controllers", *Transactions of ASME*, Vol. 64, pp. 759-765, 1942.
- [58] Dorf, R. C., Bishop, R. H., "Modern Control Systems 12th edition", Pearson, 2010.
- [59] Sukic, P., Petrun, M., Stumberger, G., Klopčič, B., Dolinar, D., "Verfahren zum Betrieben un Vorrichtung zur Überwachung eines Betribes eines Transformators", *Deutsches Patent DE102014209619*, 26. 11. 2015.
- [60] Cohrs, R., Klinger, T., "Frequency-Changing Welding Arrangement", Germany, U.S. Patent 5,942,134, Aug. 24, 1999.
- [61] Sukič, P., "Realizacija vodenja za optimalno izkoriščanje železnega jedra varilnega transformatorja", Magistrsko delo, FERi, Maribor, 2013,
- [62] Ray, W. F., Hewson, C. R., "High Performance Rogowski Current Transducers", *IEEE Industry Applications Conference*, pp. 3083-3090, IEEE, 2000.
- [63] Pascal, J., Bloch, R., Isler, S., Georges, L., "Electronic front end for Rogowski coil current transducers with online accuracy self monitoring", *IEEE Conference on Industrial Technology*, pp. 1137-1140, IEEE, 2012.
- [64] Mallat, S., "A Wavelet Tour of Signal Processing, 3rd Edition: The Sparse Way", Elsevier, 2009
- [65] IEEE Std. 1459-2010, IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced or Unbalanced Conditions, IEEE, 2010.
- [66] Laughton, M. A., Warne, D. J., "Electrical Engineer's Reference Book", Elsevier Science.
- [67] Krein, P. T., Balog, R. S., Mirjafari, M., "Minimum Energy and Capacitance Requirements for Single-Phase Inverters and Rectifiers Using a Ripple Port", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 11, pp. 4690-4698, 2012.
- [68] Senkara, J., Zhang, H., "Resistance Welding: Fundamentals and Applications, Second Edition", CRC Press, 2011.
- [69] Smimi, M. H., Mahari, A., Farahnakian, M. A., Mohseni, H., "The Rogowski Coil Principles and Applications: A Review", *IEEE Sensors Journal*, Vol. 15, No. 2, IEEE 2015.

## 10 Priloge

### Opis merilnega sistema

Merilno opremo sestavljajo sistem za zajem podatkov (angl. *data acquisition system* – DAQ) z vgrajenimi diferenčnimi ojačevalniki in zunanji merilniki za brezkontaktno merjenje toka. Uporabljen DAQ je Dewetron DEWE-2600 (HSI), ki je zmožen shranjevati do 80 megabajtov podatkov na sekundo. Najvišja možna frekvenca vzorčenja signala tega merilnega sistema je 10 milijonov točk na sekundo (10 MS/s) za vsak kanal. Slika 10.1a prikazuje sprednjo stran merilnega sistema DEWE-2600, ki je v bistvu računalnik s procesorjem Intel i7, 4 GB spomina in izbranim diskom za shranjevanje podatkov. Vsebuje tudi zaslon za takojšnje prikazovanje zajetih podatkov in tipkovnico za vnašanje nastavitvev. Slika 10.1b prikazuje hrbtno stran DAQ, kjer je 16 mest, kamor lahko vgradimo različne merilne module. Uporabimo lahko module za meritev temperature z različnimi tipi termočlenov, module za meritev frekvence, module za meritev naboja ali module za meritev napetosti. Slednji so izvedeni z diferenčnimi ojačevalniki, ki jih proizvajalec loči na visoko- in nizkonapetostne.

Nizkonapetostni ojačevalnik z oznako HSI-LV omogoča nastavitve različnih merilnih območij napetosti, ki znašajo od  $\pm 10$  mV do  $\pm 50$  V. S temi ojačevalniki lahko merimo majhne padce napetosti, pri tem pa lahko napetost merjene točke do zemlje znaša 350 V v primeru priključka BNC oziroma celo 1000 V v primeru banana (4 mm) priključka. Na ta način lahko merimo majhen padec napetosti na znanih upornostih (angl. *shunt*), ki imajo lahko do zemlje veliko potencialno razliko (do 1000 V). Iz teh podatkov lahko nato posredno določimo tok. Pri priključitvi dodatnih merilnikov na priključke BNC moramo biti pozorni na ozemljitev priključka BNC, saj ta ni ozemljen. Nekateri merilniki namreč zahtevajo ozemljen priključek BNC, kar moramo izvesti sami. Na DEWE-2600 je priključek na ozemljitev v desnem spodnjem delu merilnega sistema. Vsi merilni moduli HSI imajo pasovno širino 2 MHz. Zajeti analogni signali se pretvorijo v digitalno obliko s 16-bitnim analogno-digitalnim (A/D) pretvornikom. Uporabljen merilni sistem je opremljen s štirimi moduli HSI-LV s priključki BNC, ki so namenjeni priključitvi zunanjih merilnikov toka, in tremi moduli HSI-LV z banana priključki.

Pri uporabi teh ojačevalnikov moramo obvezno določiti tudi nizkoprepustni filter z območja lomnih frekvenc filtra od 100 Hz do 2 MHz. Izberemo lahko Butterworthov ali Besselov filter z dušenjem – 40 dB na dekada od izbrane lomne frekvence navzgor. Le pri izbiri lomne frekvence 2 MHz sistem avtomatsko izbere Butterworthov filter z dušenjem –60 dB na dekada. Pri izbiri lomne frekvence filtra moramo upoštevati, da je merjen signal pri lomni frekvenci filtra že dušen z –3 dB. Zaradi tega je tudi merilna točnost podana za različne frekvence izmerjenih signalov. Tako je za merilno območje pri najvišjih frekvencah od 1 MHz do 2 MHz 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 meritvi 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.

Visokonapetostnemu ojačevalniku z oznako HSI-HV lahko nastavimo merilno območje od  $\pm 20$  V do  $\pm 1400$  V. Pri tem je najvišja dovoljena napetost med priključno sponko in ozemljitvijo  $1400 V_{\text{RMS}}$  in  $1800 V_{\text{RMS}}$  med priključnima sponkama. Vhodna upornost ojačevalnika znaša 10 M $\Omega$ . Pri izbiri filtrov veljajo enaki pogoji kot pri nizkonapetostnem ojačevalniku HSI-LV. Enaki podatki veljajo tudi za merilno točnost. Uporabljen merilni sistem vsebuje štiri module HSI-HV.



a)

b)

Slika 10.1: Sistem za zajem podatkov DEWETRON DEWE 2600: a) spreddaj in b) zadaj

Meritev toka izvajamo brezkontaktno, kar pomeni, da ne posegamo v električni tokokrog sistema za UTV. Brezkontaktno merjenje toka lahko izvedemo s pomočjo tuljave Rogowskega [69]. Ta merilna tuljava je navita na neferomagnetno jedro, ki je lahko tudi gibljivo in na enem mestu prekinjeno. Tako merilno tuljavo lahko preprosto namestimo okoli vodnika tudi v času obratovanja naprave. V merilni tuljavi se inducira napetost, ki je posledica spremembe magnetnega polja okoli vodnika. Magnetno polje okoli vodnika pa se spremeni, če se spremeni tok v vodniku. Če izmerimo napetost tuljave Rogowskega in jo integriramo, lahko določimo časovni potek toka v vodniku, ki ga tuljava objema. To je izvedeno z analognim integratorjem, ki je del merilnika in ga moramo dodatno napajati.

Za meritev primarnega toka transformatorja za UTV je tako uporabljen komercialni merilnik podjetja PEM: model CWT 3 LFR z občutljivostjo  $SE_3 = 10 \text{ mV/A}$  in merilnim dosegom 600 A. Podana je tudi merilna točnost, ki znaša 0,2 % v primeru, če se vodnik ne premakne in je točno na sredini merilne tuljave. V primerih, ko vodnik ni na sredini merilne tuljave ali pa se ta celo premakne med meritvijo, je podana merilna točnost 1 %. Poskrbeti moramo tudi, da se v okolici mesta, kjer je merilna tuljava prekinjena, ne nahajajo nobeni prevodni materiali. Enako velja za meritev bremenskega toka, kjer je uporabljen merilnik CWT 150 LFR z občutljivostjo  $SE_{150} = 0,2 \text{ mV/A}$  in merilnim dosegom 30 kA. Ker imata oba merilnika na izhodu najvišjo možno napetost 6 V, bomo uporabili nizkonapetostne ojačevalnike HSI-LV-BNC in jim določili ustrezno merilno območje glede na pričakovani tok. Za pravilno izvedbo meritve moramo priključka BNC po navodilih proizvajalca merilnika toka ozemljiti. Pri nekaterih meritvah bomo merili tudi tok posamezne sekundarne veje transformatorja. Za meritev tega toka bomo uporabljali merilnik CWT 150 LFR mini, ki se od prej opisanega loči le po debelini merilne tuljave. Ta je pri tem merilniku dovolj tanka, da jo lahko namestimo okoli diode v izhodnem usmerniku sistema za UTV. Dodatna razlika je še v merilni točnosti, ki znaša 2 %, če se vodnik premakne, ali pa so v okolici prekinitve tuljave prevodni materiali. V nasprotnem primeru je merilna točnost enaka in znaša 0,2 %.

## Ocena merilne napake

Pri določanju merilne napake izmerjenih napetosti bomo najprej pogledali primer meritve napetosti enosmernega vodila. Pri meritvi bomo uporabili visokonapetostni ojačevalnik, ki mu bomo nastavili merilno območje  $\pm 800$  V in filter Butterworth z lomno frekvenco 1 MHz. Tako visoko lomno frekvenco smo izbrali zato, da bomo lahko opazovali vplive preklopov tranzistorjev na napetost enosmernega vodila. Tako bomo lahko izmerili natančen potek nihanja enosmerne napetosti, iz katerega bi se moral videti vsak vklop in izklop tranzistorjev. Ker v časovnem poteku napetosti prevladuje stikalna frekvenca tranzistorjev, smo za izračun merilne napake izbrali frekvenco 1 kHz. Pri tej frekvenci in pri merilnem območju  $U_o = \pm 800$  V znaša merilna točnost  $e_{U_i} = \pm 0,05$  % od izmerjene vrednosti in  $e_{U_o} = \pm 0,01$  % od merilnega območja. Za potrebe izračuna merilne napake smo uporabili primer iz podpoglavja 6.4, kjer smo pri meritvi napetosti na enosmernem vodilu izmerili  $U_{DC}^* = 546$  V. Pri tej meritvi bo absolutna merilna napaka visokonapetostnega ojačevalnika znašala:

$$E_{DCo} = \pm(e_{U_i} \cdot U_{DC}^* + e_{U_o} \cdot U_{DCo}) = \pm(0,0005 \cdot 546 + 0,0001 \cdot 800) = \pm 0,353 \text{ V} \quad (10.1)$$

Na podlagi te lahko določimo skupno relativno merilno napako visokonapetostnega ojačevalnika pri meritvi napetosti enosmernega vodila:

$$e_{DCo} = E_{DCo} / U_{DC}^* = \pm 0,353 / 546 = 0,00065 \approx (\pm 0,065 \%) \quad (10.2)$$

Dejanska vrednost napetosti enosmernega vodila lahko torej od izmerjenih 546 V odstopa le za  $\pm 0,353$  V, kar je le  $\pm 0,065$  % izmerjene vrednosti. Vendar to še ni celotna merilna napaka meritve. Dodati moramo še merilno napako A/D-pretvorbe, ki pri 16-bitni pretvorbi premore  $2^{16}$  bitov oziroma  $st_{bitov} = 65536$  bitov. A/D-pretvornik namreč celotno merilno območje enakomerno razdeli na število bitov. Pri tem ne smemo pozabiti na negativne vrednosti. Pri merilnem območju  $\pm 800$  V je merilni razpon  $U_{mr} = 1600$  V, ki ga A/D-pretvornik razdeli na  $st_{bitov}$ . Zaradi tega obstaja določen razpon napetosti, ki jo A/D-pretvornik pripiše istemu bitu oziroma isti vrednosti napetosti, kar imenujemo tudi ločljivost A/D-pretvornika. Vrednost enega bita pri merilnem območju  $\pm 800$  V bo tako enaka  $Q_{AD800}$ :

$$Q_{AD800} = \frac{U_{mr}}{st_{bitov} - 1} = \frac{1600}{65536 - 1} = 0,0244 \text{ V} \quad (10.3)$$

Vrednost 24,4 mV torej predstavlja ločljivost A/D-pretvorbe oziroma vrednost napetosti, ki jo predstavlja en bit. A/D-pretvornik spremeni bit na polovici te vrednosti. Torej bo na izhodu pretvornika bit 1 vse od napetosti 12,2 mV do 36,6 mV. Od napetosti 36,6 mV do 61 mV pa bo na izhodu pretvornika bit 2 oziroma vrednost napetosti 48,8 mV. Na podlagi tega lahko ugotovimo, da bo absolutna napaka A/D-pretvorbe  $E_{AD}$  znašala polovico ločljivosti A/D-pretvornika.

$$E_{AD800} = \pm \frac{Q_{AD}}{2} = \pm \frac{0,0244}{2} = \pm 0,0122 \text{ V} \quad (10.4)$$

Absolutni napaki visokonapetostnega ojačevalnika in A/D-pretvornika lahko seštejemo in dobimo skupno absolutno merilno napako meritve napetosti enosmernega vodila  $E_{DC}$ :

$$E_{DC} = E_{DCo} + E_{AD800} = \pm(0,353 + 0,0122) = \pm 0,365 \text{ V} \quad (10.5)$$

Določimo lahko tudi relativno napako meritve napetosti enosmernega vodila:

$$e_{DC} = \frac{E_{DC}}{U_{DC}^*} = \frac{0,365}{546} = 0,00067 \approx (0,067 \%) \quad (10.6)$$

Rezultat meritve napetosti enosmernega vodila lahko tako podamo skupaj z absolutno napako meritve:

$$U_{DC}^* = U_{DC}^* \pm E_{DC} = 546 \pm 0,365 \text{ V} \quad (10.7)$$

Postopek smo ponovili za izmerjene efektivne vrednosti napetosti  $U_{DC}^*$ ,  $U_{li}^*$  in  $U_1^*$  iz tabele 6.1, pri katerih so uporabljeni visokonapetostni diferenčni ojačevalnik. Pri meritvi napetosti  $U_{br}^*$ ,  $U_{D1}^*$  in  $U_{D2}^*$  so uporabljeni nizkonapetostni ojačevalniki. Postopek določitve merilnih napak pa je podan v nadaljevanju. Absolutne in relativne napake posamezne meritve napetosti so zbrane v tabeli 10.1.

Tabela 10.1: Izmerjene vrednosti napetosti s pripadajočo absolutno in relativno merilno napako

Izmerjena napetost	Absolutna napaka	Relativna napaka
$U_{DC}^* = 546 \text{ V}$	$E_{DC} = 365 \text{ mV}$	$e_{DC} = 0,067 \%$
$U_{li}^* = 382 \text{ V}$	$E_{li} = 283 \text{ mV}$	$e_{li} = 0,074 \%$
$U_1^* = 379 \text{ V}$	$E_1 = 282 \text{ mV}$	$e_1 = 0,074 \%$
$U_{br}^* = 5,04 \text{ V}$	$E_{br} = 3,67 \text{ mV}$	$e_{br} = 0,073 \%$
$U_{D1}^* = 8,63 \text{ V}$	$U_{D1}^* = 7,2 \text{ mV}$	$e_{D1}^* = 0,083 \%$
$U_{D2}^* = 8,68 \text{ V}$	$U_{D2}^* = 7,22 \text{ mV}$	$e_{D2}^* = 0,083 \%$

Nizkonapetostni ojačevalniki imajo dodatno možnost unipolarnega merjenja, pri katerem lahko priključimo le en potencial, ki ga primerjamo z električnim potencialom zemlje (0 V). Temu je prilagojena tudi A/D pretvorba, ki bo zaradi enkrat manjšega merilnega razpona imela tudi enkrat večjo ločljivost. Tako so podani podatki o merilni točnosti za obe vrsti meritve. V obravnavanem primeru te možnosti ne moremo uporabiti zaradi meritve napetosti z obema polaritetama. Za primer meritve napetosti na bremenu  $U_{br}^*$ , ki jo bomo merili na območju  $\pm 10 \text{ V}$ , lahko ugotovimo, da bo merilna točnost pri frekvenci 1 kHz znašala  $e_{Ui} = \pm 0,05 \%$  od izmerjene vrednosti in  $e_{Uo} = \pm 0,01 \%$  od merilnega območja. Tako lahko pri meritvi efektivne vrednosti napetosti na bremenu  $U_{br}^* = 6 \text{ V}$  določimo naslednjo absolutno merilno napako nizkonapetostnega ojačevalnika  $E_{bro}$  in pripadajočo relativno merilno napako  $e_{bro}$ :

$$E_{bro} = \pm(e_{Ui} \cdot U_{br}^* + e_{Uo} \cdot U_{bro}) = \pm(0,0005 \cdot 5,04 + 0,0001 \cdot 10) = \pm 0,00352 \text{ V} \quad (10.8)$$

$$e_{bro} = E_{bro} / U_{br}^* = 0,0035 / 5,04 = 0,0007$$

K temu moramo enako kot v prejšnjem primeru dodati še merilno napako A/D pretvorbe, ki pa bo zaradi drugega merilnega območja seveda drugačna. Najprej ponovno določimo vrednost enega bita pri merilnem območju  $\pm 10 \text{ V}$ , kjer je merilni razpon  $U_{mr} = 20 \text{ V}$ :

$$Q_{AD10} = \frac{U_{mr}}{\text{st}_{\text{bitov}} - 1} = \frac{20}{65536 - 1} = 305 \mu\text{V} \quad (10.9)$$

Merilna napaka A/D pretvorbe bo tako polovica vrednosti enega bita:



$$E_{AD10} = \pm \frac{Q_{AD}}{2} = \pm \frac{305 \cdot 10^{-6}}{2} = \pm 153 \mu\text{V} \quad (10.10)$$

Skupna merilna napaka meritve napetosti na bremenu je enaka seštevku merilne napake nizkonapetostnega ojačevalnika in A/D pretvornika:

$$E_{br} = E_{brm} + E_{AD10} = \pm(3,52 \cdot 10^{-3} + 0,153 \cdot 10^{-3}) = \pm 3,67 \text{ mV} \quad (10.11)$$

Rezultat meritve napetosti na bremenu lahko tako podamo skupaj s pripadajočo merilno napako:

$$\begin{aligned} U_{br}^* &= U_{br} \pm (E_{br}) = 5,04 \pm 0,00367 \text{ V} \\ U_{br}^* &= U_{br} (1 \pm e_{br}) = 5,04 (1 \pm 0,00073) \text{ V} \end{aligned} \quad (10.12)$$

Pri meritvi primarnega toka efektivne vrednosti  $I_1 = 156 \text{ A}$  bomo na nizkonapetostnem ojačevalniku nastavili merilno območje  $\pm 5 \text{ V}$ , ker bomo na izhodu merilnika izmerili napetost  $U_{CWT}$ , ki bo ob upoštevanju občutljivosti merilnika  $SE_3 = 10 \text{ mV/A}$  enaka:

$$U_{CWT} = I_1 SE_3 = 156 \cdot 0,01 = 1,56 \text{ V} \quad (10.13)$$

Pri izračunu merilne napake bomo pogreške izražali v amperih, da bomo na koncu lahko zapisali rezultat meritve skupaj z merilno napako. Razlika med eno in drugo obliko zapisa je enaka občutljivosti merilnika  $SE_3$ . Ker se merilna napaka uporabljenega merilnika PEM CWT spremeni, če se vodnik med meritvijo premakne, smo določili merilno napako za oba primera po (10.14). Pri tem manjša merilna napaka velja v primeru mirujočega vodnika, ki je postavljen na sredino merilne tuljave.

$$\begin{aligned} E_{CWT} &= \pm U_{CWT} \cdot e_{CWT} = 156 \cdot 0,002 = 0,31 \text{ A} \\ E_{CWT} &= \pm U_{CWT} \cdot e_{CWT} = 156 \cdot 0,01 = 1,56 \text{ A} \end{aligned} \quad (10.14)$$

Za zajem izmerjenih signalov bomo uporabili nizkonapetostni ojačevalnik, ki ga bomo nastavili na merilno območje  $\pm 5 \text{ V}$ . To napetostno merilno območje bo ustrezalo tokovnemu merilnemu območju  $I_{1o} = \pm 500 \text{ A}$ . Pri meritvi  $I_1^* = 156 \text{ A}$  pri tem merilnem območju lahko določimo naslednjo merilno napako nizkonapetostnega ojačevalnika:

$$E_{I_{1o}} = \pm(e_{I_{5i}} \cdot I_1^* + e_{I_{5o}} \cdot I_{1o}) = \pm(0,0005 \cdot 156 + 0,0001 \cdot 500) = \pm 0,128 \text{ A} \quad (10.15)$$

Določimo še napako A/D pretvornika:

$$Q_{AD500} = \frac{I_{1mr}}{\text{st}_{\text{bitov}} - 1} = \frac{1000}{65536 - 1} = 15,3 \text{ mA} \quad (10.16)$$

$$E_{AD500} = \pm \frac{Q_{AD500}}{2} = \pm \frac{0,0153}{2} = \pm 7,65 \text{ mA} \quad (10.17)$$

Skupna absolutna napaka meritve primarnega toka  $E_{I1}$  bo tako v primeru mirujočega vodnika znašala  $\pm 0,446 \text{ A}$  oziroma  $\pm 1,7 \text{ A}$ , če se vodnik med meritvijo premakne.

$$\begin{aligned} E_{I1} &= E_{I_{1o}} + E_{AD500} + E_{CWT} = \pm(0,31 + 0,128 + 0,00765) = \pm 0,446 \text{ A} \\ E_{I1} &= E_{I_{1o}} + E_{AD500} + E_{CWT} = \pm(1,56 + 0,128 + 0,00765) = \pm 1,7 \text{ A} \end{aligned} \quad (10.18)$$

Skupno relativno napako meritve primarnega toka  $e_{I1}$  pa lahko določimo z uporabo (10.19).

$$e_{I1} = \frac{E_{I1}}{I_1^*} = \frac{0,446}{156} = 0,0028 \approx (0,28\%) \quad (10.19)$$

V tabeli 10.3 so zbrane absolutne in relativne napake meritev posameznih tokov. Pri tem zgornja vrednost podaja absolutno oziroma relativno napako brez upoštevanja napake, ki nastane pri premaknitvi vodnika, spodnja vrednost pa podaja napako z upoštevanjem premaknitve vodnika.

Tabela 10.2: Izmerjene vrednosti tokov s pripadajočo absolutno in relativno merilno napako

Izmerjena napetost	Absolutna napaka	Relativna napaka
$I_{DC}^* = 156 \text{ A}$	$E_{DC} = 447 \text{ mA}$ $E_{DC} = 1,7 \text{ mA}$	$e_{DC} = 0,29 \%$ $e_{DC} = 1,09 \%$
$I_1^* = 156 \text{ A}$	$E_{I1} = 447 \text{ mA}$ $E_{I1} = 1,7 \text{ mA}$	$e_{I1} = 0,29 \%$ $e_{I1} = 1,09 \%$
$I_1^* = 156 \text{ A}$	$E_1 = 447 \text{ mA}$ $E_1 = 1,7 \text{ mA}$	$e_1 = 0,29 \%$ $e_1 = 1,098 \%$
$I_{br}^* = 12,0 \text{ kA}$	$E_{br} = 32,9 \text{ A}$ $E_{br} = 129 \text{ A}$	$e_{br} = 0,27 \%$ $e_{br} = 1,07 \%$
$I_{D1}^* = 7,41 \text{ kA}$	$E_{D1}^* = 21,4 \text{ A}$ $E_{D1}^* = 155 \text{ A}$	$e_{D1}^* = 0,29 \%$ $e_{D1}^* = 2,09 \%$
$I_{D2}^* = 7,39 \text{ kA}$	$E_{D2}^* = 21,4 \text{ A}$ $E_{D2}^* = 154 \text{ A}$	$e_{D1}^* = 0,29 \%$ $e_{D2}^* = 2,09 \%$

Na podlagi pridobljenih merilnih napak napetosti in tokov lahko določimo tudi absolutne in relativne napake moči (tabela 10.4). Pri tem najprej določimo relativno napako izračunane moči tako, da seštejemo relativni napaki posamezne meritve uporabljenega toka in napetosti. Na podlagi relativne napake lahko nato določimo absolutno napako posamezne izračunane moči.

Tabela 10.3: Izračunane vrednosti moči s pripadajočo absolutno in relativno merilno napako

Izmerjena napetost	Absolutna napaka	Relativna napaka
$P_{DC}^* = 58,2 \text{ kW}$	$E_{DC} = 20,6 \text{ W}$ $E_{DC} = 67,2 \text{ W}$	$e_{DC} = 0,35 \%$ $e_{DC} = 1,15 \%$
$P_{I1}^* = 57,6 \text{ kW}$	$E_{I1} = 20,8 \text{ W}$ $E_{I1} = 66,9 \text{ W}$	$e_{I1} = 0,36 \%$ $e_{I1} = 1,16 \%$
$P_1^* = 57,5 \text{ kW}$	$E_1 = 20,8 \text{ W}$ $E_1 = 66,8 \text{ W}$	$e_1 = 0,36 \%$ $e_1 = 1,16 \%$
$P_{br}^* = 31,1 \text{ kW}$	$E_{br} = 10,8 \text{ W}$ $E_{br} = 35,7 \text{ W}$	$e_{br} = 0,35 \%$ $e_{br} = 1,15 \%$
$P_{D1}^* = 6,42 \text{ kW}$	$E_{D1}^* = 2,37 \text{ W}$ $E_{D1}^* = 13,9 \text{ W}$	$e_{D1}^* = 0,37 \%$ $e_{D1}^* = 2,17 \%$
$P_{D2}^* = 6,41 \text{ kW}$	$E_{D2}^* = 2,37 \text{ W}$ $E_{D2}^* = 13,9 \text{ W}$	$e_{D2}^* = 0,37 \%$ $e_{D2}^* = 2,17 \%$

Pri izračunu izkoristka moramo ponovno sešteti relativni napaki uporabljenih moči. Pri izračunu skupnega izkoristka sistema za UTV  $\eta_{UTV}$  lahko določimo relativni pogrešek  $e_{UTV}$  po (10.20).

$$e_{UTV} = e_{DC} + e_{br} = 0,0035 + 0,0035 = 0,007 \quad \approx \quad (0,7\%) \quad (10.20)$$

Če bi se vodnika med meritvijo premaknila, bi znašala relativna napaka izračuna izkoristka 2,3 %. Zaradi tega moramo nujno tuljave Rogowskega čvrsto pritrditi okoli vodnika, ki ga moramo tudi čvrsto pritrditi na merilno mesto. V nasprotnem primeru je namreč napaka meritve toka prevelika, da bi lahko potrdili razliko v izkoristku (slika 7.16). Poudariti moramo tudi, da merilne napake predstavljajo največje možno odstopanje prave vrednosti od izmerjene. V večini primerov je odstopanje manjše, kar potrjujejo tudi rezultati v poglavju 7, ki ne odstopajo veliko od funkcije, ki se najboljše prilega vsem izmerjenim točkam.





Univerza v Mariboru

Fakulteta za elektrotehniko,  
računalništvo in informatiko

Smetanova ulica 17  
2000 Maribor, Slovenija



## IZJAVA DOKTORSKEGA KANDIDATA

Podpisani-a Jernej Černelič,

vpisna številka 1001760646.

**izjavljam,**

da je doktorska disertacija z naslovom VPLIVI RAZLIČNIH NAČINOV VODENJA SISTEMA ZA UPOROVNO TOČKOVNO VARJENJE NA NJEGOVE 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:

Černelič



Univerza v Mariboru

Fakulteta za elektrotehniko,  
računalništvo in informatiko

Smetanova ulica 17  
2000 Maribor, Slovenija



### IZJAVA KANDIDATOVEGA MENTORJA O USTREZNOSTI DOKTORSKE DISERTACIJE

Podpisani-a prof. dr. Drago Dolinar, mentor-ica doktorskemu-i kandidatu-ki, izjavljam, da je doktorska disertacija z naslovom VPLIVI RAZLIČNIH NAČINOV VODENJA SISTEMA ZA UPOROVNO TOČKOVNO VARJENJE NA NJEGOVE IZGUBE, ki jo je izdelal-a doktorski-a kandidat-ka Jernej Černelič 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:

26.6.2017, Maribor

Podpis mentorja-ice:



Univerza v Mariboru

Fakulteta za elektrotehniko,  
računalništvo in informatiko

Smetanova ulica 17  
2000 Maribor, Slovenija



**IZJAVA O OBJAVI ELEKTRONSKE VERZIJE DOKTORSKE DISERTACIJE IN OSEBNIH PODATKOV,  
VEZANIH NA ZAKLJUČEK ŠTUDIJA**

Ime in priimek doktoranda: \_\_\_\_\_ Jernej Černelič \_\_\_\_\_

Vpisna številka: \_\_\_\_\_ 1001760646 \_\_\_\_\_

Študijski program: \_\_\_\_\_ Elektrotehnika \_\_\_\_\_

Naslov doktorskega dela:

VPLIVI RAZLIČNIH NAČINOV VODENJA SISTEMA ZA UPOROVNO TOČKOVNO VARJENJE

NA NJEGOVE IZGUBE

Mentor: \_\_\_\_\_ red. prof. dr. Drago Dolinar \_\_\_\_\_

Somentor: \_\_\_\_\_ izr. Prof. dr. Boštjan Polajžer \_\_\_\_\_

Podpisani soglašam z objavo doktorske disertacije v Digitalni knjižnici Univerze v Mariboru.

Tiskana verzija doktorske disertacije je istovetna elektronski verziji, ki sem jo oddal-a v Digitalno knjižnico Univerze v Mariboru.

Podpisani-a hkrati izjavljam, da dovoljujem objavo osebnih podatkov, vezanih na zaključek študija (ime, priimek, leto in kraj rojstva, datum diplomiranja, naslov diplomskega dela) na spletnih straneh in v publikacijah Univerze v Mariboru.

Datum in kraj:

23. 5. 2017, Maribor

Podpis doktoranda-ke:

Černelič

## **Življenjepis kandidata**

### **Osební podatki**

Ime in priimek: Jernej Černelič  
Akademski naziv: univerzitetni diplomirani inženir elektrotehnike  
Rojen: 26. 6. 1987 v Mariboru  
Oče: Tomaž Černelič  
Mati: Zdenka Černelič, rojena Juhart  
Državljanstvo: slovensko  
Naslov: Kostanjevec 27, 2316 Zgornja Ložnica, Slovenska Bistrica

### **Šolanje**

1994–2002: Osnovna šola Pohorskega odreda, Slovenska Bistrica  
2002–2006: Srednja elektro-računalniška šola, Maribor  
tehniška gimnazija  
2006–2012: Univerza v Mariboru,  
Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko,

### **Delovne izkušnje**

2012–2017: Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko,  
računalništvo in informatiko, Maribor  
delovna mesta: tehniški sodelavec, asistent in mladi  
raziskovalec, raziskovalec