

Določitev parametrov enofaznega transformatorja s pomočjo diferenčne evolucije

Ervin Slokan¹, Gorazd Štumberger²

¹ Elektro Maribor, d. d., Vetrinjska ulica 2, 2000 Maribor, Slovenija

E-pošta: ervin.slokan@elektro-maribor.si

² Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko, Smetanova ulica 17, 2000 Maribor, Slovenija

E-pošta: gorazd.stumberger@um.si

Povzetek. Prispevek predstavlja pristop in način določitve parametrov enofaznega transformatorja s pomočjo diferenčne evolucije (DE). Parametre enofaznega transformatorja po navadi določimo z meritvijo ohmskih upornosti navitij, preizkusom prostega teka in preizkusom kratkega stika. Do iskanih parametrov pa lahko pridemo tudi po drugi poti, in sicer s pomočjo DE. V tem primeru zapišemo matematični dinamični model transformatorja, s katerim skušamo opisati fizikalne pojave, bistvene za dinamično obnašanje transformatorja. V naslednjem koraku na podlagi časovnih potekov primarnih in sekundarnih napetosti in tokov, posnetih med vklopnim pojavom, prostim tekom in obratovanjem pod obremenitvijo, s pomočjo DE poiščemo tiste vrednosti parametrov dinamičnega modela transformatorja, pri katerih je ujemanje med posnetimi in izračunanimi časovnimi odzivi izbranih spremenljivk najboljše.

Ključne besede: enofazni transformator, določitev parametrov, diferenčna evolucija

Single-phase transformer parameters determination through optimization

The paper presents an approach and method of determining the parameters of the single-phase transformer using a differential evolution (DE). Usually, the parameters of the single-phase transformer are determined by measuring the ohmic resistance of its windings, open-circuit test and short-circuit test. The parameters can also be determined by using DE. When choosing this approach, we first write the dynamic mathematical model of the transformer to describe the physical phenomena essential for the dynamic behavior of the transformer. In the next step, based on the time course of the primary and secondary voltages and currents recorded during the inrush phenomena, no-load and on-load operation, by using DE we search for the parameter values of the dynamic model of the transformer with the best agreement between the recorded and calculated time response of the selected variables.

Keywords: single-phase transformer, parameter determination, differential evolution

1 UVOD

V [1] je bila s pomočjo diferenčne evolucije (DE) [2] določena nelinearna magnetna karakteristika enofaznega transformatorja, ki je bila v matematičnem modelu podana z vsoto eksponentnih funkcij. Na predstavljen način lahko določimo parametre enofaznega transformatorja v celoti. Realnemu enofaznemu transformatorju poiščemo ustrezen matematični dinamični model. V naslednjem koraku, ob posnetih

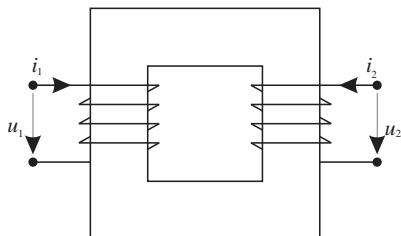
odzivih primarnih in sekundarnih napetosti in tokov pri vklopnem pojavu, prostem teku in obremenitvi, s pomočjo DE poiščemo tiste vrednosti parametrov dinamičnega modela, pri katerih dosežemo čim boljše ujemanje izmerjenih in izračunanih vrednosti. V tem primeru lahko trdimo, da smo s tako določenimi parametri pri danem dinamičnem modelu transformatorja poiskali najboljšo aproksimacijo realnega transformatorja.

Aproksimacija osnovne magnetilne krivulje z vsoto eksponentnih funkcij se pri hkratni določitvi vseh parametrov enofaznega transformatorja lahko izkaže za problematično, saj poveča računsko togost simulacijskega modela, ki pride še posebej do izraza zaradi poljubnih vrednosti poskusnih parametrov DE in pogosto povzroči divergenco integracijske metode in posledično prekinitve optimizacije z DE. V takih primerih se kot bolj primerna izkaže aproksimacija osnovne magnetilne krivulje z vsoto sigmoidne funkcije (npr. hiperbolični tangens ali normirani arkus tangens) in inverznega hiperboličnega sinusa, ki smo jo uporabili tudi v prispevku.

V prispevku so prikazani rezultati določitve parametrov enofaznega transformatorja s pomočjo DE z različnimi aproksimacijami osnovne magnetilne krivulje.

2 DINAMIČNI MODEL ENOFAZNEGA TRANSFORMATORJA

Enofazni transformator je shematsko predstavljen na sliki 1.



Slika 1: Model enofaznega transformatorja z železnim jedrom

Dinamični model enofaznega transformatorja je podan z (1) in (2), ki opisujeta napetostni ravnotežji v primarnem in sekundarnem navitju:

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

$$u_2 = i_2 R_2 + L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (2),$$

kjer so u_1 , u_2 in i_1 , i_2 primarna in sekundarna napetost in toki, R_1 in R_2 sta primarna in sekundarna upornost navitja, $L_{\sigma 1}$ in $L_{\sigma 2}$ sta primarna in sekundarna stresana induktivnost navitja, N_1 in N_2 sta števili ovojev primarnega in sekundarnega navitja, medtem ko je ϕ magnetni pretok v železnem jedru. Magnetna napetost v železnem jedru je podana kot $\theta = N_1 i_1 + N_2 i_2$.

Histerezne in vrtilne izgube v železnem jedru lahko predstavimo poenostavljeno z ohmsko upornostjo R_{Fe} . Napetostno ravnotežje v železnem jedru je v tem primeru podano s (3):

$$0 = -i_{Fe} R_{Fe} + N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (3),$$

kjer je i_{Fe} tok, ki teče skozi železno jedro, medtem ko je magnetna napetost v železnem jedru $\theta = N_1 (i_1 - i_{Fe}) + N_2 i_2$. Po posrednem odvajanju magnetnega pretoka po magnetni napetosti zapišemo dinamični model enofaznega transformatorja z upoštevanjem histereznih in vrtilnih izgub s (4), (5) in (6).

$$u_1 = i_1 R_1 + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + N_1^2 \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \frac{di_1}{dt} + N_1 N_2 \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \frac{di_2}{dt} - N_1^2 \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \frac{di_{Fe}}{dt} \quad (4)$$

$$u_2 = i_2 R_2 + L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + N_1 N_2 \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \frac{di_1}{dt} + N_2^2 \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \frac{di_2}{dt} - N_1 N_2 \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \frac{di_{Fe}}{dt} \quad (5)$$

$$0 = -i_{Fe} R_{Fe} + N_1^2 \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \frac{di_1}{dt} + N_1 N_2 \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \frac{di_2}{dt} - N_1^2 \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \frac{di_{Fe}}{dt} \quad (6)$$

Osnovna magnetilna krivulja je sigmoidne oblike, zato so za njeno aproksimacijo primerne tudi sigmoidne funkcije [3]. Sigmoidne funkcije so semilinearne funkcije, kar pomeni, da so monotono naraščajoče ali padajoče, zvezno odvedljive ter navzgor in navzdol omejene. Za aproksimacijo osnovne magnetilne krivulje v območju krepitve magnetnega polja sta primerni sigmoidni funkciji hiperbolični tangens in arkus tangens. Katera funkcija se izbere, je odvisno od oblike magnetilne krivulje magnetnega materiala. Hiperbolični tangens je primeren za aproksimacijo magnetilnih krivulj z izrazitejšim kolenom, arkus tangens pa je primernejši za magnetne materiale z mehkejšim prehodom v nasičenje. Aproksimaciji osnovne magnetilne krivulje s sigmoidnimi funkcijami in inverznim hiperboličnim sinusom, ki ju bomo uporabili, sta naslednji:

1. Aproksimacijo osnovne magnetilne krivulje s sigmoidno funkcijo hiperbolični tangens (MK-1) zapišemo s (7) in njen parcialni odvod po magnetni napetosti z (8).

$$\phi \approx k_1 \tanh(k_2 \theta) + k_3 \operatorname{arsinh}(k_4 \theta) + k_5 \quad (7)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial \theta} \approx k_1 k_2 \frac{1}{\operatorname{ch}^2(k_2 \theta)} + k_3 k_4 \frac{1}{\sqrt{1 + (k_4 \theta)^2}} \quad (8)$$

2. Aproksimacijo osnovne magnetilne krivulje s sigmoidno funkcijo arkus tangens (MK-2) zapišemo z (9) in njen parcialni odvod po magnetni napetosti z (10).

$$\phi \approx k_1 \frac{2}{\pi} \arctan(k_2 \theta) + k_3 \operatorname{arsinh}(k_4 \theta) + k_5 \quad (9)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial \theta} \approx k_1 \frac{2}{\pi} k_2 \frac{1}{1 + (k_2 \theta)^2} + k_3 k_4 \frac{1}{\sqrt{1 + (k_4 \theta)^2}} \quad (10)$$

Za primerjavo bomo uporabili aproksimacijo osnovne magnetilne krivulje z vsoto eksponentnih funkcij iz [1]:

3. Aproksimacijo osnovne magnetilne krivulje z vsoto eksponentnih funkcij (MK-3) zapišemo z (11) in njen parcialni odvod po magnetni napetosti z (12).

$$\phi \approx k_1 e^{(k_2 \theta)} + k_3 e^{(k_4 \theta)} + k_5 \quad (11)$$

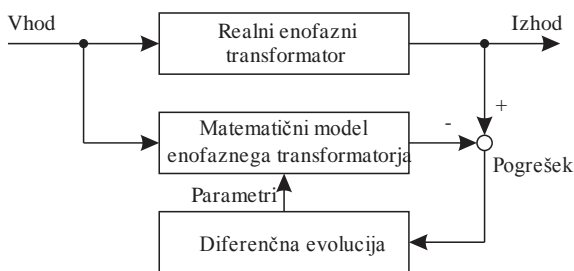
$$\frac{\partial \phi}{\partial \theta} \approx k_1 k_2 e^{(k_2 \theta)} + k_3 k_4 e^{(k_4 \theta)} \quad (12)$$

Dinamični model enofaznega transformatorja smo sestavili v modulu Simulink programskega paketa

Matlab, in sicer za primera prostega teka in obremenitve.

3 DOLOČITEV PARAMETROV ENOFAZNEGA TRANSFORMATORJA S POMOČJO DE

Blokovna shema določitve parametrov enofaznega transformatorja s pomočjo DE je predstavljena na sliki 2.



Slika 2: Blokovna shema

Za določitev parametrov v skladu z blokovno shemo na sliki 2 je treba posneti časovne poteke napetosti in tokov med vklopnim pojavom, prostim tekom in pri obremenitvi enofaznega transformatorja. Posnetek vklopnega pojava prostega teka nam omogoča določitev vrednosti ohmske upornosti primarnega navitja R_1 , stesane induktivnosti primarnega navitja L_1 , števila obojev primarnega in sekundarnega navitja N_1 in N_2 , parametrov k_1 , k_2 , k_3 in k_4 aproksimacijske funkcije osnovne magnetne krivulje in ohmske upornosti železnega jedra R_{Fe} . Posnetek vklopnega pojava obratovanja pod obremenitvijo pa nam omogoča določitev vrednosti ohmske upornosti sekundarnega navitja R_2 , stesane induktivnosti sekundarnega navitja L_2 , ohmske upornosti bremena R_b in preostalega magnetnega pretoka – remanence ϕ_r .

Merjene vrednosti so primarna in sekundarna napetost ter primarni in sekundarni tok. Kot merilo ujemanja med vrednostmi primarnega toka, sekundarne napetosti in sekundarnega toka, izračunanimi z dinamičnim modelom transformatorja, ter njihovimi izmerjenimi vrednostmi na realnem transformatorju, je srednji kvadratni pogrešek v danem časovnem intervalu $t \in [t_1, t_2]$. Minimiziramo ga s pomočjo DE, ki poišče takšne vrednosti parametrov matematičnega modela enofaznega transformatorja, ki zagotavljajo najmanjše odstopanje izmerjenih in izračunanih vrednosti.

Po svojih velikostih srednji kvadratni pogreški primarnega toka, sekundarne napetosti in sekundarnega toka medsebojno niso primerljivi. Da bi bili, jih je treba ustrezno utežiti. Temu se lahko izognemo tako, da jih raje normiramo, in sicer prvega s srednjim kvadratom izmerjenega primarnega toka $i_{1m}^2(t)$, drugega s srednjim kvadratom izmerjene sekundarne napetosti $u_{2m}^2(t)$ in tretjega s srednjim kvadratom izmerjenega sekundarnega toka $i_{2m}^2(t)$. Kriterijsko funkcijo q_{pt} , uporabljeno

med vklopnim pojavom neobremenjenega transformatorja, zapišemo s (13):

$$q_{pt} = \frac{\frac{1}{t_2-t_1} \int_{t_1}^{t_2} e_{i_1}^2(\tau) d\tau}{\frac{1}{t_2-t_1} \int_{t_1}^{t_2} i_{1m}^2(\tau) d\tau} + \frac{\frac{1}{t_2-t_1} \int_{t_1}^{t_2} e_{u_2}^2(\tau) d\tau}{\frac{1}{t_2-t_1} \int_{t_1}^{t_2} u_{2m}^2(\tau) d\tau} \quad (13),$$

kjer je $e_{i_1} = i_{1m}(t) - i_1(t)$ razlika med izmerjenim in izračunanim primarnim tokom in $e_{u_2} = u_{2m}(t) - u_2(t)$ razlika med izmerjeno in izračunano sekundarno napetostjo. Pri vklopnem pojavu obremenjenega transformatorja uporabimo kriterijsko funkcijo q_{ob} (14)

$$q_{ob} = \frac{\frac{1}{t_2-t_1} \int_{t_1}^{t_2} e_{i_1}^2(\tau) d\tau}{\frac{1}{t_2-t_1} \int_{t_1}^{t_2} i_{1m}^2(\tau) d\tau} + \frac{\frac{1}{t_2-t_1} \int_{t_1}^{t_2} e_{u_2}^2(\tau) d\tau}{\frac{1}{t_2-t_1} \int_{t_1}^{t_2} u_{2m}^2(\tau) d\tau} + \frac{\frac{1}{t_2-t_1} \int_{t_1}^{t_2} e_{i_2}^2(\tau) d\tau}{\frac{1}{t_2-t_1} \int_{t_1}^{t_2} i_{2m}^2(\tau) d\tau} \quad (14),$$

kjer je $e_{i_2} = i_{2m}(t) - i_2(t)$ razlika med izmerjenim in izračunanim sekundarnim tokom. Kriterijskima funkcijama (13) in (14) bi lahko dodali še npr. pogrešek maksimalne vrednosti primarnega toka, ki bi ga seveda morali ustrezno utežiti, vendar se izkaže, da slednji ne pripomore k manjšemu odstopanju odzivov, lahko pa z njim izboljšamo ujemanje v določenem območju odziva. Pri tem moramo biti pazljivi, saj nam izboljšanje ujemanja v določenem območju odziva povzroči večje odstopanje v drugem območju odziva.

Fizikalno neustrezni poskusni parametri DE zaradi računske togosti simulacijskega modela nemalokrat povzročijo prekinitve DE. Da se takšnim situacijam izognemo, jih izločimo tako, da v omenjenih primerih upoštevamo vrednost kriterijske funkcije kot neskončno. Fizikalno neustrezni poskusni parametri so: $R_1 < 0$, $L_{\sigma 1} < 0$, $N_1 < 0$, $N_2 < 0$, $R_{Fe} < 0$, $R_2 < 0$, $L_{\sigma 2} < 0$, $R_b < 0$ in $N_1 > N_2$. Izločimo pa lahko tudi kombinacije poskusnih parametrov k_1 , k_2 , k_3 in k_4 aproksimacijske funkcije osnovne magnetne krivulje, ki nam največkrat povzročajo divergenco integracijske metode. Neustrezne kombinacije poskusnih parametrov za MK-1 in MK-2 so: $k_1 > 0$, $k_2 > 0$, $k_3 < 0$, $k_4 < 0$ (kombinacije poskusnih parametrov je mogoče omejiti tudi nasprotno) ter za MK-3: $k_1 > 0$, $k_2 > 0$, $k_3 > 0$, $k_4 > 0$.

3.1 Testni enofazni transformator

Parametri testnega enofaznega transformatorja Elra Škofja Loka, tip: TEN52, 50 Hz, 20 VA, primar 100 V, sekundar 380 V, Cl: 3, s.n.: 16502, so bili določeni v [4]

Tabela 1: Parametri enofaznega transformatorja

Parameter	Izračunana vrednost	Opis
R_1 [Ω]	11,1858	Upornost primarnega navitja
R_2 [Ω]	138,3	Upornost sekundarnega navitja
N_1 [ovojev]	452	Število primarnih ovojev
N_2 [ovojev]	1722	Število sekundarnih ovojev
R_{Fe} [Ω]	6895,2	Upornost železnega jedra
$L_{\sigma 1}$ [mH]	199	Primarna stresana induktivnost
$L_{\sigma 2}$ [mH]	13,7	Sekundarna stresana induktivnost

z uporabo izračuna efektivnih vrednosti, harmonsko analizo in numerično integracijo posnetih tokov in napetosti. Vrednosti parametrov testnega enofaznega transformatorja so navedene v tabeli 1. Magnetilna nelinearna karakteristika železnega jedra je bila podana tabelarično in je tu ne navajamo.

Upornost bremena pri posnetku vklopnega pojava obratovanja je bila $R_b = 7100,50 \Omega$.

3.2 Krmilni parametri

Za prvi poskus reševanja večine simulacijskih problemov v Simulinku je primerna integracijska metoda *ode45*, ki temelji na eksplicitni formuli Runge-Kutta (4,5), Dormand-Prince paru. Ko nam ta odpove, ali je zelo neučinkovita in ko sumimo, da je problem računsko tog, ali ko rešujemo diferencialno-algebrajske probleme, takrat lahko poskusimo z integracijsko metodo *ode15s*, ki temelji na numeričnih diferencialnih formulah (NDF) [5]. Računska togost simulacijskega modela pride še posebej do izraza zaradi poljubnih poskusnih parametrov DE, zato si dodatno pomagamo s stavkom *try, catch*, s katerim izločimo kombinacije poskusnih parametrov, ki nam povzročajo prekinitvev DE [6]. Krmilni parametri simulacijskega modela v Simulinku so navedeni v tabeli 2.

Tabela 2: Krmilni parametri simulacijskega modela

Krmilni parameter	Vrednost	Opis
T_z [s]	0	Začetni čas simulacije
T_k [s]	1	Končni čas simulacije
T_s [s]	$1 \cdot 10^{-4}$	Korak vzorčenja
<i>Solver</i>	<i>ode15s</i>	Integracijska metoda simulacije
<i>Step size</i>	<i>auto</i>	Velikost koraka integracijske metode
<i>Tolerance</i>	<i>auto</i>	Največja dopustna napaka integracijske metode

Vrednosti krmilnih parametrov DE smo izbrali na podlagi izhodišč v [2] in [7]. Ker poznamo vrednosti iskanih parametrov, smo jih normirali, saj se izkaže, da DE deluje najboljše, če so iskani parametri v območju [0,1]. Krmilni parametri DE so navedeni v tabeli 3.

Tabela 3: Krmilni parametri DE

Krmilni parameter	Vrednost	Opis
VTR	$1 \cdot 10^{-3}$	Vrednost, ki jo želimo doseči
D	9	Število iskanih parametrov za vklopni pojav prostega teka
	4	Število iskanih parametrov za vklopni pojav obratovanja
$XVmin$	0	Spodnja meja začetne populacije
$XVmax$	1	Zgornja meja začetne populacije
NP	10D	Velikost populacije
$itermax$	200	Maksimalno število neodvisnih tekov
F	0,5	Skalirni faktor
CR	0,9	Faktor križanja
<i>strategy</i>	6	Strategija DE/best/1/bin

Izračune smo izvajali na delovni postaji Lenovo s procesorjem Intel(R) Xeon(R) CPU E5-1620 0 @ 3.60 GHz, 3601 MHz, št. jeder: 4, št. logičnih procesorjev: 8, fizičnim pomnilnikom (RAM) 16,00 GB in nameščenim operacijskim sistemom Microsoft Windows 7 Enterprise (64-bit).

4 REZULTATI

Odstopanje izračunanih vrednosti parametrov x_i s pomočjo DE v primerjavi z eksperimentalno določenimi vrednostmi parametrov testnega enofaznega transformatorja x [4] smo ovrednotili s pomočjo relativnega procentualnega pogreška (15).

$$\delta = \frac{\Delta x_i}{x} 100\% \quad (15)$$

Pri tem zapišemo razliko med izračunano vrednostjo parametra s pomočjo DE in eksperimentalno določeno vrednostjo parametra testnega enofaznega transformatorja s (16).

$$\Delta x_i = x_i - x \quad (16)$$

Odstopanje med izmerjenimi in izračunanimi odzivi smo ovrednotili z normiranimi srednjimi kvadratnimi pogreški, iz katerih sta bili sestavljeni kriterijski funkciji (13) in (14). Kvadratni pogrešek daje informacijo tudi o oblikovnem ujemanju, medtem ko absolutni pogrešek ne, saj kvadriranje daje znatno večjo utež večjim odstopanjem kot manjšim.

Izračunane vrednosti parametrov, ki smo jih dobili s pomočjo posnetka vklopnega pojava neobremenjenega transformatorja, so navedene v tabeli 4. Izračunane vrednosti parametrov, ki smo jih dobili s pomočjo posnetka vklopnega pojava obremenjenega transformatorja, pa so navedene v tabeli 5.

Tabela 4: Izračunane vrednosti parametrov pri vklopnem pojavu neobremenjenega transformatorja

Parameter	MK-1	MK-2	MK-3
R_1 [Ω]	12,98	12,41	12,86
$L_{\sigma 1}$ [H]	$29,07 \cdot 10^{-6}$	$126,67 \cdot 10^{-6}$	$127,40 \cdot 10^{-6}$
N_1 [ovojev]	394	592	578
N_2 [ovojev]	1444	2154	2109
R_{Fe} [Ω]	$7,12 \cdot 10^3$	$7,19 \cdot 10^3$	$6,93 \cdot 10^3$
k_1	$-524,60 \cdot 10^{-6}$	$-590,95 \cdot 10^{-6}$	$-482,67 \cdot 10^{-6}$
k_2	$-157,92 \cdot 10^{-3}$	$-122,65 \cdot 10^{-3}$	$-130,09 \cdot 10^{-3}$
k_3	$513,42 \cdot 10^{-6}$	$322,93 \cdot 10^{-6}$	$-1,04 \cdot 10^{-6}$
k_4	$57,05 \cdot 10^{-3}$	$21,73 \cdot 10^{-3}$	$-8,43 \cdot 10^{-3}$

Tabela 5: Izračunane vrednosti parametrov pri vklopnem pojavu obremenjenega transformatorja

Parameter	MK-1	MK-2	MK-3
R_2 [Ω]	64,76	90,29	169,51
$L_{\sigma 2}$ [H]	$611,35 \cdot 10^{-6}$	$7,36 \cdot 10^{-3}$	$14,05 \cdot 10^{-3}$
R_b [Ω]	$7,14 \cdot 10^3$	$7,06 \cdot 10^3$	$7,02 \cdot 10^3$
ϕ [Vs]	-5,32	-7,59	-7,27

Odstopanja izračunanih vrednosti parametrov v primerjavi z vrednostmi v tabeli 1 so navedena v tabeli 6.

Tabela 6: Odstopanje izračunanih vrednosti parametrov

Parameter	MK-1	MK-2	MK-3
δ [%]			
R_1	16,05	10,96	15,01
$L_{\sigma 1}$	-99,98	-99,93	-99,93
N_1	-12,72	31,07	27,93
N_2	-16,11	25,11	22,49
R_{Fe}	4,33	5,35	1,63
R_2	-53,17	-34,71	22,57
$L_{\sigma 2}$	-95,53	-46,22	2,62
R_b	$567,82 \cdot 10^{-3}$	$-540,35 \cdot 10^{-3}$	-1,05

Najmanjše skupno absolutno odstopanje izračunanih vrednosti parametrov dobimo pri aproksimaciji z MK-3, nato z MK-2 in nazadnje z MK-1. Pri vseh izračunih močno odstopa vrednost primarne stresane induktivnosti, zato sklepamo na napačno izhodiščno vrednost ali pomanjkljiv model, ki ne zajema vseh fizikalnih pojavov.

Odstopanja odzivov za primer vklopnega pojava neobremenjenega transformatorja so navedena v tabeli 8. Odstopanja odzivov za primer vklopnega pojava obremenjenega transformatorja so navedena v tabeli 9.

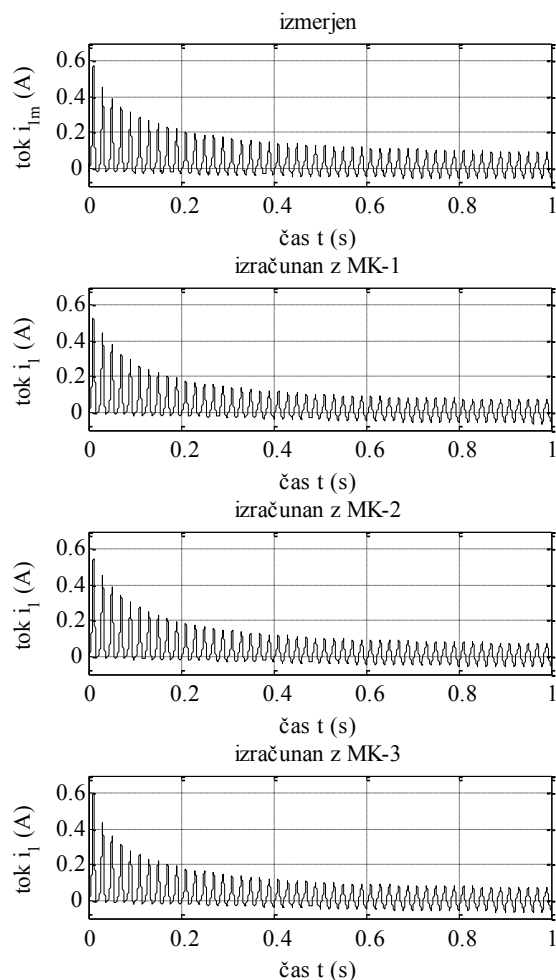
Tabela 8: Odstopanja odzivov pri vklopnem pojavu neobremenjenega transformatorja

Delna kriterijska funkcija	MK-1	MK-2	MK-3
q_{i_1}	$12,35 \cdot 10^{-3}$	$12,87 \cdot 10^{-3}$	$11,82 \cdot 10^{-3}$
q_{u_2}	$44,81 \cdot 10^{-6}$	$25,72 \cdot 10^{-6}$	$22,70 \cdot 10^{-6}$
q_{pt}	$12,40 \cdot 10^{-3}$	$12,90 \cdot 10^{-3}$	$11,85 \cdot 10^{-3}$

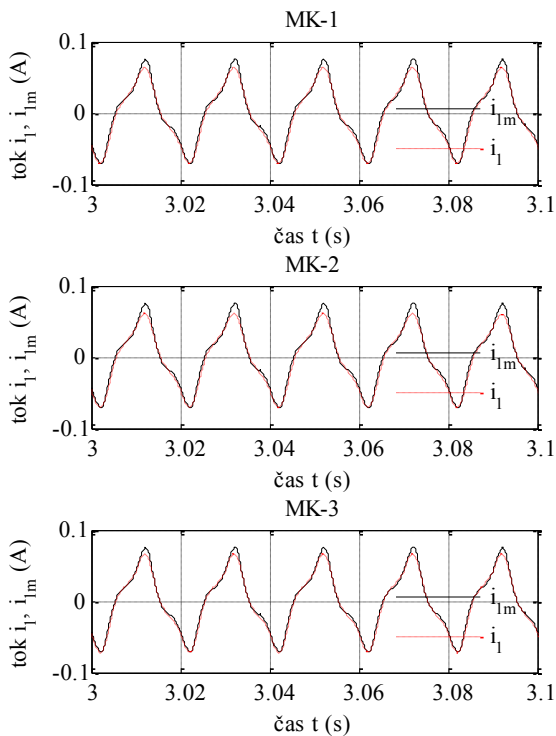
Tabela 9: Odstopanja odzivov pri vklopnem pojavu obremenjenega transformatorja

Delna kriterijska funkcija	MK-1	MK-2	MK-3
q_{i_1}	$1,78 \cdot 10^{-3}$	$1,77 \cdot 10^{-3}$	$1,90 \cdot 10^{-3}$
q_{u_2}	$215,44 \cdot 10^{-6}$	$93,16 \cdot 10^{-6}$	$149,37 \cdot 10^{-6}$
q_{i_2}	$276,16 \cdot 10^{-6}$	$287,18 \cdot 10^{-6}$	$259,41 \cdot 10^{-6}$
q_{ob}	$2,27 \cdot 10^{-3}$	$2,15 \cdot 10^{-3}$	$2,31 \cdot 10^{-3}$

Najmanjše skupno odstopanje odzivov dobimo pri aproksimaciji z MK-2, nato z MK-3 in nazadnje z MK-1. Vklonni pojav neobremenjenega transformatorja je prikazan na sliki 3, stacionarno stanje pa na sliki 4. Izračunani primarni toki se oblikovno dobro ujemajo z izmerjenimi, tako pri vklopnem pojavu kot tudi pri stacionarnem obratovanju, ne glede na uporabljeno aproksimacijsko funkcijo. K temu v veliki meri prispeva vključitev izgub v železnem jedru, ki smo jih poenostavljeno predstavili z ohmsko upornostjo.

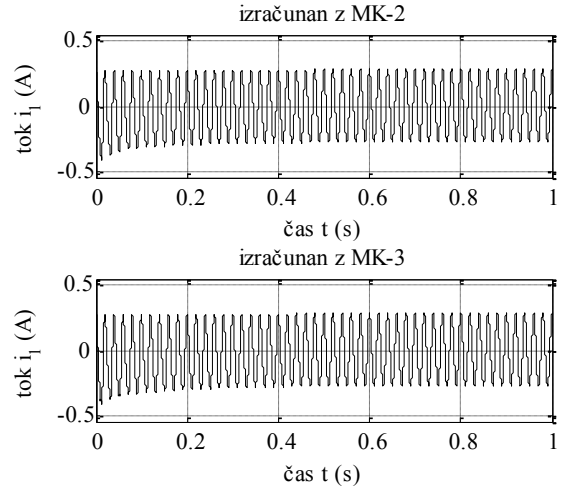
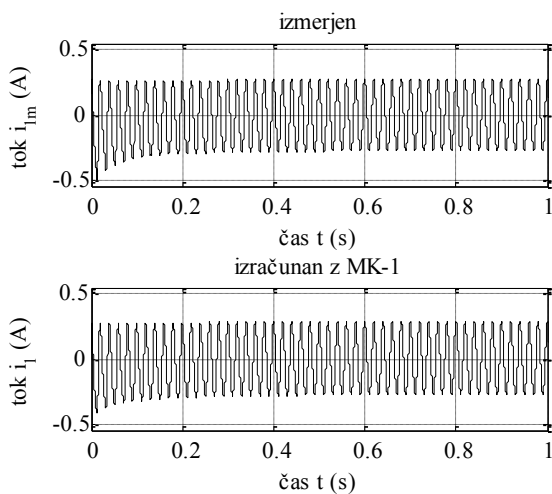
Slika 3: Izmerjeni i_{1m} in izračunani i_1 primarni tok pri vklopnem pojavu neobremenjenega transformatorja

Nekoliko večje oblikovno odstopanje dobimo v predelu temen, ki je posledica slabših aproksimacij magnetilnih krivulj v območju nasičenja.

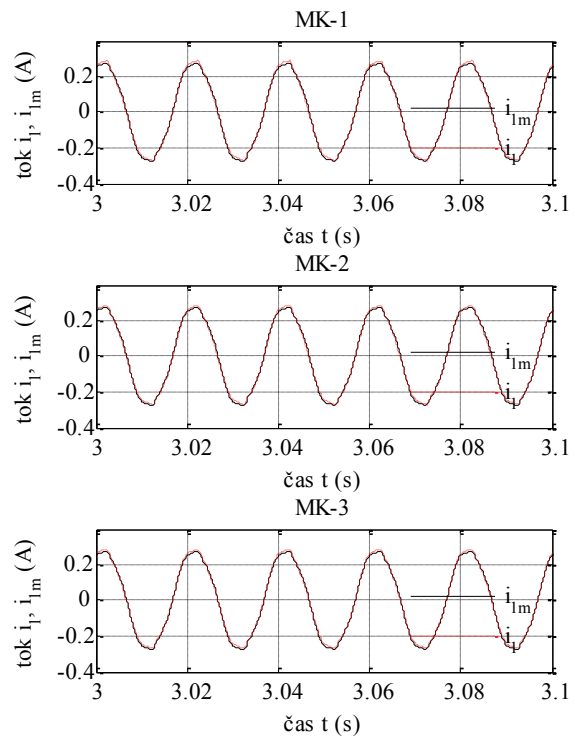


Slika 4: Izmerjeni i_{1m} in izračunani i_1 primarni tok pri stacionarnem obratovanju neobremenjenega transformatorja

Za primer obremenjenega transformatorja je vklopni pojav prikazan na sliki 5, stacionarno stanje pa na sliki 6. Tudi tu se izračunani primarni tokovi oblikovno dobro ujemajo z izmerjenimi, tako pri vklopnem pojavu kot tudi v stacionarnem stanju, ne glede na uporabljeno aproksimacijsko funkcijo magnetilne krivulje.



Slika 5: Izmerjeni i_{1m} in izračunani i_1 primarni tok pri vklopnem pojavu obremenjenega transformatorja



Slika 6: Izmerjeni i_{1m} in izračunani i_1 primarni tok v stacionarnem obratovanju obremenjenega transformatorja

5 SKLEP

V prispevku smo predstavili pristop in način določitve parametrov enofaznega transformatorja s pomočjo DE. Osnovno magnetilno krivuljo smo aproksimirali z vsoto sigmoidne funkcije in inverznega hiperboličnega sinusa. Pri MK-1 je bila sigmoidna funkcija hiperbolični tangens, pri MK-2 pa normirani arkus tangens. Za primerjavo smo uporabili aproksimacijo osnovne magnetilne krivulje MK-3 z vsoto eksponentnih funkcij, s katero pa smo morali izračune kar nekajkrat ponoviti, saj integracijska metoda večkrat ni konvergirala.

Najmanjše skupno absolutno odstopanje izračunanih vrednosti parametrov smo dobili pri aproksimaciji z MK-3, nato z MK-2 in nazadnje z MK-1. Najmanjše skupno odstopanje odzivov smo dobili pri aproksimaciji z MK-2, nato z MK-3 in nazadnje z MK-1. S tako izračunanimi vrednostmi parametrov izračunani primarni tokovi oblikovno dobro ujamejo izmerjene, tako pri vklopnem pojavu kot tudi v stacionarnem stanju, ne glede na uporabljeno aproksimacijsko funkcijo magnetilne krivulje. K temu v veliki meri pripomore vključitev izgub v železnem jedru, ki smo jih poenostavljeno predstavili z ohmsko upornostjo. Nekoliko večje oblikovno odstopanje dobimo v predelu temen, ki je posledica slabših aproksimacij magnetilnih krivulj v območju nasičenja.

Določitev parametrov enofaznega transformatorja s pomočjo DE se izkaže kot časovno zelo zahteven pristop, predvsem zaradi računske togosti simulacijskega modela. Zavedati se moramo, da na natančnost izračunov vpliva tudi izbira integracijske metode in njene nastavitve. V primerih, ko nimamo podatkov o transformatorju, meritev pa ni mogoče drugače izvesti, je to tako rekoč edini način, da določimo parametre transformatorja, ki jih potrebujemo pri dinamičnih modelih električnega omrežja. Predstavljeni pristop je osnova za uporabo podobnih metod določitve parametrov trifaznih transformatorjev, ki jih srečujemo v električnih omrežjih.

LITERATURA

- [1] Štumberger G., Seme S., Štumberger B., Polajžer B., Dolinar D. Determining magnetically nonlinear characteristics of transformers and iron core inductors by Differential Evolution. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, izd. 6, 2008, str. 1570–1573.
- [2] Storn R., Price K. Differential evolution – a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces. *Journal of Global Optimization*, vol. 11, izd. 4, 1997, str. 341–359.
- [3] Podlogar V. Model železnega jedra transformatorja za uporovno točkasto varjenje. Doktorska disertacija, Maribor: Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko Univerze v Mariboru, 2012.
- [4] Seme S. Določanje parametrov magnetno nelinearnega modela transformatorja. Diplomski naloga univerzitetnega študijskega programa, Maribor: Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko Univerze v Mariboru, 2004.
- [5] Documentation: ode15s. MathWorks. Dostopno na: <http://www.mathworks.com/help/matlab/ref/ode15s.html> [11. 5. 2015].
- [6] Documentation: try, catch. MathWorks. Dostopno na: <http://www.mathworks.com/help/matlab/ref/try.html> [11. 5. 2015].
- [7] Mezura-Montes E., Velázquez-Reyes J., A comparative study of differential evolution variants for global optimization, V: *Proceedings of the 8th annual conference on Genetic and evolutionary computation (GECCO '06)*, 2006 str. 485–492.

Ervin Slokan je diplomiral leta 2002 na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko v Mariboru. Zaposlen je kot projektant v podjetju Elektro Maribor. Njegova raziskovalna zanimanja vključujejo modeliranje elektroenergetskih sistemov.

Gorazd Štumberger je diplomiral leta 1989 in magistriral leta 1992 na oddelku FERI Tehniške fakultete Univerze v Mariboru. V letu 1996 je doktoriral na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko v Mariboru, kjer je tudi zaposlen kot redni profesor. Ukvarja se z modeliranjem in vodenjem elektromehanskih sistemov in elementov elektroenergetskega sistema. Dr. Gorazd Štumberger je član slovenskega komiteja CIGRE ter mednarodnih združenj Compumag in IEEE.