

Poenostavljena metoda upoštevanja dinamičnih histereznih izgub v modelu enofaznega transformatorja

Klemen Deželak¹, Beno Klopčič², Gorazd Štumberger¹, Drago Dolinar¹

¹Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko, Smetanova 17, 2000 Maribor, Slovenija

²Indramat elektromotorji d.o.o., Kidričeva cesta 81, 4220 Škofja Loka, Slovenija
E-mail: klemen.dezelak@uni-mb.si

Povzetek. V članku je obravnavana poenostavljena metoda upoštevanja dinamičnih histereznih izgub v modelu enofaznega transformatorja. Magnetno nelinearna karakteristika železnega jedra je upoštevana v obliki tabele, vpliv histereze pa je zajet s premikanjem omenjene karakteristike v levo in desno. Poleg vpliva histereznih izgub je v modelu transformatorja upoštevan tudi vpliv vrtilnih izgub. Podana je primerjava izmerjenih in izračunanih tokov, in sicer tako za primer brez kot tudi z upoštevanjem vrtilnih izgub.

Ključne besede: enofazni transformator, železno jedro, model, histereza, histerezne izgube, vrtilne izgube

A Simplified method for consideration of dynamic hysteresis losses in a single-phase transformer model

Extended abstract. The paper deals with, a magnetically nonlinear dynamic model of a single-phase transformer where the effects of dynamic hysteresis losses and iron core losses to be accounted for by a simplified method. The existing simplified method [4] for considering dynamic iron core losses in the form of magnetizing curve $B(H)$, displaced to the left and to the right by factor H_{hist} (22), is modified. It is now suitable to be used when the magnetizing curve of the iron - core material is not available, while the magnetically nonlinear characteristic $\psi(i)$ of the entire device can be determined experimentally [7]. The characteristic $\psi(i)$ can be given in the form of an approximation polynomial or in the form of a look-up table.

A schematic presentation of the discussed single - phase transformer is shown in Figure 1. It is used as a basis for two different circuit models presented in sections 2.1 and 2.2. The first circuit model with neglected eddy - current losses is shown in Figure 2, while the second circuit model with the eddy - current losses are accounted for by the resistor R_{Fe} , is shown in Figure 3. The corresponding magnetically nonlinear single-phase transformer dynamic models is given by sets of equations (1) to (11) and (12) to (20). In the first model, only the hysteresis losses can be accounted for while the second one can handle hysteresis and eddy current losses. Both models are completed by

magnetically nonlinear characteristic $\psi(i)$ of the tested transformer.

Section 3 describes how the hysteresis losses can be accounted for by shifting a unique magnetically nonlinear iron - core characteristic given in the form of the magnetizing curve $B(H)$ to the left and to the right by factor H_{hist} . The complete approach is explained in Figure 4 where f_0 denotes the unique characteristic $B(H)$. Factor H_{hist} (22) is defined by the hysteresis factor K_{hist} , actual flux density B and flux density in the last turning point B_{rev} . Equations (23) to (25) show, how partial derivatives $\partial\theta/\partial\phi$, needed in dynamic models (equations sets (1)-(11) and (12)-(20)), can be determined from characteristic $B(H)$. Expressions (26) and (27) are used to determine characteristic $\psi(i)$ from the measured applied voltage and corresponding current under transformer no-load operation. Figure 5 shows a set of characteristics $\psi(i)$ in the form of hysteresis loops determined for different amplitudes of the applied voltage. The unique characteristic $\psi(i)$ used in calculations is given by end points of individual hysteresis loops. Equations (28) to (31) are used to determine magnetic reluctances R_m or partial derivatives $\partial\theta/\partial\phi$ from the end points of the individual hysteresis loops shown in Figure 5. Figure 6 shows the measured hysteresis loop a), unique $\psi(i)$ characteristic b) and approximation of the hysteresis loop used to account for hysteresis losses c). A corresponding comparison of the measured and calculated currents is shown in Figure 7. Figure 8 shows that a better agreement between the measured and calculated currents can be achieved if

hysteresis losses are accounted for in the transformer dynamic model together with the eddy - current losses.

Keywords: single-phase transformer, iron core, model, hysteresis, hysteresis losses, eddy - current losses

1 Uvod

Transformator je naprava za pretvorbo električne energije, ki z elektromagnetno indukcijo pretvarja en sistem izmenične napetosti in toka v drug sistem napetosti in toka. Dinamične modele transformatorjev [2] uporabljamo pri analizi prehodnih pojavov. Če želimo dobro ujemanje odzivov dinamičnega modela in realnega transformatorja, je treba v modelu upoštevati tudi magnetno nelinearno karakteristiko železnega jedra. Pri tem železno jedro ponavadi obravnavamo kot konservativno-brez izgub [1], [3].

V tem prispevku je dinamični model enofaznega transformatorja dopolnjen z upoštevanjem izgub. Pri tem so upoštevane tako histerezne izgube, katerih vrednost je proporcionalna površini histerezne zanke, kot tudi izgube zaradi vrtilčnih tokov. Preprosta metoda upoštevanja histereznih izgub je opisana v [4-6]. Omenjena metoda upošteva histerezne izgube na podlagi magnetilne krivulje materiala $B(H)$, podane z enačbo v obliki polinoma. V [4-6] opisana metoda je v tem delu prirejena tako, da je mogoče uporabiti magnetno nelinearno karakteristiko železnega jedra naprave v obliki odvisnosti $\phi(\theta)$, ki je v tem primeru podana kar v obliki tabele. Poleg histereznih izgub je v modelu transformatorja v obliki dodatnega upora zajet tudi vpliv vrtilčnih izgub.

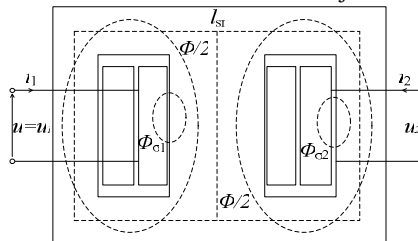
V prispevku sta najprej podana modela enofaznega transformatorja, ki upoštevata histerezne oziroma histerezne in vrtilčne izgube v železnem jedru. V naslednjem razdelku sta opisana pojav histereznih izgub v železnem jedru in njihovo upoštevanje v dinamičnem modelu transformatorja, in sicer na podlagi $B(H)$ karakteristike materiala in karakteristike celotne naprave $\phi(\theta)$.

Vpliv upoštevanja posameznih izgub v dinamičnem modelu transformatorja je ovrednoten s primerjavo izmerjenih in izračunanih tokov. Izračuni so izvedeni z dinamičnimi modeli, ki: a) ne upoštevajo izgub v jedru, b) upoštevajo samo histerezne izgube in c) upoštevajo histerezne in vrtilčne izgube. Ujemanje z izmerjenimi vrednostmi je najboljše, ko so v modelu upoštevane histerezne in vrtilčne izgube.

2 Model enofaznega transformatorja

Obravnavani transformator, ki je shematsko prikazan na sliki 1, je sestavljen iz železnega jedra, na katerega sta naviti primarno in sekundarno navitje. Pri tem $\phi_{\sigma 1}$ in $\phi_{\sigma 2}$ označujeta stresana magnetna pretoka primarnega in sekundarnega navitja, ϕ je glavni magnetni pretok, l_{sr} je

srednja dolžina magnetnih silnic v železnem jedru, pritisnjena napetost je označena z u , i_1 in i_2 pa sta primarni in sekundarni tok transformatorja.



Slika 1: Shematska predstavitev enofaznega transformatorja
Figure 1: Single-phase transformer – schematic presentation

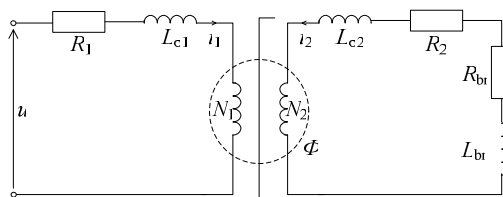
Parametri primarnega in sekundarnega navitja modela enofaznega transformatorja so: upornosti R_1 in R_2 , števili obojev N_1 in N_2 ter stresani induktivnosti $L_{\sigma 1}$ in $L_{\sigma 2}$. Upornost in induktivnost bremena sta označeni z R_{br} in L_{br} , S_{Fe} označuje prerez jedra, f pa frekvenco.

Vrednosti naštetih parametrov modela obravnavanega enofaznega transformatorja so $R_1 = 11.1858 \Omega$, $R_2 = 138.3 \Omega$, $R_{br} = 0.2 \Omega$, $L_{\sigma 1} = 0.0199 \text{ H}$, $L_{\sigma 2} = 0.0137 \text{ H}$, $L_{br} = 0 \text{ H}$, $N_1 = 452 \text{ ov.}$, $N_2 = 1722 \text{ ov.}$, $S_{Fe} = 0.0012 \text{ m}^2$, $l_{sr} = 0.308 \text{ m}$ in $f = 50 \text{ Hz}$.

V nadaljevanju je najprej predstavljen vezni model enofaznega transformatorja in sicer na dva načina, glede na upoštevanje izgub v železu [6]. V prvem primeru so izgube v železu upoštevane samo z enim parametrom izgub K_{hist} (torej brez R_{Fe}), v drugem primeru pa z dvema parametroma K_{hist} in R_{Fe} . Pri tem pomeni parameter K_{hist} predvsem histerezne izgube, parameter R_{Fe} pa predvsem vrtilčne izgube. Kako sta oba parametra izgub določena, je pojasnjeno v nadaljevanju.

2.1 Model enofaznega transformatorja brez upoštevanja vrtilčnih izgub

Shematski prikaz enofaznega transformatorja s slike 1 je osnova za izris veznega modela transformatorja s slike 2, v katerem so zanemarjene vrtilčne izgube (kako so zajete histerezne izgube je pojasnjeno v razdelku 3). Napetostno ravnotežje v primarnem in sekundarnem navitju opisujeta (1) in (2), (3) pa opisuje ravnotežje magnetnih napetosti (ampernih obojev) v železnem jedru.



Slika 2: Vezni model enofaznega transformatorja z zanemarjenimi vrtilčnimi izgubami
Figure 2: Model of a single-phase transformer with neglected eddy current losses

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

$$0 = R_2 i_2 + L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\phi}{dt} + R_{br} i_2 + L_{br} \frac{di_2}{dt} \quad (2)$$

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = H(B) l_{sr} \quad (3)$$

Pri tem sta stresana magnetna pretoka primarnega in sekundarnega navitja $\phi_{\sigma 1}$ in $\phi_{\sigma 2}$ izražena s stresanima induktivnostma $L_{\sigma 1}$ in $L_{\sigma 2}$, številoma obojev N_1 in N_2 ter tokoma i_1 in i_2 kot $\phi_{\sigma 1} = L_{\sigma 1} i_1$ in $\phi_{\sigma 2} = L_{\sigma 2} i_2$. Gostota magnetnega pretoka je označena z B , magnetna poljska jakost pa s H . V (1) in (2) upoštevamo (4) in (5)

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} = \lambda(\phi) \frac{d\theta}{dt} \quad (4)$$

$$\theta = N_1 i_1 + N_2 i_2 \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = N_1 \frac{di_1}{dt} + N_2 \frac{di_2}{dt}, \quad (5)$$

pri čemer je θ magnetna napetost (amperni ovoji), $\lambda(\phi)$ pa je magnetna prevodnost-naklon karakteristike $\phi(\theta)$. Po preureditvi in uvedbi oznak (6) do (8)

$$L_{1M} = L_{\sigma 1} + N_1^2 \lambda(\phi) \quad (6)$$

$$L_{2M} = L_{\sigma 2} + N_2^2 \lambda(\phi) \quad (7)$$

$$L_{12} = N_1 N_2 \lambda(\phi) \quad (8)$$

lahko enačbi (1) in (2) zapišemo v matrični obliki (9) ali z izraženima odvodoma tokov (10) in (11).

$$\begin{bmatrix} L_{1M} & L_{12} \\ L_{12} & L_{2M} + L_{br} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u - i_1 R_1 \\ -i_2 (R_2 + R_{br}) \end{bmatrix} \quad (9)$$

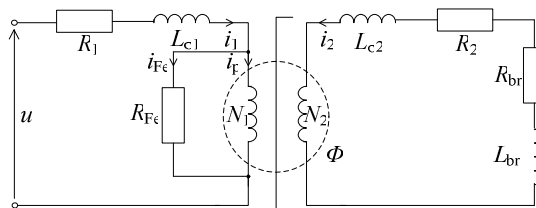
$$\frac{di_2}{dt} = \frac{L_{12} (u - i_1 R_1) + L_{1M} i_2 (R_2 - R_{br})}{L_{12}^2 - L_{1M} (L_{2M} + L_{br})} \quad (10)$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{u - i_1 R_1 - L_{12} \frac{di_2}{dt}}{L_{1M}} \quad (11)$$

Enačbi (10) in (11) skupaj s karakteristiko $\lambda(\phi)$ podajata zapis dinamičnega modela enofaznega transformatorja brez upoštevanja vrtničnih izgub.

2.2 Model enofaznega transformatorja z upoštevanjem vrtničnih izgub

Vezni model enofaznega transformatorja, v katerem so vrtnične izgube upoštevane z uporabo R_{Fe} konstantne upornosti, je podan na sliki 3. Napetostna ravnotežja v vseh treh zankah so opisana z (12), (13) in (16), (14) pa opisuje magnetno ravnotežje v železnem jedru. Povezavo med primarnim tokom i_1 , magnetilnim tokom i_p in tokom i_{Fe} skozi upor R_{Fe} podaja (15), (17) pa povezuje magnetni pretok ϕ s povprečno gostoto magnetnega pretoka B v prerezu jedra S_{Fe} .



Slika 3: Vezni model enofaznega transformatorja, v katerem je vpliv vrtničnih izgub upoštevan z uporabo R_{Fe}

Figure 3: Model of a single-phase transformer – the effects of eddy current losses are accounted for by resistor R_{Fe}

$$u = R_1 i_1 + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (12)$$

$$0 = R_2 i_2 + L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\phi}{dt} + R_{br} i_2 + L_{br} \frac{di_2}{dt} \quad (13)$$

$$N_1 i_p + N_2 i_2 = H(B) l_{sr} \quad (14)$$

$$i_1 = i_{Fe} + i_p \quad (15)$$

$$i_{Fe} = \frac{N_1}{R_{Fe}} \frac{d\phi}{dt} \quad (16)$$

$$\phi = B S_{Fe} \quad (17)$$

Z upoštevanjem (4) do (8), s postopkom, ki je podoben tistemu v razdelku 2.1, lahko iz (12) do (17) izrazimo odvode tokov (18) do (20).

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{-i_{Fe} R_{Fe} (L_{2M} + L_{br}) - L_{12} i_2 (R_2 + R_{br})}{L_{12}^2 - (L_{2M} + L_{br})(L_{\sigma 1} + L_{1M})} \quad (18)$$

$$\frac{di_{Fe}}{dt} = \frac{u - i_p R_1 - i_{Fe} (R_1 + R_{Fe})}{L_{\sigma 1}} - \frac{di_p}{dt} \quad (19)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{i_{Fe} R_{Fe}}{L_{12}} - \frac{di_p}{dt} \left(\frac{L_{1M} - L_{\sigma 1}}{L_{12}} \right) \quad (20)$$

Enačbe (18) do (20), skupaj s karakteristiko $\lambda(\phi)$, so zapis dinamičnega modela enofaznega transformatorja z upoštevanjem vrtničnih izgub.

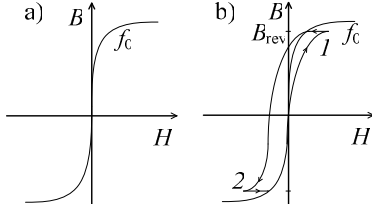
3 Histerezne izgube v železnem jedru transformatorja

V obeh modelih enofaznega transformatorja, brez (razdelek 2.1) in z upoštevanjem vrtničnih izgub (razdelek 2.2), je mogoče zajeti vpliv dinamičnih histereznih izgub. Slednje so v tem delu upoštevane s podobno metodo kot v [4-6]. Metoda [4] temelji na poznavanju magnetilne krivulje materiala, ki podaja enolično povezavo med magnetno poljsko jakostjo H in gostoto magnetnega pretoka B , zato v tako predstavljenem materialu ni izgub. Pri tem magnetilno krivuljo v obliki karakteristike $H(B)$ ali $B(H)$ opišemo z analitičnim izrazom. Pogosto uporabljamo polinomsko aproksimacijo (21).

$$H(B) = K_1 B + K_2 B^{p_2} + K_3 B^{p_3} \quad (21)$$

Parametre aproksimacijskega polinoma K_i in p_i prilagodimo magnetilni krivulji danega materiala.

V nadaljevanju je opisana metoda upoštevanja histereznih izgub. Slika 4a kaže osnovno magnetilno krivuljo materiala f_0 , podano s karakteristiko $B(H)$.



Slika 4: Osnovna magnetilna krivulja (a) in poenostavljena histerezna zanka za simulacijske izračune (b)

Figure 4: Basic magnetizing curve (a) and simplified hysteresis loop used in simulations (b)

Če bi bilo železno jedro brez izgub, bi delovna točka potovala po osnovni magnetilni krivulji f_0 in bi pri tem dosegala neko največjo in neko najmanjšo vrednost, ki ju označimo z B_{rev} (slika 4b). Ker pa v jedru transformatorja nastajajo izgube, uporabljena metoda vpelje histerezno odvisno magnetno poljsko jakost H_{hist} , ki je odvisna od spremembe gostote magnetnega pretoka B od zadnje vršne vrednosti B_{rev} , pomnožene s faktorjem histereze K_{hist} (glej enačbo (22)). Tako seveda upoštevamo predvsem histerezne izgube oziroma vse izgube, predstavljene v obliki histereze.

$$H_{hist} = K_{hist} (B - B_{rev}) \quad (22)$$

Histerezno magnetno poljsko jakost (22) dodamo osnovni magnetilni krivulji (21), kot kaže slika 4b. S tem se zapis magnetilne krivulje (21) razširi v poenostavljen zapis histereze (23), s katero so upoštevane tudi histerezne izgube v železu.

$$H(B) = K_1 B + K_2 B^{p_2} + K_3 B^{p_3} + K_{hist} (B - B_{rev}) \quad (23)$$

Če želimo ta način opisa izgub uporabiti v simulacijskih izračunih, moramo med samim izračunom določati vršne vrednosti gostote magnetnega pretoka B . Te vršne vrednosti v izračunu shranimo v spremenljivko B_{rev} in jo uporabljamo za določanje $H(B)$ odvisnosti (23) vse do nove točke obrata, kjer določimo novo vrednost za B_{rev} .

Zapisi (4), (6), (7) in (8) kažejo, da v simulacijskih izračunih potrebujemo tudi parcialni odvod magnetnega pretoka ϕ po magnetni napetosti θ . Z vstavitvijo (23) v (3) in upoštevanjem (5) dobimo (24).

$$\theta = (K_1 B + K_2 B^{p_2} + K_3 B^{p_3} + K_{hist} (B - B_{rev})) I_{sr} \quad (24)$$

V (24) izrazimo B s ϕ v skladu s (17), dobljen zapis pa odvajamo po magnetnemu pretoku ϕ in dobimo (25). Končni izraz (25), ter njegovo inverzno vrednost, je mogoče uporabiti v simulacijskih izračunih. Pri tem se moramo zavedati, da moramo pri opisani metodi poznati magnetilno krivuljo materiala $H(B)$ v obliki polinoma.

$$\frac{\partial \theta}{\partial \phi} = (K_1 + p_2 K_2 \phi^{(p_2-1)} + p_3 K_3 \phi^{(p_3-1)} + K_{hist}) \frac{I_{sr}}{S_{Fe}} \quad (25)$$

Pri preprostih napravah z železnim jedrom, kot je obravnavani enofazni transformator, je magnetno nelinearno karakteristiko celotne naprave $\psi(i)$ mogoče določiti eksperimentalno, medtem ko je karakteristiko materiala $B(H)$ v zgrajeni napravi skoraj nemogoče določiti. Tudi preračun $\psi(i)$ karakteristike v $B(H)$ karakteristiko v napravah z različnimi preseki železnega jedra ni preprost. Poleg tega imamo opraviti še z napako, ki jo naredimo pri aproksimaciji magnetilne krivulje s polinomom. Zaradi vsega naštetega je v simulacijskih izračunih smiselno uporabiti magnetno nelinearno karakteristiko naprave $\psi(i)$.

Karakteristiko naprave $\psi(i)$ je mogoče določiti tudi z metodo numerične integracije [1], [7]. V danem primeru smo posneli časovna poteka primarne napetosti u_1 in toka i_1 pri napajanju neobremenjenega transformatorja. Magnetni sklep $\psi(t)$ smo določili z (26), ki izhaja iz (1).

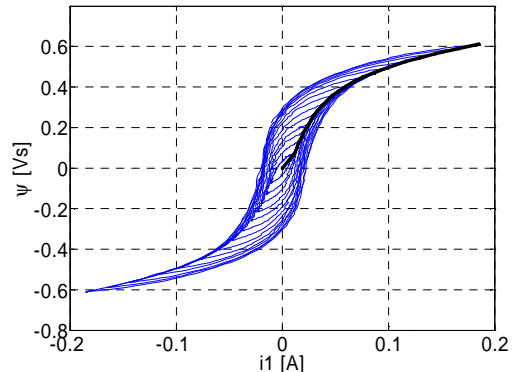
$$\psi(t) = \int_0^t (u_1(\tau) - R_1 i_1(\tau)) d\tau + \psi(0) \quad (26)$$

Pri tem je $\psi(t)$ funkcija zgornje meje integrala, $\psi(0)$ pa je začetni pogoj. Če imamo opravka z zaporedji odtipanih vrednosti, (26) preide v (27)

$$\psi(k) = \sum_{j=0}^{k-1} (u_1(j) - R_1 i_1(j)) T_0 + \psi(0) \quad (27)$$

kjer je $\psi(k)$ vrednost magnetnega sklepa v odtipku k , $u_1(j)$ in $i_1(j)$ sta trenutni vrednosti napetosti in toka v odtipku j , T_0 pa je čas med dvema odtipkoma.

Ob znanih potekih $\psi(t)$ in $i_1(t)$ lahko določimo karakteristiko $\psi(i)$ v obliki histerezne zanke. Slika 5 podaja nabor $\psi(i)$ karakteristik v obliki histereznih zank, ki so bile določene z opisanim postopkom za različne vrednosti vzbujalne napetosti u_1 .



Slika 5: Nabor magnetno nelinearnih karakteristik $\psi(i)$ določenih s pomočjo numerične integracije

Figure 5: Set of magnetically nonlinear characteristics $\psi(i)$ determined with numerical integration

Za nadaljnje delo uporabimo enolično magnetno nelinearno karakteristiko $\psi(i)$, ki je določena z vrhovi

histereznih zank s slike 5 [7]. Omenjena karakteristika je podana z diskretnimi pari točk $(i, \psi(i))$ v obliki tabele. Z (28) izračunamo vrednosti magnetnega pretoka ϕ_{od} in magnetne napetosti θ_{od} , z (29) pa določimo približke parcialnih odvodov oziroma magnetno upornost R_m v danih točkah:

$$\phi_{od} = \frac{\psi(i_1) - L_{\sigma 1} i_1}{N} \quad \text{in} \quad \theta_{od} = iN \quad (28)$$

$$R_m = \frac{\partial \theta_{od}}{\partial \phi_{od}} \approx \frac{\Delta \theta_{od}}{\Delta \phi_{od}} = \frac{\theta_{od,k} - \theta_{od,k-1}}{\phi_{od,k} - \phi_{od,k-1}} \quad (29)$$

V izrazu (29) sta $\phi_{od,k}$ in $\theta_{od,k}$ vrednosti magnetnega pretoka in magnetne napetosti v odtipku k , $\phi_{od,k-1}$ in $\theta_{od,k-1}$ pa v odtipku $k-1$. Pri tem je treba poudariti, da je z (29) podana magnetna upornost za enolično $\psi(i)$ karakteristiko. Tako določeno magnetno upornost (29) lahko vključimo tudi v poenostavljen model histereze. Z izračunanimi vrednostmi magnetne upornosti za magnetilno krivuljo R_m (29) lahko namreč nadomestimo prve tri člene v oklepaju na desni strani zapisa (25), kot kaže (30). Tako dobimo (31), kjer parcialni odvod na levi strani pomeni magnetno upornost za histerezno zanko.

$$R_m = \frac{\partial \theta_{od}}{\partial \phi_{od}} = K_1 + p_2 K_2 \phi^{(p_2-1)} + p_3 K_3 \phi^{(p_3-1)} \quad (30)$$

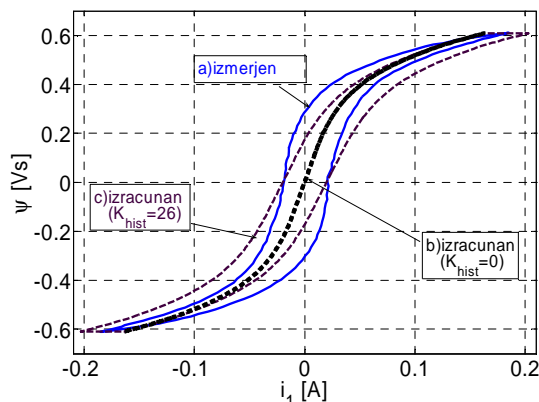
$$\frac{\partial \theta}{\partial \phi} = (R_m + K_{hist}) \frac{l_{sr}}{S_{Fe}} \quad (31)$$

V simulacijskih izračunih ponavadi uporabljamo v tabelarični obliki podano magnetno upornost R_m (29). Na opisani način je mogoče v izračunih z dinamičnim modelom enofaznega transformatorja upoštevati histerezne izgube. Pri tem ni treba poznati magnetilne krivulje materiala $B(H)$, ampak je dovolj že magnetno nelinearna karakteristika železnega jedra $\psi(i)$, podana v obliki tabele ali aproksimacijske funkcije. Za spremljanje histerezne zanke med simulacijskim izračunom in njen izris je treba izračunavati tudi (32), ki izhaja iz (24), pri čemer so prvi trije členi na desni strani nadomeščeni z θ_{od} (28).

$$\theta = \theta_{od} + (K_{hist} (\phi - \phi_{rev})) \frac{l_{sr}}{S_{Fe}} \quad (32)$$

4 Rezultati

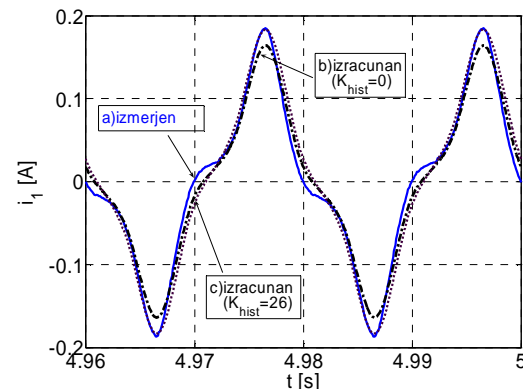
Pregled enačb dinamičnega modela enofaznega transformatorja brez upoštevanja vrtničnih izgub (razdelek 2.1) in enačb, ki opisujejo histerezo in histerezne izgube (razdelek 3), pokaže, da je nedoločen samo še faktor histereze K_{hist} , ki določa histerezne izgube. Ta parameter je mogoče določiti na več načinov. V tem delu je uporabljen postopek, ki temelji na računanju površine histerezne zanke. Za napajanje s pritisnjeno napetostjo amplitude 130V ($i_{1max} = 0.185A$) smo izrisali histerezno zanko $\psi(i)$, ki je podana na sliki 6a), ter numerično izračunali njeno površino.



Slika 6: Primerjava izmerjene in izračunane histerezne zanke za $K_{hist} = 26$ in $K_{hist} = 0$

Figure 6: Comparison of the measurement and computed hysteresis loops for $K_{hist} = 26$ and $K_{hist} = 0$

Parameter $K_{hist}=26$ smo določili tako, da sta se površina izmerjene in v modelu uporabljene histerezne zanke ujemale. Simulacijske izračune prostega teka smo izvedli brez upoštevanja histereznih izgub, z upoštevanjem histereznih izgub in z upoštevanjem histereznih in vrtničnih izgub. Slika 6a) kaže izmerjeno histerezno zanko. Enolična magnetno nelinearna karakteristika železnega jedra brez izgub s $K_{hist}=0$, ki je v vseh primerih izračunov podana v obliki tabele, je prikazana na sliki 6b). Slika 6c) kaže magnetno nelinearno karakteristiko $\psi(i)$ s $K_{hist}=26$, s katero so na poenostavljen način upošteevane histerezne izgube. Pripadajoči poteki izmerjenega in z dinamičnim modelom (razdelek 2.1) izračunanega toka so podani na sliki 7.

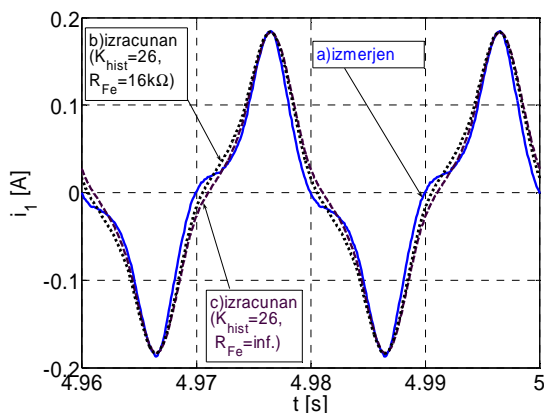


Slika 7: Primerjava izmerjenega z izračunanimi časovnimi poteki tokov za $K_{hist} = 26$ in $K_{hist} = 0$

Figure 7: Comparison of the measured and computed primary currents for $K_{hist} = 26$ in $K_{hist} = 0$

Primerjava rezultatov kaže, da se potek izračunanega toka v področjih majhnih tokov nekoliko boljše ujema z izmerjenim (slika 7a) za primer brez upoštevanja histereznih izgub (slik 7b)). Za večje toke je ujemanje izračunanega toka z izmerjenim veliko boljše pri

modelu z upoštevanjem histereznih izgub (slika 7c)). Vzrok je različno ujemanje naklonov posameznih delov uporabljene magnetno nelinearne karakteristike s $K_{\text{hist}}=26$ in $K_{\text{hist}}=0$ z izmerjeno histerežno zanko, kar je dobro vidno na sliki 6. Poglejmo še primerjavo med rezultati, ki jih dobimo z upoštevanjem histereznih izgub (model iz razdelka 2.1) in s hkratnim upoštevanjem histereznih in vrtničnih izgub (model iz razdelka 2.2). V obeh primerih je v simulacijskem izračunu uporabljena poenostavljena histerezna zanka s slike 6c). Pri upoštevanju vrtničnih izgub je $R_{\text{Fe}}=16 \text{ k}\Omega$, če pa vrtnične izgube niso upoštevane, je vrednost omenjenega parametra neskončna (oznaka $R_{\text{Fe}}=\text{inf.}$). Primerjava izmerjenega toka z izračunanimi je podana na sliki 8. Podani rezultati kažejo, da je ujemanje izmerjenega in izračunanega toka boljše, če upoštevamo tudi vrtnične izgube.



Slika 8: Primerjava izmerjenega z izračunanimi časovnimi poteki tokov za $R_{\text{Fe}}=\text{inf.}$ in $R_{\text{Fe}}=16 \text{ k}\Omega$

Figure 8: Comparison of the measured and computed currents for $R_{\text{Fe}}=\text{inf.}$ and $R_{\text{Fe}}=16 \text{ k}\Omega$

5 Sklep

V prispevku je predstavljena poenostavljena metoda upoštevanja dinamičnih histereznih izgub v dinamičnem modelu enofaznega transformatorja. Metoda je prilagojena za uporabo v primerih, ko magnetilna krivulja materiala železnega jedra ni znana, je pa mogoče določiti magnetno nelinearno karakteristiko celotne naprave. Slednjo je mogoče uporabiti v obliki tabele izmerjenih točk ali v obliki polinomske aproksimacije. Rezultati kažejo, da je ujemanje izračunanega toka z izmerjenim veliko boljše, če v dinamičnem modelu transformatorja upoštevamo histerezne izgube. To ujemanje je mogoče še izboljšati, če poleg histereznih vključimo v model tudi vrtnične izgube.

6 Literatura

- [1] S. Seme, Določitev parametrov magnetno nelinearnega modela transformatorja, Diplomsko naloga, Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko računalništvo in informatiko, 2004
- [2] D. Dolinar, J. Pihler, B. Grčar, Dynamic model of a three-phase power transformer. *IEEE trans. power deliv.*, 1993, 8, no. 4, str. 1811-1819
- [3] P.W. Sauer, "Constraints on saturation modeling in AC machines", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 7 No. 1, pp. 161-167, 1992
- [4] F. de Leon, A simple representation of dynamic hysteresis losses in power transformers, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 1, January 1995
- [5] B. Klopčič, Modeliranje, analiza in sinteza sistema za točkasto varjenje, Magistrska naloga, Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko računalništvo in informatiko, 2005.
- [6] K. Deželak, Detekcija nasičenja železnega jedra transformatorja v sistemu za točkasto varjenje, Diplomsko naloga, Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko računalništvo in informatiko, 2006
- [7] G. Štumberger, B. Polejžer, B. Štumberger, M. Toman, D. Dolinar, Evaluation of experimental methods for determining the magnetically nonlinear characteristics of electromagnetic devices. *IEEE trans. magn.*, vol. 41, no. 10, str. 4030-4032, 2005

Klemen Deželak je diplomiral na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko Univerze v Mariboru v letu 2006, kjer je tudi zaposlen kot asistent.

Beno Klopčič je diplomiral na Fakulteti za elektrotehniko v Ljubljani leta 1985, magistriral pa na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko v Mariboru leta 2005. V letih 1985-1988 je bil zaposlen na Inštitutu za elektroniko in vakuumsko tehniko, kjer se je ukvarjal z elektroniko. Od leta 1988 je zaposlen v podjetju Iskra elektromotorji-sedanji Indramat elektromotorji. Ukvarja se z načrtovanjem in razvojem elektronskih vezij in vodenih sistemov s transformatorji, kamor sodijo tudi varilni sistemi.

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

Drago Dolinar je diplomiral, magistriral in doktorat opravil na Tehniški fakulteti Univerze v Mariboru v letih 1978, 1980 in 1985. Od leta 1981 je zaposlen na Fakulteti za elektrotehniko, računalništvo in informatiko v Mariboru. Leta 1996 je bil izvoljen za rednega profesorja. Ukvarja se z modeliranjem in vodenjem elektromehanskih sistemov. Dr. Drago Dolinar je član CIGRE, SLOSIM, Compumag in IEEE.