PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY 10'2020

Ukazuje się od 1919 roku

Organ Stowarzyszenia Elektryków Polskich

Wydawnictwo SIGMA-NOT Sp. z o.o.

Piotr LEGUTKO

Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki

doi:10.15199/48.2020.10.01

Symulacje MES procesu nagrzewania koła zębatego dla jednoczesnego, dwuczęstotliwościowego falownika rezonansowego

Streszczenie. W artykule przedstawiono dwuczęstotliwościowy falownik o strukturze półmostka wykorzystywany powszechnie do wstępnego wygrzewania kół zębatych odbywającego się przed procesem hartowania. Na wstępie artykułu pokrótce omówiono problematykę związaną z odpowiednim doborem częstotliwości pracy układu w procesie nagrzewania kół zębatych. Następnie zaprezentowano laboratoryjny układ rezonansowego, jednoczesnego falownika dwuczęstotliwościowego (2F) oraz omówiono jego najistotniejsze elementy składowe. W dalszej części artykułu przedstawiono przebiegi czasowe prądu odbiornika i napięcia jednego z tranzystorów półmostka oraz zaprezentowano wyznaczoną analitycznie charakterystykę modułu impedancji |Z| i fazy O szeregowo-równoległego obwodu rezonansowego. W końcowej części artykułu przedstawiono model komputerowy MES układu wzbudnik-wsad wykonany w oprogramowaniu ANSYS Maxwell 3D oraz sprzęgnięty z nim model obwodowy przekształtnika. Opracowane modele komputerowe posłużyły do weryfikacji otrzymanych wyników badań oraz do zilustrowania rozkładu pola magnetycznego i prądów wirowych w układzie wzbudnik-wsad w zależności od częstotliwości pracy układu, natężenia prądu wzbudnika oraz parametrów materiałowych wsadu. Dodatkowo, dla trzech typowych stopów stali C45, 41Cr4 i 42CrMo4 wykreślono charakterystyki zmian temperatury i gęstości energii na pojedynczym zębie w zależności od natężenia prądu wzbudnika i odległości od czoła zęba.

Abstract. This paper presents a FEM simulation of induction heating of gears. The induction heating of gears was made in used a simultaneous dual-frequency inverter with MOSET SiC transistors. A prototype inverter was built in a half-bridge structure with a series-parallel resonant circuit. The operating frequencies were 8 kHz and 267 kHz, output power of inverter were 3kW and the drain efficiency was equal to 96%. Additionally, this paper presents the analysis of series-parallel resonant circuit. In this chapter the characteristics of impedance module and phase of resonant circuit are posted. Also this article include two co-simulation models made in ANSYS software: a circuit model of the inverter made in Simplorer and a FEM model of coil and gear made in Maxwell 3D. The co-simulation of models was made for three alloy steel: C45, 41Cr4 and 42CrMo4. Simulated distributions of eddy currents and magnetic induction in the gear, as well as energy density and temperature profile in a single tooth are presented. (FEM simulation of induction heating of gears for a simultaneous, dual-frequency inverter)

Słowa kluczowe: rezonans, jednoczesny dwuczęstotliwościowy falownik, grzanie indukcyjne, koła zębate, analiza MES. Keywords: resonance, simultaneous dual-frequency inverter, induction hardening, gears, MES analysis, co-simulations.

Wprowadzenie

Koła zębate to jedne z najpowszechniejszych podzespołów wchodzących w skład złożonych konstrukcji pojazdów mechanicznych czy też licznych urządzeń transportowych. Są one powszechnie stosowane do rozwiązywania problemów inżynieryjnych od prostych i małych urządzeń, po zaawansowane konstrukcje dużych, ciężkich maszyn. Na rynku istnieje bardzo duża różnorodność kształtów i wielkości przekładni zębatych, od wielkich przekładni turbinowych, począwszy walcowniczych bądź też okrętowych, po mikroskopijne przekładnie np. zegarków.



Rys.1. Typowe koła zebate hartowane indukcyjnie

W zależności od przeznaczenia, niezwykle istotny jest dobór odpowiedniego gatunku stali do wykonania koła zębatego. Wybór ten jest zależny od charakteru pracy praca ciągła lub przerywana, szybkości obrotowej, mocy przenoszonej, środowiska korozyjnego, wytrzymałości, odporności na zmęczenia, temperatury pracy oraz smarowania [2, 7, 14, 15]. Aby uzyskać odpowiednie właściwości mechaniczne kół zębatych, takie jak np. odpowiednia twardość powierzchni, przy niezmienionych kształtach i wymiarach elementu, konieczne jest stosowanie precyzyjnej obróbki cieplnej [1, 2, 5, 6, 9, 11, 12, 13, 15]. Warunkiem koniecznym do uzyskania wymienionych rezultatów i spełnienia wysokich wymagań stawianych elementom stalowym jest odpowiedni dobór materiału konstrukcyjnego, właściwe dobranie parametrów obróbki oraz pełna kontrola nad przebiegiem procesu.

Do produkcji kół zębatych używa się gatunków stali konstrukcyjnych do nawęglania, cyjanowania, azotowania, hartowania powierzchniowego oraz ulepszania cieplnego. Wyróżnić można dwa podstawowe rodzaje obróbki cieplnej stosowane w technologii produkcji kół zębatych: obróbkę cieplną po nacięciu zębów, oraz obróbkę cieplną przed nacięciem zębów. Pierwsza z wymienionych metod jest powszechnie stosowana od kilkudziesięciu lat w postaci nagrzewania indukcyjnego. Indukcyjna metoda grzejna charakteryzuje się dużą szybkością nagrzewania i

selektywnością obszaru poddawanego obróbce, powtarzalnością procesu zapewniającą stabilność i jakość otrzymanego produktu oraz wysoką sprawnością energetyczną mającą niewielki wpływ na środowisko naturalne [5, 6, 15].

Stale podlegające obróbce cieplnej po nacięciu zębów to najczęściej stale stopowe, których używa się do produkcji elementów zębatych o małych i średnich przekrojach. W produkcji małych kół zębatych pracujących w warunkach spokojnych wykorzystuje się gatunki stali do nawęglania 16HG, 20HG oraz 18HGT [7, 14]. Koła o średnich wymiarach produkowane są z materiałów do nawęglania w gatunkach 15HGM, 18HGM, 17HGN oraz 15HN [7, 14]. Wśród materiałów przeznaczonych do hartowania powierzchniowego wykorzystuje się stal 45/C45, 55/C55, 40H lub 50G dla produkcji kół zębatych o małych modułach. Dla produkcji przekładni szybkobieżnych o wytrzymałości rdzenia ok. 100kG/mm² coraz częściej dobierana jest stal o oznaczeniach 50HM, 45HM lub 35HM/34CrMo4 [7, 14].

Powierzchniowe hartowanie indukcyjne, które odbywa się po zgrubnej i kształtującej obróbce zębów, czyli ich wycięciu, jest zagadnieniem interdyscyplinarnym, gdyż stanowi ono kombinację zjawisk elektromagnetycznych, cieplnych i metalurgicznych. Wszystkie wymienione zachodzą, powierzchnia ziawiska gdy materiału poddawanego obróbce w pierwszym etapie procesu jest nagrzewana powyżej temperatury austenityzowania, a następnie w kolejnym etapie gwałtownie schładzana [1, 2, 5, 6, 8, 15]. Potrzeba niezawodnego i precyzyjnego hartowania konturowego elementów owalnych np. kół zębatych o nieregularnym kształcie w bardzo krótkim przekształtników spowodowała rozwój czasie. dwuczęstotliwościowych (ang. Dual-frequency inverter) oznaczanych w literaturze jako 2F [4, 8, 9, 11, 12, 13]. Dwuczęstotliwościowe przekształtniki realizowane są w wielu możliwych konfiguracjach szerzej opisanych m. in. w pracach [5, 6, 8, 12, 13]. W niniejszym artykule przedstawiony zostanie generator do jednoczesnego, dwuczęstotliwościowego hartowania w strukturze półmostka oznaczany w literaturze skrótem SDF - ang. Simultaneous Dual Frequency Inverter. Przekształtnik tego typu charakteryzuje się dwiema składowymi prądu wyjściowego - wysokiej częstotliwości (High-Frequency - HF) i średniej częstotliwości (Medium-Frequency - MF). Częstotliwość HF powinna być odpowiednio od 10 do 30 razy większa od czestotliwości MF.

W dalszej części artykułu pokrótce przedstawiono podstawowe zagadnienia związane z dwuczęstotliwościowym hartowaniem kół zębatych, omówiono układ laboratoryjny falownika rezonansowego oraz przedstawiono wyniki symulacji komputerowej MES wraz z ich weryfikacją laboratoryjną.

Teoria dwuczęstotliwościowego hartowania kół zębatych

Hartowanie indukcyjne jest bardzo złożonym procesem i zaliczane jest do zagadnień interdyscyplinarnych, gdyż nie sposób uwzględnić i opisać wszystkie zjawiska zachodzące podczas tego procesu. W procesie hartowania układ grzejny w postaci wzbudnika i wsadu np. koła zębatego zasilany jest prądem przemiennym, co skutkuje powstaniem w jego otoczeniu zmiennego w czasie pola magnetycznego o tej samej częstotliwości. Powstałe pole powoduje indukowanie się prądów wirowych we wsadzie, a także w innych przewodzących obiektach, znajdujących się w pobliżu wzbudnika. Częstotliwość prądów wirowych jest równa częstotliwości prądu wzbudnika, ale ich zwroty są przeciwne. Przepływ prądów wirowych wytwarza ciepło Joule'a, a rozkład gęstości prądów w układzie wzbudnikwsad jest nierównomierny. Nierównomierność ta, pojawia się na skutek występowania charakterystycznych dla nagrzewania indukcyjnego zjawisk elektromagnetycznych, do których zaliczyć należy zjawiska: naskórkowości, zbliżenia, wypierania i zakrzywienia [1, 2, 4, 9, 15].

W przypadku jednoczesnego, dwuczęstotliwościowego falownika zjawiska te nasilają się, ponieważ występują dwie składowe częstotliwości prądu wzbudnika. Rysunek 2 przedstawia uproszczony przebieg procesu hartowania indukcyjnego koła zębatego. Głębokość wnikania pola magnetycznego w materiał wsadu może być różna i ściśle zależna od wartości częstotliwości prądu wzbudnika oraz parametrów materiałowych wsadu, co zostało przedstawione m. in. w pracach [1, 2, 4, 6, 11, 15].



Rys.2. Przebieg procesu hartowania indukcyjnego kół zębatych

Aby w pełni kontrolować proces hartowania bądź nagrzewania indukcyjnego wsadu stosuje się dwuczęstotliwościowe układy falowników zapewniające pewną swobodę w kształtowaniu rozkładu indukowanych prądów wirowych we wsadzie. Na rysunku 3 przedstawiono rozkład indukowanych prądów wirowych we wsadzie względem składowych częstotliwości prądu wzbudnika. Praca układu falownika z wysoką częstotliwością HF prądu wzbudnika powoduje nagrzewanie powierzchni wsadu leżących w pobliżu samego wzbudnika (rys. 3a, b, c), czyli powierzchni bocznych i zębów.



Rys.3. Rozkład indukowanych prądów wirowych we wsadzie względem poszczególnych składowych częstotliwości prądu wzbudnika

Średnia częstotliwość MF prądu wzbudnika nagrzewa głębsze obszary (rys.3d, h), głównie wręby i wnętrza kół zębatych. Stosując dwuczęstotliwościowe hartowanie HF+MF można nagrzewać zarówno zęby i wręby (rys.3e), jak również sam kontur kół zębatych (nierównomierny rys.3f i równomierny - rys.3g).

Proces dwuczęstotliwościowego hartowania może być prowadzony w różny sposób, gdyż czasy włączenia i wyłączenia obydwu częstotliwości, a także ich moce mogą być regulowane. Regulacja tymi parametrami może prowadzić do uzyskania całkowicie różnych profili twardości koła. Dla zahartowania tylko wierzchołków zębów potrzeba wielkiej częstotliwości i dużych gęstości mocy, do hartowania dna wrębów używane nainiższe sa częstotliwości, przy mniejszych wartościach mocy [6, 15]. Dzięki tej własności zastosowanie powyższej metody zadowalające efekty, hartowania daie zwłaszcza oczekiwany profil twardości przy stosunkowo małych deformacjach koła (rys.3g).

Dwuczęstotliwościowy, półmostkowy falownik rezonansowy

Na rysunku 4 przedstawiono schemat jednoczesnego, dwuczęstotliwościowego falownika rezonansowego o strukturze półmostka. W falowniku przedstawionym na rysunku 4 wykorzystano dwa tranzystory MOSFET T_1 i T_2 wykonane na bazie węglika-krzemu SiC o oznaczeniach SCH2080KE. Jak podaje producent [16], tranzystory te charakteryzują się rezystancją przewodzenia $R_{DS(on)}$ na poziomie 80 m Ω , maksymalnym napięciem dren-źródło U_{DSS} na poziomie 1200 V i maksymalna wartością prądu drenu I_D wynoszącą 40 A.



Rys.4. Schemat półmostkowego falownika rezonansowego służącego do jednoczesnego, dwuczęstotliwościowego nagrzewania kół zębatych

Ponadto, tranzystory te zawierają w swej strukturze zaporową diodę Schottky'ego (ang. Schottky Barrier Diode) oznaczoną na schemacie jako D_{S1} i D_{S2} . Za wyborem konkretnego typu tranzystorów MOSFET przemawiały głównie następujące argumenty: niskie straty mocy, szybkie wewnętrzne diody, co zostało przedstawione m. in. w literaturze [12, 13]. Energoelektroniczny przekształtnik z rysunku 4 charakteryzował się mocą znamionową na poziomie 3 kW, a jego obciążenie stanowił szeregoworównoległy obwód rezonansowy przedstawiony na rysunku 5.



Rys.5. Schemat szeregowo-równoległego, dwuczęstotliwościowego obwodu rezonansowego falownika

W trakcie badań laboratoryjnych falownik ten został zasilony z trójfazowej sieci (3×400 V) poprzez autotransformator i prostownik z filtrem pojemnościowym o parametrach *R*=100 m Ω , *C*=5 mF. Ponadto, układ falownika (rys.4) zawiera w swej strukturze kondensatorowy dzielnik napięcia (*C*_{D1} i *C*_{D2}) o łącznej pojemności 6,8 µF.

Analiza numeryczna obwodu rezonansowego

Na rysunku 5 przedstawiono schemat szeregoworównoległego, dwuczęstotliwościowego obwodu rezonansowego falownika. Wyjściowy obwód rezonansowy został podłączony do falownika poprzez transformator $T_{\rm R}$ o przekładni 15:1. Transformator ten został nawinięty przewodem wielożyłowym typu lica 630×0,1 mm na czterech toroidalnych rdzeniach proszkowych 3F3 (rys.6). W tabeli 1 zestawiono parametry

dwuczęstotliwościowego obwodu rezonansowego wyznaczone za pomocą precyzyjnego analizatora impedancji Agilent 4294A. Dodatkowo na rysunku 6 przedstawiono zdjęcie obwodu rezonansowego dwuczęstotliwościowego falownika wraz z opisem poszczególnych komponentów. Wartość indukcyjności wzbudnika oznaczona na rysunkach 5 i 6 jako L2 wynosiła 580 nH i była ona sumą indukcyjności wszystkich połączeń miedzianych układu rezonansowego oraz indukcyjności samego wzbudnika, która wynosiła 270 nH.

Tabela 1. Zestawienie parametrów wyjściowego obwodu rezonansowego falownika

Parametr	Wartość		
L ₁	8,2 µH		
L ₂	580 nH		
R_1	100 mΩ		
R_2	30 mΩ		
C ₁	33 µF		
C ₂	660 nF		



Rys.6. Zdjęcie wyjściowego obwodu rezonansowego dwuczęstotliwościowego falownika

Impedancja wyjściowego obwodu rezonansowego z rysunku 5 widziana od strony wtórnej zacisków transformatora $T_{\rm R}$ można opisać zależnością:

(1)
$$Z(j\omega) = \frac{(R_1 + j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C_1})(-j\frac{1}{\omega C_2})}{R_1 + j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C_1} - j\frac{1}{\omega C_2}} + j\omega L_2 + R_2$$

Moduł impedancji określonej równaniem (1) wynosi:

(2)
$$|Z(j\omega)| = \sqrt{\operatorname{Re}^2\{Z(j\omega)\} + \operatorname{Im}^2\{Z(j\omega)\}}$$

natomiast faza dana jest wzorem:

(3)
$$\theta = \arg\{Z(j\omega)\}$$

(4)

Część rzeczywista impedancji obwodu rezonansowego z rysunku 5 i opisanej równaniem (1) określona jest zależnością:

$$\operatorname{Re}\{Z(j\omega)\} = \frac{R_1}{k\omega^2 C_2^2} + R_2$$

Natomiast część urojona impedancji Z wynosi:

(5)
$$\operatorname{Im}\{Z(j\omega)\} = \frac{L_1}{k\omega C_2^2} + \frac{2L_1}{k\omega C_1 C_2} - \frac{1}{k\omega^3 C_1^2 C_2} - \frac{1}{k\omega^3 C_1 C_2^2} - \frac{\omega L_1^2}{kC_2} - \frac{R_1^2}{kC_2} - \frac{R_1^2}{k\omega C_2} + \omega L_2$$

gdzie:

(6)
$$k = R_1^2 + (\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2})^2$$

Rezonans amplitudowy w wyjściowym obwodzie rezonansowym z rysunku 5 wystąpi przy częstotliwościach spełniających następujące równanie:

(7)
$$\frac{\partial |U(j\omega)|}{\partial \omega} = 0$$

które można również przedstawić w poniższej postaci:

(8)
$$\frac{\partial(|I(j\omega)| \times |Z(j\omega)|)}{\partial \omega} = 0$$

(9)

$$\frac{\partial(|\mathbf{Z}(\mathbf{j}\omega)|)}{\partial\omega} = 0$$

gdzie: *U* jest napięciem występującym w obwodzie rezonansowym, a *I* prądem płynącym przez wzbudnik. Podstawiając równanie (2) do wzoru (9) otrzymamy:

$$\frac{\partial \left(\sqrt{\operatorname{Re}^{2}\{Z(j\omega)\}} + \operatorname{Im}^{2}\{Z(j\omega)\}\right)}{\partial \omega} = 0$$
(10)

A zatem równanie (7) można zapisać w postaci:

$$\frac{\frac{\partial \operatorname{Re}^{2}\{Z(j\omega)\}}{\partial \omega} + \frac{\partial \operatorname{Im}^{2}\{Z(j\omega)\}}{\partial \omega}}{2\sqrt{\operatorname{Re}^{2}\{Z(j\omega)\}} + \operatorname{Im}^{2}\{Z(j\omega)\}} = 0$$
(11)

Podsumowując, aby znaleźć częstotliwości rezonansowe obwodu z rysunku 5 należy rozwiązać poniższe równanie

(12)
$$\frac{\partial \operatorname{Re}^{2}\{Z(j\omega)\}}{\partial \omega} = -\frac{\partial \operatorname{Im}^{2}\{Z(j\omega)\}}{\partial \omega}$$

Rozwiązując powyższe równanie otrzymamy wielomian 12-rzędu, który zgodnie z twierdzeniem Abela-Ruffiniego nie może zostać wyrażony w postaci ogólnej. Zatem, równanie (12) może zostać rozwiązane jedynie dla danych wartości L_1 , L_2 , C_1 , C_2 , R_1 i R_2 . Podstawiając dane obwodu rezonansowego zestawione w tabeli 1 i rozwiązując numerycznie równanie (12) otrzymano następujące wartości częstotliwości rezonansowych:

(13)
$$f_{R1} \cong 9.3 \text{ kHz}$$
$$f_{R2} \cong 69.2 \text{ kHz}$$
$$f_{R3} \cong 266.1 \text{ kHz}$$

Ponieważ częstotliwości rezonansowe szeregoworównoległego obwodu z rysunku 5 zależą od wszystkich wartości parametrów elementów składowych obwodu, to częstotliwości te można zgrubnie oszacować na podstawie poniższych, uproszczonych zależności:

(14)
$$f_{R1} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \cong 9,6 \text{ kHz}$$

 $f_{R2} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_2}} \cong 68,4 \text{ kHz}$
 $f_{R3} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} \cong 257,2 \text{ kHz}$

Porównując wzory (13) i (14) oraz obliczone wartości częstotliwości można zauważyć, że występują kilkuprocentowe różnice między nimi. Tak niewielkie różnice pozwalają stosować uproszczone wzory (14) do obliczeń częstotliwości rezonansowych obwodu wyjściowego falownika o strukturze przedstawionej na rysunku 5. W sterowaniu dwuczęstotliwościowym falownika poprzez zmianę wartości indukcyjności L_1 można wpływać na wartość częstotliwości HF prądu wyjściowego, a poprzez zmianę C_2 na składową MF prądu.

Na rysunku 7 zamieszczono wykres obliczonego modułu impedancji (2) oraz fazy (3) obwodu rezonansowego w funkcji częstotliwości. Dodatkowo, w celu porównania otrzymanych wyników analitycznych, za pomocą precyzyjnego analizatora impedancji Agilent 4294A wyznaczono na zaciskach strony pierwotnej transformatora $T_{\rm R}$ moduł impedancji i fazy obwodu rezonansowego (rys.8). Dla częstotliwości 267 kHz moduł impedancji |*Z*| wyniósł 4,11 Ω , a przesunięcie fazowe Θ =-3,40°.



Rys.7. Wykres zmian modułu impedancji i fazy analizowanego obwodu rezonansowego



Rys.8. Modułu impedancji i fazy analizowanego obwodu rezonansowego wyznaczony za pomocą analizatora impedancji Agilent 4294A

Badania laboratoryjne

Rysunek 9 przedstawia zdjęcie stanowiska laboratoryjnego jednoczesnego, dwuczęstotliwościowego falownika rezonansowego z zaznaczonymi najistotniejszymi elementami składowymi. Tranzystory MOSFET sterowane były za pomocą układu FPGA MAX10 o oznaczeniu 10M08DAF256C8GES, w którym zaimplementowano algorytm modulacji szerokości impulsów. Szczegółowy opis realizacji układu sterowania był już wcześniej omawiany i można znaleźć go m. in. w literaturze [12, 13].

Ponieważ szczegółowe badania prezentowanego falownika zostały szeroko opisane m. in. w literaturze [12, 13], gdzie prezentowane były np. sprawność drenowa, analiza strat mocy w tranzystorach MOSFET SiC oraz możliwe typy komutacji, postanowiono na potrzeby niniejszego artykułu przedstawić jedynie oscylogram prezentujący przebiegi czasowe dwuczęstotliwościowego prądu odbiornika i zmodulowanego napięcia tranzystora T_1 – rysunek 10.



Rys.9. Wygląd stanowiska laboratoryjnego jednoczesnego, dwuczęstotliwościowego przekształtnika rezonansowego



Rys.10. Oscylogram prądu odbiornika i napięcia u_{T1} tranzystora T_1



Rys.11. Zdjęcie procesu grzania koła zębatego

Badania laboratoryjne zostały przeprowadzone w następujących warunkach:

- tranzystory SiC były umieszczone na radiatorze chłodzonym wodą w obiegu zamkniętym,

 głębokość modulacji wynosiła 0,8 i została ustawiona programowo w układzie FPGA,

- częstotliwość modulująca (średnia) MF wynosiła $f_{\rm R1}$ =8 kHz,

- częstotliwość nośnej (wysoka) HF wynosiła f_{R2}=267 kHz,

 temperatura tranzystorów była kontrolowana za pomocą termistorów NTCLE100E3334JB0 przyklejonych bezpośrednio do obudów tranzystorów klejem strukturalnym typu Loctite, - temperatura wody chłodzącej mierzona była bezpośrednio za pomocą multimetru cyfrowego CA-864A.

Wyznaczona za pomocą precyzyjnego analizatora mocy Yokogawa WT-5000-6 [17] sprawność drenowa prezentowanego falownika wyniosła 96,8%. Na rysunku 11 przedstawiono zdjęcia z procesu grzania koła zębatego o wymiarach: średnica zewnętrzna 46 mm, średnica wewnętrzna 21 mm, wysokość 10 mm, liczba zębów 21.

W dalszej części artykułu przedstawiono model komputerowy MES, który posłużył do zobrazowania wpływu dwuczęstotliwościowego prądu wzbudnika na wsad np. w postaci koła zębatego, wykonanego z trzech różnych rodzajów stali stopowej.

Model MES układu wzbudnik-wsad

W celu zilustrowania wpływu prądu wzbudnika na wsad np. w postaci koła zębatego przeprowadzono symulację MES w oprogramowaniu ANSYS Maxwell 3D. Rysunek 12 przedstawia model MES układu wzbudnik-wsad wraz z podstawowymi wymiarami wzbudnika, wymiary koła zębatego podano w poprzednim podrozdziale.



Rys.12. Model MES układu wzbudnik-wsad wykonany w oprogramowaniu ANSYS Maxwell 3D

wzbudnika został wymuszony poprzez Prad sprzęgnięcie modelu MES z modelem obwodowym przekształtnika wykonanym w oprogramowaniu ANSYS Model Simplorer. obwodowy rezonansowego, dwuczęstotliwościowego przekształtnika zawierał wszystkie elementy składowe rzeczywistego układu falownika, takie jak: trójfazową sieć zasilającą z prostownikiem diodowym obciążonym filtrem pojemnościowym, pojemnościowy dzielnik napięcia, szeregowo-równoległy obwód rezonansowy, modulator MSI oraz parametry pasożytnicze układu wzbudnik-wsad (rys.13).

Wykonana w ramach pracy symulacja MES miała na celu zobrazowanie wpływu dwuczęstotliwościowego prądu wzbudnika na wsad np. w postaci koła zębatego, wykonanego z różnego typu stali stopowej. W tabeli 2 zestawiono najistotniejsze parametry materiałowe poszczególnych typów stali poddanych analizie.

Tabela 2. Zestawienie parametrów materiałowych stopów stali stosowanych do produkcji kół zębatych

Parametr	Rodzaj stopu stali			
	C45	41Cr4	42CrMo4	
<i>ρ</i> , Ωm	16·10 ⁻⁶	19,3·10 ⁻⁶	18·10 ⁻⁶	
λ, W/mK	49	50	42	
μ, H/m	600			
α _K	15			
3	0,7			

gdzie: ρ – rezystywność, λ – przewodność cieplna, μ - przenikalność magnetyczna, $\alpha_{\rm K}$ – współczynnik konwekcji, ε - emisyjność



Rys.13. Model obwodowy przekształtnika wykonany w oprogramowaniu ANSYS Simplorer

Tabela 3. Zestawienie składu chemicznego wybranych stali

Skład	Rodzaj stopu stali			
	C45	41Cr4	42CrMo4	
С	0,43	0,39	0,42	
Mn	0,61	0,65	0,64	
Si	0,19	0,26	0,23	
Р	0,019	0,016	0,012	
S	0,040	0,016	0,017	
Cr	0,07	0,88	0,98	
Ni	0,10	0,11	0,15	
Mo	0.02	0.04	0.15	

Należy zaznaczyć, że wytypowane materiały stopowe (tabela 2) są typowymi, stosowanymi do wykonania kół zębatych podlegających obróbce cieplnej po nacięciu zębów. Dodatkowo w tabeli 3 zestawiono procentowy skład chemiczny wybranych stali.

Porównując dane zestawione w tabelach 2 i 3 można zauważyć, że do badań symulacyjnych wytypowano gatunki stali o zbliżonej zawartości węgla (ok. 0,4%) i różnych zawartościach chromu i molibdenu. Te dwa pierwiastki w głównej mierze odpowiadają za hartowność wytypowanych stali konstrukcyjnych. Pozostałe pierwiastki, wchodzące w skład tych stali, to najczęściej pierwiastki z przerobu hutniczego lub po prostu zanieczyszczenia. W głównej mierze odpowiadają za właściwości mechaniczne, takie jak wytrzymałość, twardość, odporność na ścieranie lub pęknięcia, plastyczność itp. Właściwości magnetyczne stali zależą od bardzo wielu czynników m. in. od: składu chemicznego, obróbki mechanicznej, obróbki cieplnej i temperatury. W pracach [1, 2, 3, 15] wykazano, że wraz ze wzrostem natężenia magnesującego pola magnetycznego różnice we właściwościach prezentowanych stali są coraz mniej widoczne i zacierają się, a jeżeli H≥10⁴ A/m praktycznie różnice nie występują. W przypadku stali o zbliżonych zawartościach węgla można stosować w nagrzewaniu indukcyjnym, jedną uśrednioną krzywą magnesowania B=f(H,T).

Parametry materiałowe (miedzi i stali stopowych) umożliwiające przeprowadzenie symulacji MES układu wzbudnik-wsad zostały zaczerpnięte z bibliotek programu ANSYS oraz z literatury [1, 2, 4, 5, 7, 14, 15]. W celu uzyskania dokładnych wyników obliczeń oraz znacznego skrócenia czasu symulacji postanowiono przesymulować jedynie fragment modelu 3D (rys.14) oraz zagęścić siatkę obliczeń na wycinku koła. Liczba elementów siatki obliczeń wynosiła: dla fragmentu wzbudnika 100 000 elementów, a dla koła zębatego 500 000 elementów.



Rys.14. Fragment modelu MES układu wzbudnik-wsad

W wyniku symulacji komputerowej sprzężonych modeli MES i obwodowego uzyskano: rozkład indukcji magnetycznej *B* (rys.15) oraz rozkład gęstości prądu *J* (rys.16) w płaszczyźnie poziomej fragmentów kół zębatych wykonanych z różnego rodzaju stali stopowych. Ponadto, wykreślono charakterystykę temperatury na wierzchołku zęba od natężenia prądu wzbudnika (rys.17), oraz przedstawiono rozkład gęstości energii w płaszczyźnie poprzecznej pojedynczego zęba (rys.18).

Otrzymane wyniki analizy pracy układu wzbudnik-wsad przy jednoczesnym, dwuczęstotliwościowym nagrzewaniu indukcyjnym wykazały, że wraz ze wzrostem częstotliwości prądu wzbudnika zmienia się rozkład pola magnetycznego w kole zębatym. Rozkład ten ściśle zależy od rodzaju stopu stali konstrukcyjnej użytej w produkcji wsadu np. koła, jak również od jego składu chemicznego. Dla niskiej częstotliwości pole magnetyczne obejmuje cały wsad i przenika aż do wnętrza koła zębatego, co w konsekwencji powoduje równomierne nagrzewanie się całego elementu.

W przypadku pracy falownika z wysoką częstotliwością prądu wzbudnika, pole magnetyczne wnika jedynie w niewielki kontur koła zębatego (rys.15), co prowadzi do znacznego wzrostu temperatury tylko na obwiedni koła, wnętrze koła pozostaje znacznie chłodniejsze.



Rys.15. Rozkład indukcji magnetycznej *B* w płaszczyźnie poziomej koła zębatego C45 dla dwuczęstotliwościowego prądu wzbudnika



Rys.16. Rozkład gęstości prądu J w płaszczyźnie poziomej koła zębatego C45 dla dwuczęstotliwościowego prądu wzbudnika

Wyższą temperatura charakteryzują się stopy materiałów zawierające w składzie większą ilość takich pierwiastków jak węgiel, molibden, chrom np. C45 lub 42CrMo4, gdyż większa zawartość tych pierwiastków w stopie polepsza znacznie jego hartowność oraz wpływa znacząco na twardość i odporność na korozje hartowanego elementu. Stosując dwuczęstotliwościowe falowniki rezonansowe można dowolnie sterować procesem wnikania magnetycznego. Dobierajac odpowiednio pola częstotliwości składowe MF i HF prądu wzbudnika, możliwe procesem nagrzewania iest sterowanie dowolnego elementu o dość złożonym i nieregularnym kształcie, jak również o dowolnym składzie chemicznym.

Otrzymane na drodze symulacji wartości indukcji magnetycznej *B*, rozkład gęstości prądu *J* oraz gęstość energii *E* mogą wynikać z:

- błędu modelowania, gdyż model matematyczny nie odzwierciedla dokładnie rzeczywistości;
- ze słabego sprzężenia między wzbudnikiem a wsadem (odległość ok. 4 mm);
- błędu wartości współczynników równań różniczkowych przyjęte wartości współczynników równań różniczkowych jak i warunków brzegowych np. dane materiałowe obarczone są błędem;
- błędu zaokrągleń, czyli błędu wynikającego z wielokrotności przybliżeń powtarzanych wartości modelu.

Analizując rysunek 16 przedstawiający rozkład natężenia prądu *J* dla stali C45 można zauważyć, że największe natężenie prądu występuje w okolicach boków zębów i ich wrębów. Maksymalne natężenie prądu wynosi w tym przypadku ok. 1430 A/cm².



Rys.17. Wykres zmian temperatury na wierzchołku zęba w funkcji natężenia prądu wzbudnika dla różnych stopów stali wykorzystywanych w produkcji kół zębatych



Rys.18. Rozkład gęstości energii *E* w płaszczyźnie poprzecznej pojedynczego zęba dla różnych stopów stali wykorzystywanych w produkcji kół zębatych

Jak wynika z rysunku 18, przy dwuczęstotliwościowym nagrzewaniu kół zębatych największa gęstość energii E jest nagromadzona na długości o ok. 1 mm mniejszej niż promień koła zębatego (liczonej od czoła zęba). Średnia gęstość energii w tym obszarze wynosi ok. 28 J/mm³. Największą wartością gęstości energii E wynoszącą charakteryzuje się stop C45 zawierający 36,7 J/mm³ następujący skład chemiczny: węgiel 0,43%, molibden 0,02% i chrom 0,07% (tabela 3). Najmniejszą wartością gęstości energii (34,4 J/mm³) charakteryzuje się stop 41Cr4 mający następujący skład chemiczny: węgiel 0,39%, molibden 0,04% i chrom 0,88% (tabela 3). Ponadto, dla wymienionego obszaru zauważyć można największe natężenie indukcji magnetycznej B (rys.15), która wynosi skutecznej ok. 25 mT dla wartości dwuczęstotliwościowego prądu wzbudnika wynoszącej ok. 300 A.

Analizując rozkład gęstości energii *E* (rys.18) w całym rozpatrywanym przedziale tzn. do 8 mm głębokości od

czoła zęba, możemy zauważyć, że największą średnią gęstość energii (9,3 J/mm³) ma stop 41Cr4, który dzięki odpowiedniemu składowi chemicznemu charakteryzuje się najmniejsza wartością rezystywności ρ (tabela 2).

Podsumowanie

W artvkule przedstawiono układ laboratorvinv półmostkowego, jednoczesnego, dwuczęstotliwościowego falownika rezonansowego zbudowanego w oparciu o tranzystory MOSFET z węglika-krzemu SiC. Prezentowany falownik charakteryzował się mocą znamionową na poziomie 3kW i sprawnością drenową wynoszącą ponad 96%. Ponadto, w artykule zaprezentowano wyniki cosymulacji przekształtnika energoelektronicznego sprzęgniętego z modelem 3D układu wzbudnik-wsad. W wyniku symulacji MES wykonanej w oprogramowaniu ANSYS uzyskano rozkłady indukcji magnetycznej B oraz gęstości prądu J dla wsadu w postaci koła zębatego o średnicy 46 mm wykonanego z trzech typowych stopów Dodatkowo, w wyniku symulacji uzyskano stali. charakterystyki zmian temperatury na wierzchołku zęba (rys.17) w funkcji natężenia wartości skutecznej prądu wzbudnika dla trzech typów stali stopowych, oraz charakterystyki rozkładu gęstości energii (rys.18) w pojedynczego poprzecznej płaszczyźnie zeba. Badania laboratoryjne oraz wyniki symulacji MES potwierdziły przydatność i możliwość szerokiego zastosowania dwuczęstotliwościowych falowników rezonansowych. Poprzez odpowiedni dobór częstotliwości składowych MF i HF prądu wzbudnika, możliwe jest sterowanie procesem nagrzewania dowolnego elementu o dość złożonym i nieregularnym kształcie, jak również o dowolnym składzie chemicznym.

Dalszy etap prac w ramach prezentowanej tematyki będzie polegał na: zwiększeniu mocy skonstruowanego falownika do 10 kW, weryfikacji symulacyjnej i pomiarowej rozkładu temperatury na powierzchni wsadu w postaci koła zębatego, rozszerzeniu modelu komputerowego MES wykonanego w oprogramowaniu ANSYS Maxwell 3D o przepływ cieczy chłodzącej wzbudnik.

Autor: dr inż. Piotr Legutko, Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, ul. Bolesława Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, E-mail: <u>piotr.legutko@polsl.pl</u>,

LITERATURA

- Barglik J., Induction hardening of steel elements with complex shapes, Przegląd Elektrotechniczny nr 4/2018, ISSN: 0033-2097, str.51-54
- [2] Barglik J., Smagór A., Smalcerz A., Induction hardening of gear wheels of steel 41Cr4, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2018 vol. 57 suppl.1, str.3-12
- [3] Barglik, J., Smalcerz, A.: Influence of the magnetic permeability on modeling of induction surface hardening, COMPEL, 2017, 36, (2), pp. 555–564
- [4] Bokota A., Parkitny R., Modelowanie zjawisk cieplnych, strukturalnych i mechanicznych procesów hartowania elementów stalowych. Informatyka w technologii metali. Monografia, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2003
- [5] Candeo A., Ducassy C., Bocher P., Dughiero F., Multiphysics Modeling of Induction Hardening of Ring Gears for the Aerospace Industry, IEEE Transactions on Magnetics 47 (5), 2011, p.918-921
- [6] Davies E.J., Induction Heating handbook, Mc-Graw-Hill, New York 1979
- [7] Dobrzański L. A., Podstawy nauki o materiałach i materiałoznawstwo, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 2002 r.
- [8] Esteve V., Jordan J., Dede E.J., Sanchis-Kilders E., Maset E., Induction Heating Inverter with Simultaneous Dual-Frequency Output, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2006. APEC '06
- [9] Frączyk A., Jaworski T., Urbanek P., Kucharski J., The design for a smart high frequency generator for induction heating of Leeds, Przegląd Elektrotechniczny nr 90 (2), 2014, ISSN: 0033-2097, p.20-23
- [10]Kasprzak M., Falowniki rezonansowe klasy D i DE o częstotliwościach pracy do 13,56 MHz, Monografia Habilitacyjna, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, ISBN 978-83-7880-037-8, Gliwice 2013
- [11]Kasprzak M., Legutko P., Kierepka K., Przybyła K., Zimoch P., Falowniki dwuczęstotliwościowe do nagrzewania indukcyjnego, Śląskie Wiadomości Elektryczne nr 5/2019, ISSN: 1506-5758, str. 22-26
- [12] Kierepka K., Jednoczesny, dwuczęstotliwościowy falownik do nagrzewania indukcyjnego o strukturze półmostka SiC MOSFET, Przegląd Elektrotechniczny nr 9/2018, ISSN: 0033-2097, str.95-98
- [13] Kierepka K., Legutko P., Szeregowy, dwuczęstotliwościowy falownik do nagrzewania indukcyjnego z pojedynczym mostkiem tranzystorowym typu H - problemy komutacji nieoptymalnych, rzegląd Elektrotechniczny nr 5/2018, ISSN: 0033-2097, str.169-172
- [14] Skoć A., Świtoński E., Przekładnie zębate. Zasada działania. Obliczenia geometryczne i wytrzymałościowe., Wydawnictwo Naukowe PWN 2016r., ISBN: 9788301189006
- [15] Smalcerz A., Modelowanie zjawisk zachodzących podczas procesu hartowania indukcyjnego kół zębatych, Monografia Habilitacyjna, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, ISBN 978-83-7880-341-6, Gliwice 2015
- [16] Dokumentacja techniczna tranzystora SCH2080KE dostępna pod adresem: www.rohm.com
- [17] Dokumentacja techniczna analizatora mocy Yokogawa WT-5000-6 dostępna pod adresem: tmi.yokogawa.com