

ŚLAWOMIR JUDEK, KRZYSZTOF KARWOWSKI\*

## BEZSTYKOWE ZASILANIE POJAZDU ELEKTRYCZNEGO W WARUNKACH ZMIENNEGO SPRĘŻENIA MAGNETYCZNEGO

### SUPPLY OF ELECTRIC VEHICLES VIA MAGNETICALLY COUPLED AIR COILS

#### Streszczenie

W artykule przeanalizowano wybrane aspekty działania bezstykowego systemu przesyłu energii elektrycznej (BSPEE). Przyjęto model jak dla transformatora powietrznego. Uzyskane wyniki umożliwiają dobór elementów składowych BSPEE w fazie jego projektowania. Otrzymane wnioski wykorzystano do budowy symulacyjnego modelu układu przy zasilaniu przekształtnikowym. Wskazano obszar pracy układu bezstykowego przesyłu energii elektrycznej zapewniający dużą wartość przesyłanej mocy przy wysokiej sprawności energetycznej oraz małych odkształceniach prądu od przebiegu sinusoidalnego. Następnie zaproponowano układ regulacji częstotliwości napięcia wyjściowego falownika zasilającego. Do pracy układu regulacji niezbędny jest tylko pomiar prądu strony pierwotnej układu. Dla wybranej struktury określono stabilność. Podsumowanie stanowi eksperymentalna weryfikacja przeprowadzonych obliczeń i symulacji.

*Słowa kluczowe: zasilanie bezstykowe, energoelektronika, modelowanie – symulacja, pojazdy elektryczne*

#### Abstract

This elaboration contains both theoretical and simulation analysis of contactless electrical energy transmission system (CEETS). The analysis of steady-state condition, forced by sinusoidal supply has also been presented. These calculations are based on equivalent transformer circuit of the configuration of magnetically coupled air coils. This analysis made it possible to determine the structure and the area of such functioning of the system, which is characterized by maximal efficiency.

The paper also presented the results of system simulation with converter supply, taking into consideration models of power electronics elements. The results shown refer to the functioning of the system in a quasi steady-state condition with control configuration of the phase angle between the current and the primary side voltage of magnetically coupled coil set. The results shows us that the system is capable of transmitting electrical energy at high level with substantial efficiency, also in a situation when the parameters of the system, particularly the magnetic coupling factor, undergo dynamic changes.

*Keywords: contactless electrical supply system, power electronics, modeling – simulation, electric vehicles*

\* Dr inż. Sławomir Judek, dr hab. inż. Krzysztof Karwowski, prof. PG, Katedra Inżynierii Elektrycznej Transportu, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Politechnika Gdańska.

## 1. Wstęp

Bezstykowe zasilanie energią elektryczną na drodze indukcyjnej poprzez dużą szczelinę powietrzną staje się atrakcyjną alternatywą dla rozwiązań klasycznych, zwłaszcza w przypadku budowy bezobsługowych (automatycznych) stacji doładowujących baterie akumulatorów (superkondensatorów) pojazdu oraz dla zasilania odbiornika ruchomego w trakcie jego ruchu. Współczesne społeczeństwo spodziewa się znacznej poprawy warunków środowiskowych przy upowszechnieniu pojazdów trakcyjnych z napędem elektrycznym. Pojazdy z autonomicznymi źródłami energii elektrycznej mają też bardzo ważną i oczekiwaną cechę – nie są związane podczas wykonywania pracy trakcyjnej z siecią trakcyjną i mogą poruszać się w dowolnym obszarze drogowym. Uzupełnianie energii w czasie postoju, zwłaszcza roboczego, na przystanku znacząco poprawi parametry eksploatacyjne autonomicznych elektrycznych pojazdów trakcyjnych.

Do niedawna w praktycznym zastosowaniu nie była realizowana technika przesyłu energii elektrycznej o mocy od kilku do kilkudziesięciu watów między obwodami o przestrzennie swobodnym względem siebie położeniu. Rozwój półprzewodnikowych, wysoko-sprawnych przekształtników parametrów energii elektrycznej (wysokiej częstotliwości –  $10^4$ – $10^5$  Hz) umożliwił praktyczną realizację instalacji zasilających i odbiorczych, odseparowanych od siebie elektrycznie, ze względnie dużą swobodą wzajemnego położenia w przestrzeni. Tego typu rozwiązanie zaczęto opisywać w literaturze jako układ bezstykowego przesyłu energii elektrycznej [1]. Układ bezstykowego przesyłu energii elektrycznej, określany dalej skrótem BSPEE, związany jest z ruchomymi odbiornikami energii elektrycznej, a separacja odbiornika – z dużą szczeliną powietrzną (np. 100 mm).

Pierwsze prace opisujące koncepcję budowy urządzenia do bezstykowego przesyłu energii elektrycznej, dającego możliwość transferu mocy na poziomie pojedynczych kilowatów przy kilkunastomilimetrowej szczelinie powietrznej, pojawiły się w latach 90. ubiegłego wieku.

W zastosowaniach trakcyjnych od samego początku wykrystalizowały się dwa kierunki rozwoju układów bezstykowego zasilania w energię elektryczną. Pierwszy z nich to zasilanie odbiornika w sposób ciągły w trakcie jego ruchu. Druga metoda to krótkotrwałe doładowywanie zainstalowanego w pojeździe zasobnika energii w trakcie jego niedługiego, wynikającego z założonego reżimu pracy, postoju, połączone z dłuższym ładowaniem na przystankach krańcowych.

W obu przypadkach ogólny trend rozwijanych koncepcji dąży ku budowie układu pracującego w warunkach rezonansowych i zasilanego z wysokoczęstotliwościowego źródła zasilania. Podstawową zaletą takiego rozwiązania jest możliwość uzyskania przesyłu mocy o żądanej wartości przy zachowaniu wysokiej sprawności.

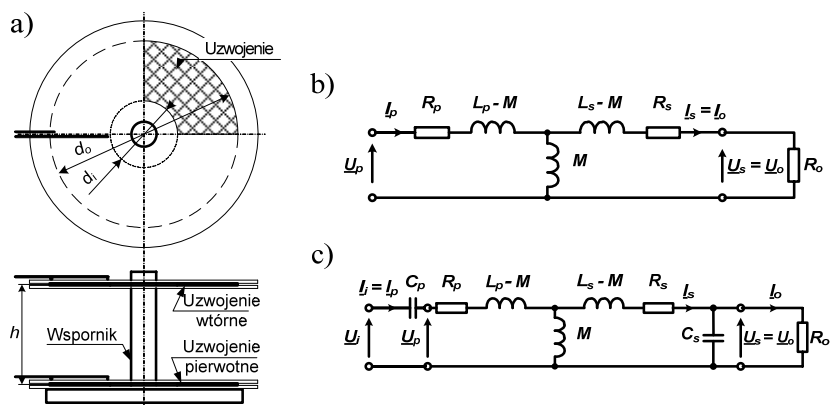
Opisane w literaturze systemy zasilania bezstykowego posiadają wspólną cechę – są to układy, w których ze względu na sposób ich eksploatacji nie występuje istotna zmiana w rozmiarach szczeliny powietrznej, a zatem są to systemy o słabym, lecz stałym sprzężeniu magnetycznym. Stabilizację parametrów niezmiennego w czasie sprzężenia magnetycznego, w tym strumienia rozproszenia, zapewniano środkami konstrukcyjnymi, najczęściej stałą i niewielką szczeliną powietrzną w obwodzie magnetycznym sprzęgającym. Dla takich warunków proponowano rozwiązania instalacji sprzęgających, konfiguracji przekształtnika zasilającego i sposobu sterowania przepływem energii w tych instalacjach. Główny wysiłek badawczy był kierowany na uzyskanie maksymalnego współczynnika

mocy (obwodów zasilającego i odbiorczego) poprzez zapewnienie pracy tych instalacji w warunkach zbliżonych do pełnej wymiany rozproszonej energii pola magnetycznego z energią pola elektrycznego zainstalowanych kondensatorów [2].

W znanych rozwiązaniach brakuje zatem rozważań nad układem, w którym z różnych przyczyn wielkość sprzężenia magnetycznego pomiędzy obwodami ulega zmianie, a co za tym idzie, pogarszają się warunki przesyłu energii do odbiornika. Jest to przede wszystkim wyraźne zmniejszenie mocy przekazywanej do odbiornika przy jednoczesnym spadku sprawności. W celu poprawy warunków pracy BSPEE uzasadnione jest zastosowanie układu regulacji korygującego parametry systemu tak, aby przy zmianach sprzężenia magnetycznego możliwe było przesyłanie mocy na ustalonym poziomie przy zachowaniu wysokiej sprawności. W artykule przedstawiono analizę teoretyczną, symulacyjną oraz badania eksperymentalne laboratoryjnego układu bezstykowego systemu przesyłu energii elektrycznej, umożliwiającego zasilenie odbiornika o mocy na poziomie jednego kilowata w warunkach powolnych zmian geometrii szczeliny powietrznej.

## 2. Model układu cewek powietrznych sprzężonych magnetycznie

Główną część bezstykowego systemu przesyłu energii elektrycznej stanowią cewki powietrzne sprzężone magnetycznie. Konfiguracje cewek sprzężonych magnetycznie, tworzących szczególnie rodzaj transformatora powietrznego, mogą być różne. Dla badań laboratoryjnych przyjęto, że uzwojenia pierwotne i wtórne stanowią dwie jednakowe cewki dyskowe (rys. 1a).



Rys. 1. Cewki powietrzne słabo sprzężone magnetycznie: a) widok modelu laboratoryjnego; b) transformatorowy schemat zastępczy; c) układ z kondensatorami w układzie szeregowo-równoległym

Fig. 1. Weakly coupled air coils: a) view of a laboratory model; b) transformer equivalent circuit; c) the system of capacitors in series-parallel arrangement

Wykonanie dokładnej analizy działania takiego układu jest możliwe po zastąpieniu układu magnetycznie sprzężonego analogiem obwodowym. Układ cewek powietrznych sprzężonych magnetycznie można zastąpić transformatorowym schematem zastępczym. Jest to model, który można stosować w przypadku, gdy częstotliwość napięcia zasilającego nie przekracza 200 kHz [3]. Na rys. 1b przedstawiono schemat zastępczy układu cewek przy zasilaniu napięciem przemiennym sinusoidalnym, gdzie:  $\underline{U}_p, \underline{I}_p$  – napięcie i prąd strony pierwotnej,  $\underline{U}_s, \underline{I}_s$  – napięcie i prąd strony wtórnej,  $\underline{U}_o, \underline{I}_o$  – napięcie i prąd odbiornika,  $R_p, R_s$  – rezystancja uzwojenia pierwotnego i wtórnego,  $L_p, L_s$  – indukcyjności własne strony pierwotnej i wtórnej,  $M$  – indukcyjność wzajemna,  $R_o$  – rezystancja obciążenia.

Do przesyłu energii z dużą sprawnością i mocą konieczne jest, prócz zasilenia układu cewek sprzężonych za pomocą wysokoczęstotliwościowego źródła napięcia, doprowadzenie do pracy rezonansowej przez dołączenie odpowiednio dobranych pojemności [4, 5]. W układach z jedną pojemnością kompensującą możliwe jest uzyskanie stanu rezonansu, jednak wartość pojemności jest funkcją rezystancji obciążenia. Pojemność przyłączona równolegle po stronie pierwotnej niekorzystnie wpływa na warunki komutacji tranzystorów przekształtnika. Z tego powodu do dalszej wnikliwej analizy wybrano układy w konfiguracji szeregowo-równoległej (rys. 1c).

Pojemności kondensatorów strony pierwotnej  $C_p$  oraz wtórnej  $C_s$  zostały tak dobrane, aby napięcie  $\underline{U}_i$  i prąd  $\underline{I}_i$  zasilające układ były ze sobą w fazie dla pewnej pulsacji rezonansowej  $\omega_o$ , przy założonym początkowym współczynniku sprzężenia magnetycznego  $k_o$ . Warunek ten jest spełniony, gdy:

$$C_p = \frac{1}{\omega_o^2 L_p (1 - k_o^2)} \quad \text{oraz} \quad C_s = \frac{1}{\omega_o^2 L_s} \quad (1)$$

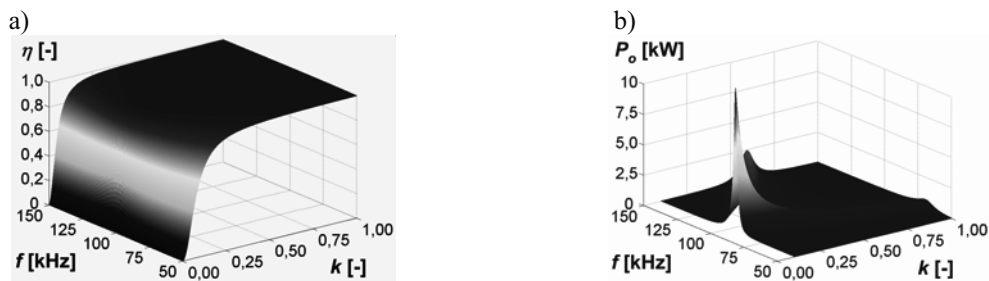
Zależności otrzymano przy założeniu  $R_p = R_s = 0$ .

Na rys. 2 przedstawiono wykres zmienności sprawności przesyłu energii do odbiornika w funkcji częstotliwości  $f$  i współczynnika sprzężenia  $k$  przy zachowaniu stałej rezystancji obciążenia. Charakterystyczną cechą wykreślonej funkcji jest znaczny zakres zmian  $k$  i  $f$ , dla których sprawność utrzymuje się na wysokim poziomie.

Dla analizowanego przypadku wykreślono również charakterystykę odwzorowującą moc odbiornika w funkcji  $f$  i  $k$  (rys. 2b). Najbardziej wyjątkową właściwością przedstawionego wykresu jest wzrost mocy odbiornika wraz ze zmniejszaniem się, w pewnym zakresie zmian, współczynnika sprzężenia magnetycznego. Oznacza to sytuację, w której następuje oddalanie obwodu wtórnego od strony pierwotnej. Skutkuje to pojawieniem się na zaciskach odbiornika napięcia wielokrotnie większego niż w punkcie normalnej pracy.

Opisany proces jest zjawiskiem niekorzystnym. Z tego powodu należy tak sterować częstotliwością napięcia  $U_i$ , aby w przypadku oddalania się cewek względem siebie układ pracował w strefie wysokiej sprawności z jednoczesnym utrzymaniem mocy przekazywanej do odbiornika na wyjściu na pewnym założonym dopuszczalnym poziomie. Opisany obszar pracy układu szczegółowo przedstawia charakterystyka na rys. 3.

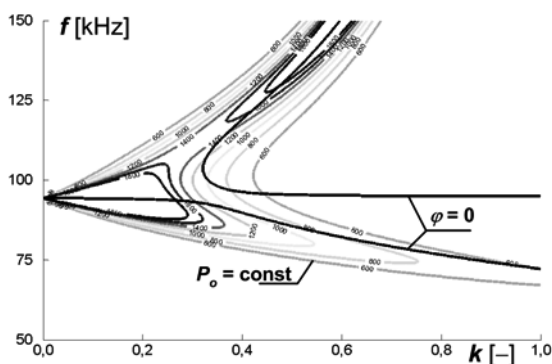
Można tu wyróżnić dwie niezależne linie odpowiadające warunkowi  $\varphi = 0$ . Jest to korzystna sytuacja z punktu widzenia układu regulacji realizującego algorytm utrzymania obwodu w stanie rezonansu globalnego.



Rys. 2. Sprawność  $\eta$  i moc  $P_o$  układu szeregowo-równoległego: a)  $\eta$  w funkcji zmiany częstotliwości napięcia zasilającego  $f$  i współczynnika sprzężenia  $k$ ; b)  $P_o$  w funkcji zmiany częstotliwości napięcia zasilającego  $f$  i współczynnika sprzężenia  $k$

Fig. 2. Efficiency  $\eta$  and power  $P_o$  in series-parallel system: a)  $\eta$  as a function of changes in voltage frequency  $f$  and coupling coefficient  $k$ ; b)  $P_o$  as a function of changes in voltage frequency  $f$  and coupling coefficient  $k$

Charakterystyka przedstawiona na rys. 3, oprócz linii zerowej wartości kąta przesunięcia fazowego, przedstawia wybrane poziomy mocy odbiornika  $P_o$ . Dolna krzywa warunku zerowej fazy przebiega wzdłuż linii wyznaczającej maksimum mocy odbiornika. W przypadku drugiej krzywej, o kształcie parabolicznym, podobna zależność występuje tylko dla górnego, związanego z wyższymi częstotliwościami, ramienia. Zatem dla  $k = \text{var}$  utrzymanie założonego poziomu mocy przekazywanej do odbiornika, przy spełnieniu warunku rezonansu globalnego  $\varphi = 0$ , jest możliwe. Problemem może być jednak wybór punktu startowego dla układu regulacji, a także zakres dopuszczalnych odchyień od warunku podstawowego  $\varphi = 0$ .

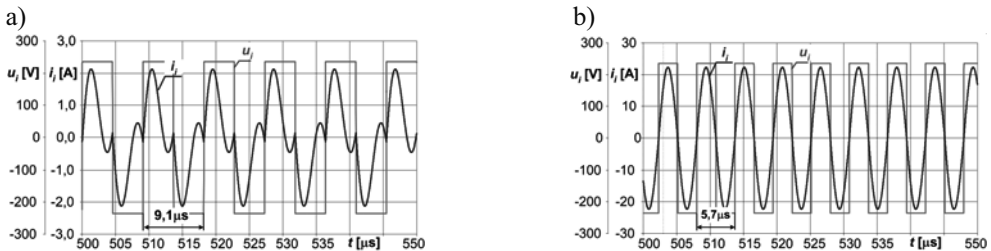


Rys. 3. Charakterystyka obrazująca linie zerowego przesunięcia fazowego  $\varphi = 0$  z zaznaczonymi poziomami mocy odbiornika  $P_o$  systemu BSPEE w układzie szeregowo-równoległym

Fig. 3. Characteristics of imaging lines zero phase shift  $\varphi = 0$  of the selected power levels of the receiver system BSPEE in series-parallel system

Z punktu widzenia współcześnie stosowanych rozwiązań praktycznych realizacja jedno-fazowego źródła napięcia o regulowanej amplitudzie i częstotliwości jest możliwa w oparciu o tranzystorowy falownik napięcia. Do badań przyjęto układ mostkowy. Oznacza to sytuację, w której obwód z rys. 1c zasilany jest napięciem prostokątnym. Wprowadza to istotne różnice w zachowaniu się układu dla analizowanych dotychczas zakresów zmienności różnych jego parametrów – głównie współczynnika sprzężenia magnetycznego i częstotliwości. Rozpatrywany system można bowiem traktować jako rodzaj filtru o zmiennych parametrach [5].

Przykładowo, na rys. 4 przedstawiono przebiegi prądów i napięć wejściowych, odpowiadające pracy obwodu w punktach rezonansu globalnego zasilanego napięciem sinusoidalnym, przy założeniu, że  $k = 0,7$ . Na uwagę zasługuje fakt, że w sytuacji, gdy układ zasilany jest napięciem prostokątnym, nie można mówić o punktach pracy rezonansowej. Przez analogię możliwe jest doprowadzenie do takiego stanu, w którym nie będzie występowało przesunięcie czasowe pomiędzy kolejnym przejściem przez zero napięcia  $u_i$  i prądu  $i_i$ . Efektem opisanych zjawisk jest występowanie odstępstw w częstotliwościach pracy układu wyznaczonymi analitycznie w dziedzinie amplitud zespolonych i tymi przedstawionymi na rys. 4. Dodatkowo, przy silnych zniekształceniach przebiegu prądu (rys. 4a), możliwe jest jego wielokrotne przejście przez zero w czasie jednego półokresu napięcia, co dodatkowo komplikuje określenie zerowego przesunięcia czasowego między tymi przebiegami.



Rys. 4. Wyniki analizy obwodu z pojemnościami w konfiguracji szeregowo-równoległej przy  $k = 0,7$ : a) przebiegi napięcia  $u_i$  oraz prądu  $i_i$  dla  $f_o = 110$  kHz; b)  $f_o = 175$  kHz

Fig. 4. Results of analysis of the circuit with capacitors in series-parallel configuration and  $k = 0.7$ : a) waveforms of voltage  $u_i$  and current  $i_i$  for  $f_o = 110$  kHz; b)  $f_o = 175$  kHz

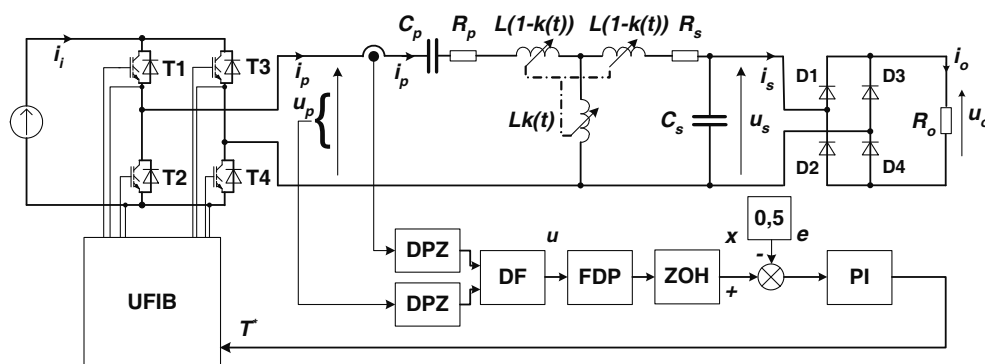
Przeprowadzona analiza umożliwia określenie warunków, które powinien spełniać układ przekształtnikowego zasilania zespołu cewek sprzężonych wraz z dołączonymi kondensatorami, aby zapewnić przesył mocy na założonym poziomie z zachowaniem wysokiej sprawności. Podstawą pracy systemu powinny być algorytm sterowania zmianą częstotliwości i/lub napięcia wyjściowego falownika, według kryterium zerowego przesunięcia czasowego pomiędzy kolejnymi przejściami przez zero napięcia i prądu wejściowego.

### 3. Analiza stabilności układu regulacji

Realizacja systemu bezstykowego przesyłu energii elektrycznej przy zmieniających się warunkach sprzężenia magnetycznego wymaga, oprócz określenia dopuszczalnego obszaru pracy, analizy działania układu przy zasilaniu przekształtnikowym. Istotne znaczenie ma tu dobór układu regulacji wraz z określeniem parametrów pracy.

Do symulacji przyjęto, że układ zasilany jest napięciem stałym. Wejściowy przekształtnik DC/AC zamodelowano jako czterotranzystorowy falownik napięcia zbudowany na bazie ultraszybkich tranzystorów IGBT. Jako przekształtnik wyjściowy AC/DC przyjęto prostownik diodowy bez filtra (rys. 5).

Obwodowy model falownika napięcia zbudowano w środowisku PSpice na bazie tranzystorów typu IRGP50B60PD1 firmy International Rectifier. Wykorzystano modele biblioteczne tranzystorów dostarczone przez producenta elementów. Wyjściowy mostek prostowniczy zawiera diody typu HFA16PB120 produkowane przez tę samą firmę. Pozostałe, wykorzystane do budowy modelu elementy pochodziły ze standardowych bibliotek środowiska PSpice.



Rys. 5. Schemat modelu układu BSPEE zasilanego z falownika napięcia sterowanego w układzie regulacji częstotliwości, zaimplementowany w środowisku PSpice: DPZ – detektor przejścia przez zero, DF – detektor fazy zbudowany w oparciu o funkcję XOR, FDP – filtr dolnoprzepustowy pierwszego rzędu, ZOH – dyskretyzator (zero-order hold), PI – regulator typu proporcjonalno-całkującego, UFIB – układ formowania impulsów bramkowych

Fig. 5. Diagram of the CEETS model supplied from a controlled voltage inverter in the system of frequency control implemented in the PSpice environment: DPZ – zero crossing detector, DF – phase detector built on the basis of the XOR function, FDP – first-order low-pass filter, ZOH – zero-order hold, PI – proportional-integral-type controller, UFIB – gate signal formation driver

Istotnym problemem jest zachowanie się układu bezstykowego przesyłu energii elektrycznej w stanach przejściowych. Stany takie są konsekwencją procesów załączania i wyłączenia układu. Zjawiska takie mogą być również spowodowane zmianami parametrów w obwodzie odbiornika. Dodatkowo, w sytuacji, gdy system wykorzystywany jest np. jako układ doładujący zasobnik energii w pojeździe, w sposób naturalny mogą pojawić się stany przejściowe wywołane zmianą wymiarów geometrycznych szczeliny powietrznej pomiędzy cewkami. Ma to bezpośrednie przełożenie na fluktuację sprzężenia magnetycz-

nego i skutkuje dynamiczną zmianą parametrów elementów transformatorowego schematu zastępczego.

Towarzyszący wspomnianym zjawiskom efekt wytrącenia układu z punktu pracy, przy zerowym przesunięciu czasowym pomiędzy przebiegami napięcia  $u_p$  i  $i_p$ , można zniwelować poprzez układ regulacji częstotliwości [5].

Układ regulacji może działać na dwa sposoby. Sygnał  $f^*$  (lub odpowiadający mu sygnał  $T^*$ ) może określać częstotliwość, z jaką powinny być przełączane tranzystory, aby osiągnąć nowy punkt pracy, lub też określać interwał częstotliwości względem pewnej częstotliwości bazowej. Z punktu widzenia rozwiązania praktycznego pierwsze podejście nie jest realizowalne. W przypadku załączania układu do pracy następowałby bowiem rozruch układu przy napięciu o bardzo małej częstotliwości. W drugim przypadku, jeśli układ ma być w pełni zautomatyzowany, pojawia się problem wyboru częstotliwości początkowej  $f_p$  przy danych warunkach obciążenia i sprzężenia magnetycznego. Rozwiązań tego problemu jest kilka. Biorąc pod uwagę funkcjonalność całego systemu, oczywiste jest założenie, że strona wtórna, z punktu widzenia strony pierwotnej (zasilanej) obwodu, jest niedostępna pomiarowo. W takiej sytuacji możliwe jest przyjęcie stałej częstotliwości pracy układu, przy założeniu, że obsługa dokona precyzyjnego pozycjonowania obwodu wtórnego względem pierwotnego. Istnieją także rozwiązania realizujące zadanie automatycznego dostrajania się układu do zmiennych parametrów obwodu w oparciu o analizę sygnału drugiej pochodnej prądu pierwotnego transformatora [1]. Osobną grupę układów BSPEE stanowią systemy, w których mierzone są niezbędne wielkości charakteryzujące stronę wtórną. Wielkości te służą do określenia aktualnego sprzężenia magnetycznego oraz są wykorzystywane do sterowania. Aby zachować w pełni funkcjonalność układu, dane te przesyłane są do układu sterowania drogą radiową lub w dokładnie ten sam sposób jak zasadnicza część mocy – poprzez system bezstykowego przesyłu oraz dodatkowe uzwojenia osadzone razem z uzwojeniami obwodu głównego. Jako najprostszy do realizacji wybrano układ ze stałą, bez względu na początkową wartość współczynnika sprzężenia magnetycznego, wartością częstotliwości początkowej  $f_p$ .

W każdym układzie regulacji bardzo istotnym problemem jest określenie parametrów i/lub struktury zastosowanych regulatorów w celu zapewnienia odpowiedniej dynamiki działania systemu z zachowaniem jego stabilności. Istnieje wiele metod określania obszarów stabilności układów liniowych zrealizowanych zarówno w dziedzinie czasu ciągłego, jak i dyskretnego. Kryteria te stosowane są również dla układów nieliniowych, jeśli można dokonać linearyzacji równań opisujących obiekt wokół ustalonego punktu pracy [6].

System bezstykowego przesyłu energii elektrycznej z cyfrowym układem regulacji częstotliwości, reagującym na zmiany przesunięcia czasowego pomiędzy przebiegami prądu i napięcia strony pierwotnej transformatora powietrznego, wykazuje cechy charakterystyczne dla układów pętli synchronizacji fazowej PLL [7]. Rolę generatora częstotliwości sterowanego napięciem pełni w tym przypadku sterowany mikroprocesorowo falownik napięcia. Koncepcja zastosowania techniki PLL w wysokoczęstotliwościowych, rezonansowych układach przekształtnikowych jest zagadnieniem spotykanym w światowej literaturze. Tego rodzaju rozwiązania stosowane są do budowy układu sterowania przekształtnika zasilającego w systemach nagrzewania indukcyjnego [8]. Zastosowanie pomysłu sterowania falownikiem według algorytmu programowej pętli synchronizacji fazowej (tzw. SPL) w układzie BSPEE jest rozwiązaniem nowym. Wykorzystany do analizy schemat modelu układu BSPEE przedstawiono na rys. 5.



Przez analogię do obwodów działających przy wymuszeniach sinusoidalnych, przyjęto – dla układu określającego przesunięcie czasowe pomiędzy kolejnym przejściem przez zero napięcia i prądu strony pierwotnej – nazwę detektor fazy. Parametr wyznaczany przez detektor fazy odniesiono do przesunięcia fazowego i oznaczono  $\varphi$ , a uchyb regulacji jako uchyb fazy  $e_\varphi$ .

W celu wyznaczenia parametrów układu regulacji, dla których cały system jest stabilny, należy przeanalizować cyfrową postać równań stanu modelu. Dla całego wyprowadzenia przyjęto założenie definicyjne:

$$\zeta[n]^{df} = \zeta(nT_s) \quad (2)$$

gdzie:  $T_s$  – okres próbkowania;  $n \in N$ .

Dla węzła sumacyjnego można zapisać:

$$e_\varphi[n] = x_\varphi[n] - \frac{1}{2} \quad (3)$$

Równanie (3) jest matematycznym warunkiem określającym sytuację, w której wartość zadana przesunięcia czasowego pomiędzy przebiegami napięcia  $u_p$  i prądu  $i_p$  wynosi zero.

Ze względu na fakt, iż zastosowano filtr dolnoprzepustowy pierwszego rzędu, w stanach przejściowych wielkości te opisuje równanie różniczkowe:

$$\frac{dx_\varphi}{dt} = -\frac{1}{\tau_f} x_\varphi + \frac{1}{\tau_f} \frac{\varphi}{\pi} \quad (4)$$

w którym  $\varphi$  jest nieliniową funkcją okresu  $T$  i wyraża się zależnością:

$$\varphi(T) = \frac{\pi}{2} + \arctan \left\{ \frac{1}{k^2} \left[ Q \left( \frac{T_o}{T} (1-k^2) - \frac{T}{T_o} (1-k_o^2) \right) - \frac{1}{Q} \left( \frac{T_o}{T} - \frac{T}{T_o} \right) \left( 2-k_o^2 - \frac{T^2}{T_o^2} (1-k_o^2) - \frac{T_o^2}{T^2} (1-k^2) \right) \right] \right\} \quad (5)$$

Po dyskretyzacji równanie (6) można przedstawić jako:

$$x_\varphi[n+1] = ax_\varphi[n] + b \frac{\varphi(T[n])}{\pi} \quad (6)$$

gdzie:  $a = e^{-\frac{T_s}{\tau_f}}$ ;  $b = 1 - a$

Przy sterowaniu cyfrowym, zrealizowanym w technice mikrokontrolerowej, zależność pomiędzy nowym okresem napięcia zasilającego a poprzednim (równanie regulatora całkującego) można zapisać w postaci:

$$T[n+1] = T[n] + e_\varphi[n+1]K_c \quad (7)$$

gdzie:  $K_c$  – współczynnik wzmocnienia regulatora całkującego.

Zakładając, że  $\Delta x_\varphi = x_\varphi - \frac{1}{2}$  oraz  $\Delta T = T - T_r$ , ostatecznie otrzymano:

$$\Delta x_\varphi[n+1] = a\Delta x_\varphi[n] + \frac{1-a}{\pi}\Phi_r\Delta T[n] \quad (8)$$

$$\Delta T[n+1] = aK_c\Delta x_\varphi[n] + \left(1 + K_c\frac{1-a}{\pi}\Phi_r\right)\Delta T[n] \quad (9)$$

W zapisie macierzowym równania (8–9), stanowiące opis cyfrowego układu regulacji automatycznej okresu napięcia zasilającego BSPEE z regulatorem całkującym, przyjmują postać:

$$\mathbf{y}[n+1] = \mathbf{A}\mathbf{y}[n] \quad (10)$$

gdzie:  $\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \Delta x_\varphi \\ \Delta T \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a & \frac{1-a}{\pi}\Phi_r \\ aK_c & 1 + K_c\frac{1-a}{\pi}\Phi_r \end{bmatrix}$

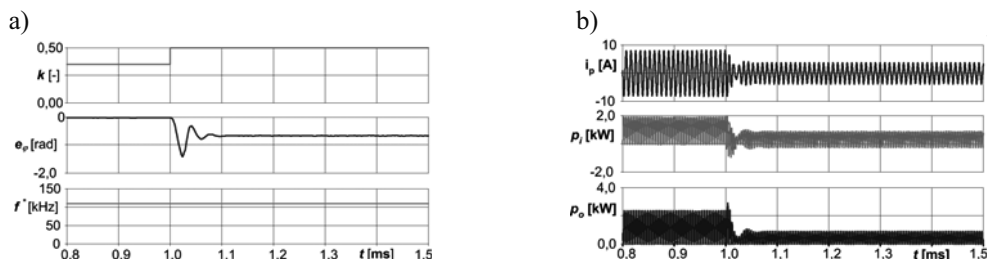
Do wyznaczenia przedziałów wartości, jakie powinien przyjąć współczynnik  $K_c$  tak, aby układ był stabilny, posłużono się zmodyfikowanym testem Jury'ego [9]. Test ten polega na utworzeniu macierzy testu, której elementy wyznaczone są na podstawie współczynników równania charakterystycznego. Warunkiem koniecznym i wystarczającym, jaki powinien spełniać współczynnik wzmocnienia  $K_c$  dla zapewnienia stabilności działania układu regulacji, jest:

$$K_c > 2\frac{\pi}{\Phi_r}\frac{1+a}{1-a} \quad (11)$$

Wyznaczona za pomocą zależności (11) wartość współczynnika  $K_c$  ma wymiar czasu i można utożsamiać go z czasem zdwojenia regulatora.

Na rys. 6 zaprezentowano wybrane przebiegi w BSPEE przy skokowej zmianie współczynnika sprzężenia magnetycznego  $k$  z wartości 0,35 do 0,5.

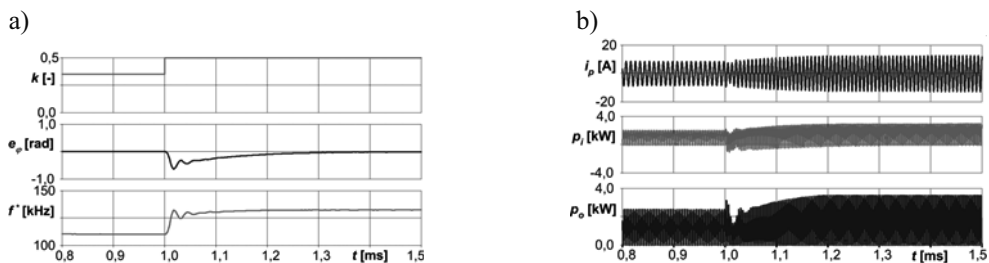
W przypadku prezentowanym na rys. 6 układ działa przy wyłączonym obwodzie sterowania. Przed chwilą czasową, w której następuje zmiana sprzężenia magnetycznego, system pracuje w punkcie równowagi:  $e_\varphi = 0$ . Częstotliwość bieżąca  $f$  utrzymywana jest na stałym poziomie równym 110 kHz. Wskutek zwiększenia współczynnika sprzężenia magnetycznego, pojawia się stan przejściowy, którego rezultatem jest powstanie ujemnego przesunięcia fazowego. Efektem tych zmian jest pojawienie się chwil czasowych, w których energia jest przekazywana w kierunku źródła. Moc odbiornika maleje 2,6-krotnie.



Rys. 6. Wybrane przebiegi w układzie BSPEE przy skokowej zmianie współczynnika sprzężenia magnetycznego i przy otwartym układzie regulacji: a) współczynnik  $k$ , uchyb fazy  $e_\varphi$ , częstotliwość bieżąca  $f^*$ ; b) prąd strony pierwotnej  $i_p$ , moc pobrana ze źródła  $p_i$ , moc odbiornika  $p_o$

Fig. 6. Selected courses in the CEETS at jump change of the  $k$  magnetic coupling coefficient with open feedback loop: a) coefficient  $k$ , phase deviation  $e_\varphi$ , current value of frequency  $f^*$ ; b) primary side current  $i_p$ , power collected from the source  $p_i$ , receiver power  $p_o$

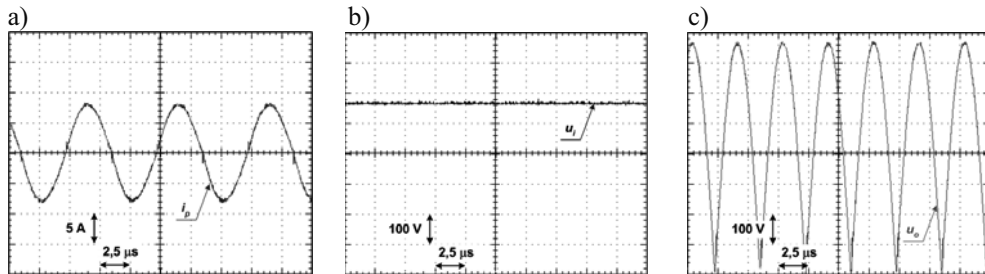
Na rys. 7a przedstawiono analogiczną sytuację, lecz dla załączonego układu regulacji. Przyjęte do obliczeń współczynniki wzmocnień części proporcjonalnej i całkującej regulatora wynoszą odpowiednio:  $k_p = 5$ ,  $k_i = 60 \cdot 10^3$ .



Rys. 7. Wybrane przebiegi w układzie BSPEE przy skokowej zmianie współczynnika sprzężenia magnetycznego dla zamkniętego układu regulacji: a) współczynnik  $k$ , uchyb fazy  $e_\varphi$ , częstotliwość bieżąca  $f^*$ ; b) prąd strony pierwotnej  $i_p$ , moc pobrana ze źródła  $p_i$ , moc odbiornika  $p_o$

Fig. 7. Selected courses in the CEETS at jump change of the  $k$  magnetic coupling coefficient with closed loop feedback: a) coefficient  $k$ , phase deviation  $e_\varphi$ , current value of frequency  $f^*$ ; b) primary side current  $i_p$ , power collected from the source  $p_i$ , receiver power  $p_o$

W celu weryfikacji obliczeń związanych ze sprawnością przesyłanej mocy wykonano pomiary w układzie, w którym obwody znajdowały się w odległości  $h = 33$  mm (rys. 1a). Odpowiada to wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego równej  $k = 0,5$ . Przebiegi dla przypadku pełnej synchronizacji pomiędzy napięciem  $u_p$  i prądem  $i_p$  przedstawia rys. 8.



Rys. 8. Przebiegi wybranych wielkości charakterystycznych dla układu BSPEE przy zasilaniu przekształtnikowym dla  $h = 33$  mm i  $f = 133$  kHz: a) prąd  $i_p$  strony pierwotnej; b) napięcie stałe zasilające falownik  $u_i$ ; c) napięcie na odbiorniku  $u_o$  (poziom odniesienia poniżej osi głównej)

Fig. 8. Courses of selected values characteristic for the CEETS with converter supply for  $h = 33$  mm and  $f = 133$  kHz: a) primary side current  $i_p$ ; b) direct voltage  $u_i$  supplying inverter; c) voltage on receiver  $u_o$  (reference level below the main axis)

W prezentowanym przypadku moc czynna strony pierwotnej wynosi  $P_p = 840$  W, moc odbiornika  $P_o = 764$  W, a sprawność  $\eta = 91\%$ .

#### 4. Podsumowanie

W artykule przeanalizowano wybrane aspekty działania bezstykowego systemu przesyłu energii elektrycznej. Przyjęto model jak dla transformatora powietrznego. W analizowanym charakterze pracy jest to układ niestacjonarny, co wynika ze zmian współczynnika sprzężenia magnetycznego, będących np. następstwem przemieszczania się uzwojenia pierwotnego względem wtórnego. Otrzymane wnioski wykorzystano do budowy symulacyjnego modelu układu przy zasilaniu przekształtnikowym. Wskazano obszar pracy układu BSPEE zapewniający dużą wartość przesyłanej mocy przy wysokiej sprawności energetycznej oraz małych odkształceniach prądu od przebiegu sinusoidalnego. Następnie zaproponowano oryginalny układ regulacji częstotliwości napięcia wyjściowego falownika zasilającego. Do pracy układu regulacji niezbędny jest tylko pomiar prądu strony pierwotnej układu. Dla wybranej struktury określono stabilność. Podsumowanie pracy stanowi eksperymentalna weryfikacja przeprowadzonych obliczeń i symulacji, a na uwagę zasługuje fakt dużej zgodności wyników obliczeń z danymi eksperymentalnymi.

#### Literatura

- [1] Pedder D.A.G., Brown A.D., Skinner J.A., *A contactless electrical energy transmission system*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 46, Issue 1, Feb. 1999.
- [2] Covic G.A., Elliott G., Stielau O.H., Green R.M., Boys J.T., *The design of a contactless energy transfer system for a people mover system*, Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000, International Conference on Volume 1.

- [3] Mecke R., *High frequency inverter for contactless energy transmission*, 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001.
- [4] Stielau O.H., Covic G.A., *Design of loosely coupled inductive power transfer systems*, Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on Volume 1.
- [5] Judek S., *Zasilanie ruchomych odbiorników energii elektrycznej za pośrednictwem cewek powietrznych sprzężonych magnetycznie*, rozprawa doktorska, Gdańsk 2008.
- [6] Kaczorek T., Dzieliński A., Dąbrowski W., Łopatka R., *Podstawy teorii sterowania*, WNT, Warszawa 2005.
- [7] Best R.E., *Phase-locked loops. Design, simulation, and applications*, McGraw-Hill, New York 2003.
- [8] Yu-Long Cui, Kun He, Zhi-Wei Fan, Hao-Liang Fan, *Study on DSP-based PLL-controlled superaudio induction heating power supply simulation*, Machine Learning and Cybernetics, 2005. Proceedings of 2005 International Conference on Volume 2.
- [9] Chen C.F., Chan H.W., *A note on Jury's stability test and Kalman-Bertram's Liapunov function*. Proceedings of the IEEE Volume 73, Issue 1.