

## Generator indukcyjny z falownikami wielopoziomowymi współpracujący z siecią elektroenergetyczną

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono układ generatora indukcyjnego współpracującego z siecią elektroenergetyczną z wykorzystaniem przekształtnika AC/DC/AC. W przekształtniku, zarówno od strony generatora jak i sieci, zastosowano falowniki trójpoziomowe. Jednocześnie maksymalnie uproszczono modulatory. Sterowanie generatora oparto na pośredniej orientacji wektora pola IFOC z wykorzystaniem algorytmu MPPT. W obwodzie pośredniczącym zastosowano układ równoważenia napięcia. Synchronizację sterowania zapewnia pętla PLL z układem CDSC.

**Abstract.** The article presents of an induction generator cooperating with a power grid using an AC/DC/AC converter. In the converter, both on the generator and network side, three-level inverters were used. Simultaneously, modulators have been simplified to a minimum. The generator's control was based on the indirect orientation of the field vector using the MPPT algorithm. In the intermediate circuit a voltage balancing system was used. Control synchronization is provided by the PLL-CDSC system. (**Induction generator with multilevel inverters working with the power grid**)

**Słowa kluczowe:** generator indukcyjny, falownik trójpoziomowy, równoważenie napięć, uproszczony modulator SMSI, moc chwilowa  
**Keywords:** induction generator, three-level inverter, voltage balancing, simplified modulator SPWM, instantaneous power,

### Wstęp

Niewielkie elektrownie wiatrowe jako źródła energii elektrycznej zaczynają obecnie cieszyć się coraz większym zainteresowaniem. W głównej mierze bazują one na maszynach asynchronicznych. Jest to tańsze rozwiązanie w stosunku do stosowania generatorów synchronicznych ze wzbudzeniem elektromagnetycznym czy od magnesów trwałych. Sama maszyna ma również znacznie prostszą konstrukcję w związku z tym jest bardziej niezawodna. Można ją także bezpośrednio podłączyć do sieci elektroenergetycznej w trybie pracy generatorowej. Takie bezpośrednie podłączenie do sieci nie wymaga specjalnego trybu synchronizacji. Jednak produkcja energii elektrycznej i oddawanie jej do sieci jest możliwe dopiero powyżej pewnej prędkości wiatru. Brak jest również możliwości elektrycznego sterowania oddawanej mocy czynnej. Przy bezpośrednim połączeniu maszyny do sieci występuje też zapotrzebowanie na moc bierną z sieci. Pogarsza to jakość energii w pobliżu zainstalowania takiego generatora. W związku z powyższym w celu poprawy jakości energii występuje konieczność stosowania kompensacji mocy biernej. W najprostszym rozwiązaniu jest to bateria kondensatorów.

Przedstawione powyżej wady bezpośredniego przyłączenia generatora do sieci, na tle obecnych wymagań dotyczących przyłączania nowych źródeł energii, znacznie ograniczyły możliwości jego stosowania w ostatnim czasie.

Obecnie w celu likwidacji negatywnego oddziaływania na sieć przyłączanych nowych źródeł energii stosuje się różnego rodzaju przekształtniki energoelektroniczne. Realizują one współpracę źródeł energii z siecią elektroenergetyczną nie wprowadzając do niej odkształconych przebiegów prądu. Za pomocą sterowania uzyskuje się przebiegi prądów zbliżone do sinusoidalnych z niewielką zawartością wyższych harmonicznych. Zastosowanie zarówno od strony generatora jak i sieci przekształtników energoelektronicznych prowadzi do pełnego przetwarzania wytwarzanej energii [1,2,3]. Stwarza to możliwość sterowania mocą czynną oddawaną do sieci. Dodatkową funkcjonalnością stosowania przekształtników jest możliwość sterowania również mocą bierną. Rozwiązanie to rozszerza także zakres prędkości wiatru dla których elektrownia jest w stanie oddawać energię do sieci. Rozszerzenie zakresu dotyczy mniejszych prędkości wiatru przy których dotychczasowe układy były już odłączane. Również dzięki temu, że w układzie występuje pełne przetwarzanie energii elektrycznej powstała możliwość

realizacji śledzenia maksymalnej mocy generatora dla aktualnych warunków wiatrowych. Jest wiele metod śledzenia maksymalnej mocy [4]. Jednak najczęściej spotykane są trzy podstawowe algorytmy MPPT. Pierwszy z nich to algorytm bazujący na znanej zależności mocy turbiny wiatrowej w funkcji prędkości kątowej  $P_T(\omega_G)$  [2,3]. Drugi bazuje na optymalnym współczynniku szybkoobrotowości turbiny  $\lambda_{opt}$  ale wymaga pomiaru prędkości wiatru [5,6,7,8]. Trzeci natomiast to algorytm przyrostowy, który bez znajomości parametrów turbiny na bieżąco wyszukuje warunki pracy z maksymalną mocą dla danych warunków wiatrowych [9].

Obecnie w układach z pełnym przetwarzaniem energii powszechnie stosowane są przekształtniki dwustronne AC/DC/AC [1,2,3,5]. Jeszcze do niedawna były one realizowane na bazie falowników dwupoziomowych [2]. W momencie gdy pojawiły się falowniki wielopoziomowe zaczęto je z powodzeniem stosować w tych układach [3]. Dzięki zwiększonej liczbie poziomów umożliwiły one lepsze kształtowanie prądów wyjściowych przy tej samej średniej liczbie łączeń elementów. Ważną cechą układów z przekształtnikami dwustronnymi stała się również możliwość ich pracy autonomicznej na wydzielonych odbiorców. Realizowane to może być w przypadku zaniku zasilania z sieci lub po samowzbudzeniu generatora bez udziału sieci [3].

### Model turbiny wiatrowej

Do napędu generatora indukcyjnego w elektrowniach wiatrowych stosowane są turbiny w różnym układzie osi obrotu. Rozwiązanie modelowane w artykule dotyczy turbiny z osią poziomą. Dla takiej turbiny moc mechaniczna opisana jest zależnością (1).

$$(1) P_m = 0.5 \rho A V_w^3 C_p(\lambda, \beta) = 0.5 \rho \pi R_b^2 V_w^3 C_p(\lambda, \beta)$$

gdzie:  $C_p(\lambda, \beta)$  - współczynnik mocy turbiny wiatrowej  
 $V_w$  - prędkość wiatru  
 $\rho$  - gęstość powietrza (przyjęto  $\rho = 1,225 \text{ kg/m}^3$ )

Występujący w zależności (1) współczynnik mocy  $C_p(\lambda, \beta)$  jest natomiast opisany empiryczną zależnością (2) [5].

$$(2) C_p(\lambda, \beta) = 0.5176(116\lambda_i - 0.4\beta - 5)e^{-21\lambda_i} + 0.0068\lambda$$

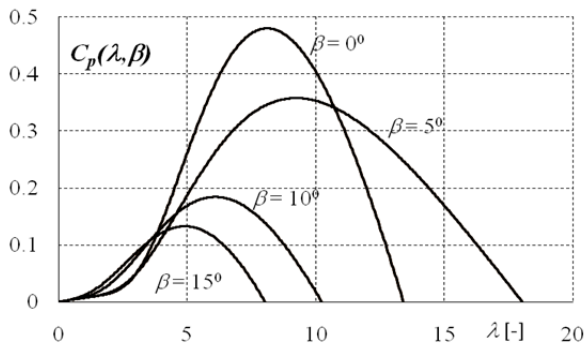
gdzie: 
$$\lambda_i = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{1 + \beta^3}$$

$\lambda$  - współczynnik szybkobieżności turbiny,  $\beta$  - kąt nastawienia łopaty turbiny  
 Charakterystyczną wielkością każdej turbiny wiatrowej jest współczynnik szybkobieżności. Opisany jest on zależnością (3).

$$(3) \quad \lambda = \frac{\omega_T R_b}{V_w}$$

gdzie:  $\omega_T$  - prędkość kątowa turbiny,  $R_b$  - promień łopaty wirnika turbiny wiatrowej

W układzie symulacyjnym, do napędu generatora indukcyjnego, zastosowano opisany powyżej model turbiny wiatrowej o wymiarze łopaty  $R_b = 3$  m i przekładni  $G = 5$ . Maksymalny współczynnik mocy dla przyjętego opisu (zal. 2) wyniósł  $C_p(\lambda, \beta) = 0,48$  dla  $\lambda = 8,1$ . Wyznaczone wartości dotyczą zerowego kąta nastawienia łopaty  $\beta = 0$ . Na rysunku 1 przedstawiono przebiegi współczynnika mocy turbiny  $C_p(\lambda, \beta)$  dla czterech wartości kąta nastawienia łopaty turbiny.

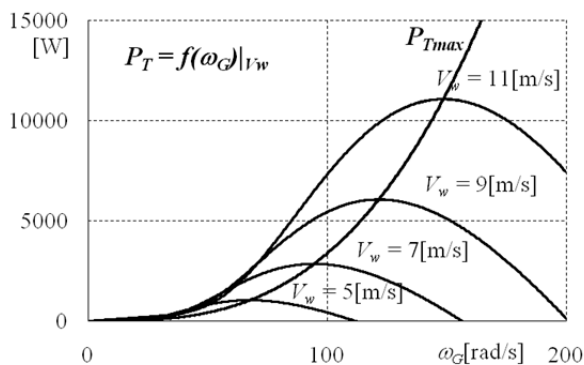


Rys.1. Współczynnik mocy  $C_p(\lambda, \beta)$  jako funkcja współczynnika szybkobieżności turbiny wiatrowej dla czterech wartości kąta nastawienia łopaty

Rysunek 2 przedstawia natomiast moc turbiny o parametrach j/w w funkcji prędkości kątowej generatora indukcyjnego dla różnych prędkości wiatru przy zerowym kącie nastawienia łopaty. Na tle tych charakterystyk naniesiono przebieg maksymalnej mocy. Przebieg ten opisany jest zależnością (4).

$$(4) \quad P_{\max} = K(\omega_G / G)^3$$

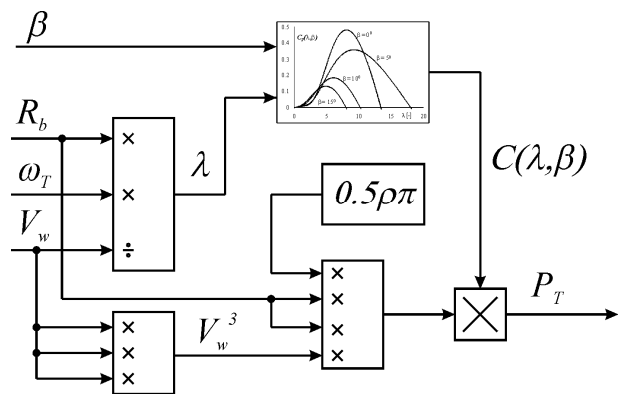
gdzie:  $K = 0,4223$



Rys.2. Moc turbiny wiatrowej  $P_T$  w zależności od prędkości kątowej generatora  $\omega_G$  dla różnych prędkości wiatru  $V_w$

Zależność (4) stanowi podstawę dla realizacji metody śledzenia punktu maksymalnej mocy (ang. Maximum Power Point Tracking). Metoda śledzenia oparta na powyższej zależności zostanie wykorzystana, w dalszej części artykułu, w symulacjach układu elektrowni wiatrowej z generatorem indukcyjnym.

Na bazie zależności (1+3) oraz charakterystyki  $C_p(\lambda, \beta)$  (rys.1) zamodelowano turbinę wiatrową (rys. 3).



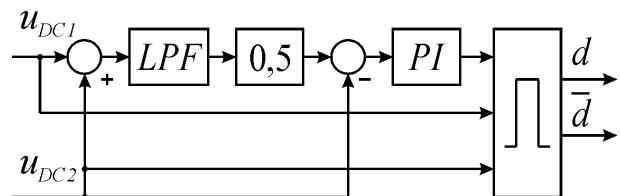
Rys.3. Model matematyczny turbiny wiatrowej zastosowanej do badań symulacyjnych elektrowni

### Wielopoziomowe falowniki maszynowy i sieciowy

W układzie współpracy generatora indukcyjnego z siecią zastosowano od strony generatora jak i sieci falowniki trójpoziomowe. Pod uwagę były brane falowniki typu NPC (ang. Neutral Point Clamped) jak i NPP (ang. Neutral Point Piloted). Pomimo tego, że falowniki typu NPC zawierają więcej elementów, właśnie one zostały przyjęte do dalszych badań symulacyjnych. Realizacja praktyczna falowników typu NPP wymagałaby zastosowania łączników AC lub indywidualnych tranzystorów realizujących ich funkcję.

Wielopoziomowe falowniki napięcia charakteryzują się możliwością występowania nierównomiernego obciążenia szeregowo połączonych, w stosunku do źródła zasilania, kondensatorów obwodu pośredniczącego. Prowadzi to w konsekwencji do niesymetrii napięć na kondensatorach. W skrajnych przypadkach może doprowadzić nawet do pełnego rozładowania jednego z kondensatorów gdy w tym samym czasie drugi zostanie naładowany do podwójnej wartości napięcia stanu równowagi.

W celu zabezpieczenia się przed taką ewentualnością w obwodzie pośredniczącym prądu stałego zastosowano aktywne równoważenie niesymetrii napięć [10]. Pracuje ono autonomicznie i zostało zrealizowane na bazie przerywacza prądu stałego. Układ sterowania przerywaczem pokazano na rysunku 4. Pracuje on ze stałą częstotliwością łączeń ze współczynnikiem wypełnienia określonym zależnością (5).

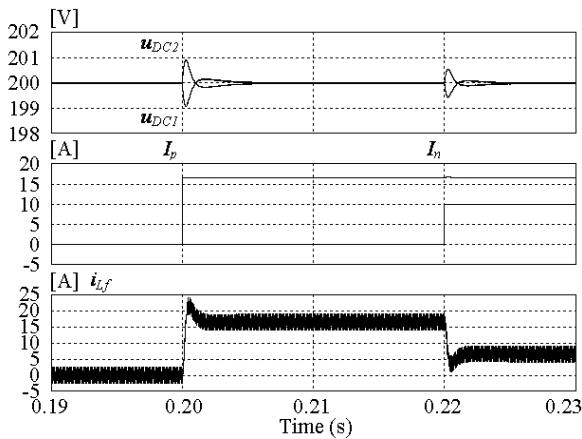


Rys.4. Układ sterowania symetryzacją napięcia na kondensatorach

$$(5) \quad d = \frac{u_{DC} - u_{DC2}}{u_{DC}} \quad \text{gdzie} \quad d = 2 \frac{t_i}{T_{sw}}$$

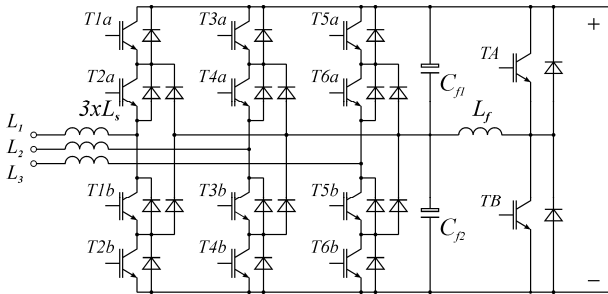
$t_i$  - czas trwania impulsu załączającego górny tranzystor  $T_A$   
 $T_{sw}$  - okres łączenia tranzystorów układu symetryzującego

Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi napięć na kondensatorach  $C_{f1}$  i  $C_{f2}$  (rys.6) przy pracującym układzie symetryzującym. W chwili  $t=0,2$  s zostaje załączone dodatkowe obciążenie kondensatora  $C_{f1}$  wywołujące niesymetrię. Układ w czasie 5 ms kompensuje niesymetrię napięć na kondensatorach z niewielkimi przeregulowaniami. Podobna sytuacja ma miejsce gdy dodatkowo zostaje obciążony kondensator  $C_{f2}$  w chwili  $t=0,22$  s.



Rys.5. Niesymetryczne obciążenie kondensatorów  $C_{f1}$  i  $C_{f2}$  obwodu pośredniczącego przy pracującym układzie symetryzacji

Schemat trójpoziomowego falownika zastosowanego w symulacjach zarówno po stronie generatora jak i sieci w raz z układem aktywnego równoważenia napięć przedstawiono na rysunku 6.



Rys.6. Trójpoziomowy falownik NPC z aktywnym autonomicznym równoważeniem napięć na kondensatorach  $C_{f1}$  i  $C_{f2}$

### Modulator SMSI falownika wielopoziomowego

W układzie generacji sygnałów sterujących falownikiem wielopoziomowym zastosowano prosty algorytm bazujący na sinusoidalnej modulacji szerokości impulsów SMSI (ang. SPWM). Jest on realizowany niezależnie dla każdej fazy.

Na wstępnym etapie sygnały zadane napięć wyjściowych falownika są kompresowane do zakresu wartości  $\pm 2$  przy wykorzystaniu napięcia stałego obwodu pośredniczącego  $U_{DC}$  (6).

$$(6) \quad u_x = 2 \frac{u_{xref}}{U_{DC}} \quad x = a, b, c$$

Wytworzone sygnały są następnie przesuwane przez dodanie do każdego z nich składowej stałej o wartości 2. Uzyskuje się w ten sposób sygnały unipolarne w przedziale wartości od 0 do 4 (7).

$$(7) \quad u_{px} = u_x + 2 \quad x = a, b, c$$

Sygnały te są analizowane w dwóch przedziałach, pierwszy w zakresie wartości od 0 do 2 oraz drugi od 2 do 4. W każdym z tych przedziałów niezależnie realizowana jest modulacja SMSI. W zakresie wartości od 2 do 4 generowane są sygnały dla górnych tranzystorów każdej gałęzi falownika  $T1a$ ,  $T3a$ ,  $T5a$  natomiast w przedziale wartości od 0 do 2 dla dolnych tranzystorów  $T2a$ ,  $T4a$ ,  $T6a$ . Pozostałe tranzystory falownika są sterowane sygnałami komplementarnymi odpowiednio  $T1b$ ,  $T3b$ ,  $T5b$  i  $T2a$ ,  $T4a$ ,  $T6a$  (rys. 6).

Czasy trwania sygnałów sterujących dla pojedynczego cyklu łączenia tranzystorów są obliczane dwukrotnie z wyprzedzeniem połowy cyklu po zastosowaniu predykcji dla

sygnałów zadanych. Wykonywane są one na początku i w środku cyklu łączenia. Uzyskane w ten sposób sygnały sterujące nie są symetryczne względem środka cyklu łączenia. Realizacja sterowania opisana powyżej zmniejsza jednak o połowę opóźnienie odpowiedzi układu na zmiany wartości zadanej i obciążenia w stosunku do jednokrotnego obciążenia czasu trwania sygnału.

Proste zależności matematyczne, bez funkcji trygonometrycznych pozwalają znacząco skrócić czas obliczeń. Na początkowym etapie realizacja algorytmu ogranicza się jedynie do określenia przedziału aktualnej wartości przesuniętego sygnału zadanego.

Po tej fazie następuje właściwa procedura obliczeń. W przypadku gdy aktualna wartość sygnału zadanego znajduje się w drugim przedziale, przed przystąpieniem do obliczeń, należy odjąć od niej wartość wstępnego przesunięcia. Operacja ta nie jest wymagana gdy aktualna wartość sygnału zadanego znajduje się w pierwszym przedziale (8).

$$(8) \quad u_{rx} = \begin{cases} u_{px} - 2 & 2 < u_{px} < 4 \\ u_{px} & 0 < u_{px} < 2 \end{cases} \quad x = a, b, c$$

Ostatecznie obliczenia czasów opóźnienia sygnałów przełączania tranzystorów, w stosunku do początku i środka cyklu łączenia, wykonywane są w oparciu o zależności (9).

$$(9) \quad T_a = (1 - 0.5u_{rx})T_p \quad x = a, b, c$$

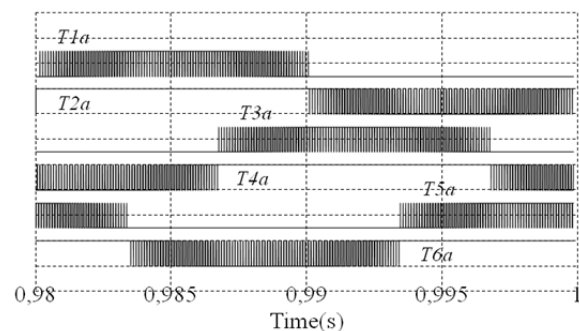
gdzie:  $T_p$       połowa okresu  $T_{MSI}$  (ang.  $T_{PWM}$ )

$u_{rx}$       zredukowana wartość napięcia zadanego

Wyznaczony w oparciu o powyższą zależność czas opóźnienia przełączania odnosi się tylko do jednego tranzystora z pary komplementarnej w fazie. Tranzystor z drugiej pary komplementarnej może być w tym czasie załączony na czas równy połowie cyklu łączenia (drugi przedział) lub wyłączony na czas równy połowie cyklu łączenia (pierwszy przedział) (10).

$$(10) \quad \begin{bmatrix} T_{xi} \\ T_{x(i+1)} \end{bmatrix} = \begin{cases} (1 - 0.5u_{rx})T_p & 2 < u_{px} < 4 \\ 0 & \\ T_p & \\ (1 - 0.5u_{rx})T_p & 0 < u_{px} < 2 \end{cases}$$

gdzie:  $[x, i] \in \langle a, 1; b, 3; c, 5 \rangle$



Rys.7. Sygnały sterujące według zaproponowanego algorytmu

Uzależnione to jest od aktualnej wartości sygnału zadanego. Na rysunku 7 pokazano przebiegi sygnałów sterujących tranzystorami zrealizowane przy wykorzystaniu zaproponowanego algorytmu. Przedstawiają one ustalony stan pracy falownika trójpoziomowego.

Przedstawiony powyżej algorytm w łatwy sposób można zaadaptować do sterowania falownikami o większej liczbie poziomów.

### Sterowanie generatora metodą polowo zorientowaną z pośrednią orientacją wektora pola (ang. IFOC)

W układzie elektrowni funkcję generatora pełni maszyna indukcyjna klatkowa o danych znamionowych zamieszczonych w załączniku.

Bezpośrednia współpraca takiego generatora z siecią jest możliwa ale tylko w bardzo wąskim zakresie prędkości kątowych. W celu rozszerzenia zakresu prędkości, w których generator będzie mógł dostarczać energię do sieci, przyjęto rozwiązanie z pełnym przetwarzaniem na bazie układu dwustronnego AC/DC/AC. Fakt ten wymusił konieczność zastosowania przekształtnika również od strony generatora. W celu ujednoczenia sterowania układami i stworzenia możliwości zastosowania w przyszłości generatorów średniego napięcia zastosowano falowniki trójpoziomowe.

Algorytm sterowania falownikiem maszynowym oparto na sterowaniu polowo zorientowanym z pośrednią orientacją wektora pola ze sterowaniem napięciowym. Jest on stosunkowo prosty i umożliwia pośrednie zadawanie momentu elektromagnetycznego. Jest to punkt wyjścia do realizacji algorytmu MPPT.

Model silnika indukcyjnego klatkowego w układzie synchronicznym strumienia skojarzonego wirnika opisany jest równaniem wektorowym napięciowo-prądowym (11).

$$(11) \quad T_r \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + (1 + jT_r \omega_r) \vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_f$$

Po rozdzieleniu na część rzeczywistą i urojoną pozwala ono wyznaczyć strumień skojarzonego wirnika  $\psi_r$ , pulsację poślizgu  $\omega_r$  i moment rozwijany przez silnik  $m_e$  (12).

$$(12) \quad T_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m i_{fd} \quad \omega_r = R_r \frac{L_m i_{fq}}{L_r \psi_r} \quad m_e = \frac{3}{2} p_b \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{fq}$$

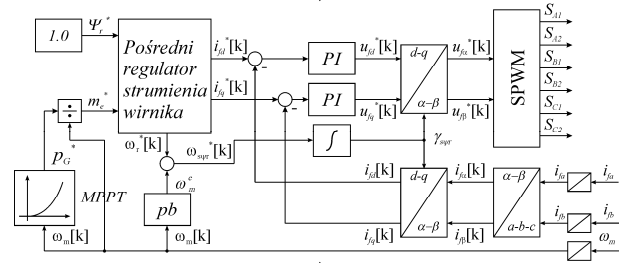
Zależności (12) stanowią opis silnika indukcyjnego w układzie synchronicznym. Umożliwiają jednocześnie wyznaczenie zadanych wartości składowych prądu wyjściowego falownika  $i_{fd}^*$ ,  $i_{fq}^*$ . Prądy te są wyznaczone przy założonej wartości strumienia skojarzonego wirnika  $\psi_r^*$  i zadanej wartości momentu elektromagnetycznego  $m_e^*$ . Dla pełnego wykorzystania silnika jako generatora przyjęto strumień skojarzony wirnika równy znamionowemu. Moment zadany jest natomiast wyznaczany w układzie MPPT na podstawie aktualnej prędkości kątowej wału generatora  $\omega_G$ . W wyniku tak przebiegającej procedury otrzymano zależności (13). Umożliwiają one na dalszym etapie obliczeń wyznaczenie sterowania falownikiem.

$$(13) \quad i_{fd}^* = \frac{1}{L_m} \psi_r^* \quad \omega_r^* = \frac{2}{3p_b} R_r \frac{m_e^*}{|\psi_r^*|^2} \quad i_{fq}^* = \frac{2}{3p_b} \frac{L_r}{L_m} \frac{m_e^*}{\psi_r^*}$$

Na rysunku 8 przedstawiono algorytm sterowania falownikiem od strony generatora metodą IFOC na bazie zależności (13).

### Sterowanie przekształtnikiem sieciowym

Przekształtnik sieciowy bezpośrednio współpracuje z siecią elektroenergetyczną. Podstawowym jego zadaniem jest dostarczenie do sieci energii wytworzonej przez generator. Dzięki rozbudowanemu algorytmowi sterowania może on również pełnić funkcję kompensatora mocy biernej.



Rys.8. Schemat blokowy algorytmu sterowania generatorem indukcyjnym metodą IFOC

W ogólnym przypadku napięcie sieci może być bardzo odkształcone i zawierać wyższe harmoniczne o dużej amplitudzie. W badaniach symulacyjnych do napięcia sieci dodano dwie harmoniczne: 5h o wartości 5% i fazie  $30^0$  oraz 7h o wartości 3% i fazie  $-20^0$ . Warunkiem prawidłowej współpracy z siecią jest dobra synchronizacja układu sterowania z podstawową harmoniczną napięcia. Do realizacji tego celu wykorzystano algorytm pętli śledzenia fazy (ang. PLL). Dobra synchronizacja nie wystarczy jednak do tego, aby przy odkształconym napięciu sieci uzyskać prąd zbliżony do sinusoidalnego z niską zawartością wyższych harmonicznych. W celu realizacji powyższego zadania w algorytmie sterowania zastosowano predykcję. Ponieważ w układzie sprzężenia z siecią zastosowano jedynie dławiki, algorytm predykcji z modelem dał się opisać przy pomocy dwóch nieskomplikowanych równań wektorowych (14) [11].

$$(14) \quad \begin{aligned} \vec{u}_f[k+1] &= \vec{u}_s[k+1|k+2] + (\vec{i}_s[k+2] - A\vec{i}_s[k+1]) / B \\ \vec{i}_s[k+1] &= A\vec{i}_s[k] + B(\vec{u}_f[k] - \vec{u}_s[k|k+1]) \end{aligned}$$

gdzie:  $A = 1 - \exp(-T_s/T_e)$   $B = (1 - A)/R_s$   $T_e = L_s/R_s$

W równaniach wykorzystano uśrednioną wartość napięcia sieci oraz prądy z chwili pomiaru. Uśrednienie dotyczy połowy cyklu łączenia tranzystorów. We współczynnikach natomiast uwzględniono parametry układu sprzęgającego to jest indukcyjność filtra  $L_s$  i rezystancję  $R_s$ .

Wartości napięć sieci dla chwili  $[k+1]$  oraz  $[k+2]$  wyznaczone za pomocą sumowania (17) obróconych wektorów, podstawowej (15) i wyższych harmonicznych (16), napięcia wejściowego. Wielkość kąta obrotu składowego wektora wynika z wartości jego pulsacji  $\omega_{mh}$  i okresu próbkowania  $T_s$ .

$$(15) \quad \vec{u}_{sPllh}[k+n] = \vec{u}_{sPllh}[k] (\cos(nd\gamma_{Pllh}) + j \sin(nd\gamma_{Pllh}))$$

gdzie  $d\gamma_{Pllh} = 2PIf_{Pllh}T_s$   $n = 1, 2$

$$(16) \quad \vec{u}_{smh}[k+n] = \vec{u}_{smh}[k] (\cos(nd\gamma_{mh}) + j \sin(nd\gamma_{mh}))$$

gdzie  $d\gamma_{mh} = 2PIf_{mh}T_s$   $m = 5, 7, \dots$   $n = 1, 2$

$$(17) \quad \vec{u}_s[k+n] = \vec{u}_{sPllh}[k+n] + \sum_m \vec{u}_{smh}[k+n]$$

gdzie  $n = 1, 2$   $m = 5, 7, \dots$

Składowe prądów dla chwili  $[k+1]$  są natomiast wyznaczone na bazie predykcji z modelem obwodu sprzęgającego.

Do wyznaczenia zadanej wartości prądu wykorzystano definicje mocy chwilowych dla pierwszej harmonicznej podaną przez Hirofumi Akagiego (18) [11].

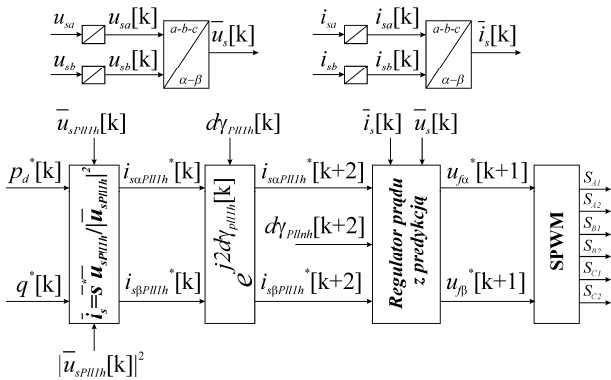
$$(18) \quad \begin{aligned} p^*[k] &= u_{s\alpha Pllh}[k] i_{s\alpha}^*[k] + u_{s\beta Pllh}[k] i_{s\beta}^*[k] \\ q^*[k] &= u_{s\beta Pllh}[k] i_{s\alpha}^*[k] - u_{s\alpha Pllh}[k] i_{s\beta}^*[k] \end{aligned}$$

Zadana wartość prądu w postaci składowych wyznaczana jest na podstawie zależności (18). Odnosi się ona do chwili aktualnej [k]. W zależnościach (14) wymagane są jednak prądy dla chwili [k+2]. Zakładając, że prąd sieciowy ma mieć przebieg sinusoidalny, można w prosty sposób uzyskać wymagane wielkości. W tym celu dokonuje się dwukrotnego obrotu wektora prądu zadanego, wyznaczonego dla chwili [k] o kąt wynikający z częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia sieci  $f_{P11h}$  i okresu próbkowania  $T_s$  (19).

$$(19) \quad \vec{i}_s^*[k+2] = \vec{i}_s^*[k] (\cos(2d\gamma_{P11h}) + j \sin(2d\gamma_{P11h}))$$

gdzie  $d\gamma_{P11h} = 2\pi f_{P11h} T_s$

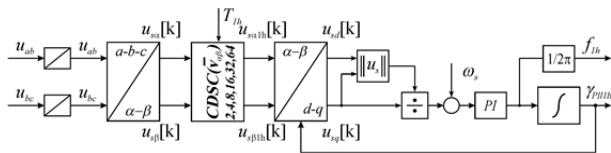
Na rysunku 9 przedstawiono schemat blokowy algorytmu sterowania przekształtnikiem sieciowym na bazie przedstawionych zależności.



Rys.9. Schemat blokowy algorytmu sterowania przekształtnikiem sieciowym

### Układ synchronizacji sterowania z napięciem sieci

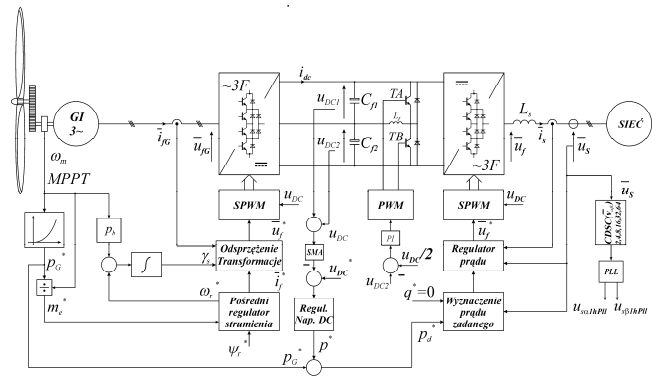
Jak już wcześniej wspomniano sterowanie przekształtnika, współpracującego z siecią, wymaga dokładnej synchronizacji z przebiegiem jej napięcia. W prezentowanym układzie symulacyjnym proces ten przebiega dwuetapowo. W pierwszym etapie następuje maksymalne wy tłumienie niepożądanych harmonicznych za pomocą układu kaskadowego (ang. CDSC) [13,14,15]. Cenną właściwością tego układu jest fakt, że nie wprowadza on, lub wprowadza w minimalnym stopniu, przesunięcia fazowe pierwszej harmonicznej przebiegu wejściowego. Drugi etap to już właściwa synchronizacja z podstawową harmoniczną przebiegu napięcia sieci. Na rysunku 10 przedstawiono zastosowany układ synchronizacji.



Rys.10. Schemat blokowy układu PLL – CDSC

### Układ elektrowni wiatrowej

Na rysunku 11 przedstawiono pełen schemat blokowy elektrowni wiatrowej współpracującej z siecią w układzie z falownikami trójpoziomymi. Sprężenie elektrowni z siecią zostało zredukowane do jednofazowych dławików. W obwodzie prądu stałego umieszczono dodatkowy układ symetryzacji napięć na kondensatorach  $C_{f1}$  i  $C_{f2}$ . Pomiędzy układami sterowania falownikiem maszynowym a sieciowym zastosowano sprzężenie 'do przodu' (ang. feedforward) dotyczące mocy. Przyśpiesza to procesy przejściowe w układzie przekształtników przy zmianach prędkości wiatru.



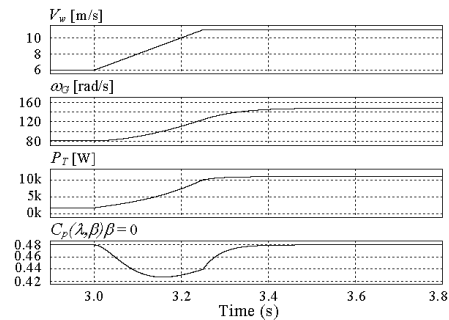
Rys.11. Elektrownia wiatrowa z generatorem indukcyjnym i przekształtnikiem AC/DC/AC na bazie falowników trójpoziomych

### Badania symulacyjne elektrowni wiatrowej

Badania symulacyjne układu przeprowadzono przy wykorzystaniu pakietu oprogramowania PSIM w wersji 8. Z oprogramowania do modelowania użyto wyłącznie bibliotecznych elementów obwodu głównego. Należą do nich: model silnika indukcyjnego, tranzystory, indukcyjności, pojemności i układy pomiaru prądów, napięć oraz prędkości. Cały algorytm sterowania został natomiast napisany w języku 'C'. Po skompilowaniu, w formie biblioteki dynamicznej \*.dll, dołączono go do programu głównego modelującego układ. Algorytm sterowania jest wywoływany z poziomu programu głównego co 50 us (20 kHz) podobnie jak to jest realizowane w układzie rzeczywistym w ramach obsługi przerwania. Częstotliwość łączenia kluczy tranzystorowych jest natomiast o połowę niższa i w badanym układzie wynosi 10 kHz.

Taki sposób postępowania został podyktowany faktem, że na etapie realizacji eksperymentalnej przebadany algorytm w łatwy sposób będzie można przenieść do Zestawu Startowego TMDSEZ28335 z procesorem zmiennoprzecinkowym TMS320F28335 Texas Instrument.

W trakcie badań symulacyjnych modelowano wiatr zmieniający się w granicach od 6 m/s do 11 m/s oraz 11 m/s do 6 m/s z fazami ustalonej wartości prędkości. Działanie układu dla scenariusza badań dotyczącego wzrostu siły wiatru przedstawiono na rysunkach 12÷15 a dla

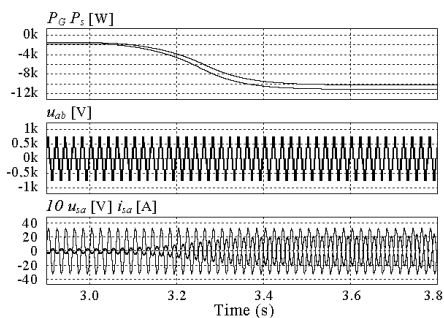


Rys.12. Przebieg zmian prędkości wiatru  $V_w$ , prędkości kątowej generatora  $\omega_g$ , mocy turbiny  $P_T$  i współczynnika mocy  $C_p(\lambda, \beta)$

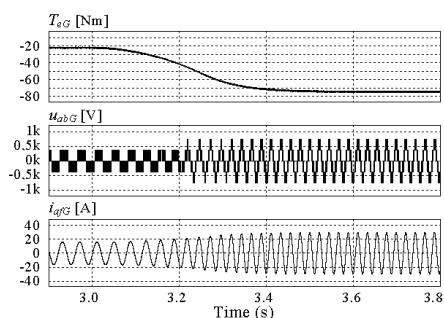
zmniejszenia na rysunkach 16÷19. Rysunki 12 i 16 przedstawiają założone przebiegi zmian prędkości wiatru  $V_w$ , odpowiadające im zmiany prędkości kątowych generatora  $\omega_g$ , mocy turbiny wiatrowej  $P_T$  i współczynnika mocy  $C_p(\lambda, \beta)$ . Obserwowany przebieg współczynnika mocy pozwala wnioskować o dobrej realizacji śledzenia punktu maksymalnej mocy w stanach ustalonych.

Rysunki 13 i 17 przedstawiają natomiast przebiegi mocy generatora  $P_G$  i mocy dostarczonej do sieci  $P_S$ . Na podstawie tych przebiegów obliczono sprawność układu, która dla ustalonej prędkości wiatru  $V_w = 11$  m/s wyniosła

~92%. Przebiegi napięcia międzyfazowego  $u_{ab}$  na wyjściu przekształtnika i prądu sieci  $i_{sa}$ , przy silnie odkształconym napięciu sieci  $u_{sa}$ , potwierdzają poprawną pracę układu w trakcie zmian prędkości wiatru.

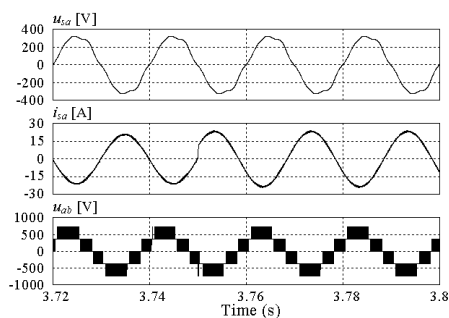


Rys.13. Przebiegi mocy generatora  $P_G$  i mocy dostarczonej do sieci  $P_s$ , napięcia przekształtnika sieciowego  $u_{ab}$  i prądu sieci  $i_{sa}$  przy zmianie prędkości wiatru



Rys.14. Przebiegi momentu  $T_{eG}$ , napięcia  $u_{abG}$ , i prądu  $i_{afG}$ , generatora przy zmianie prędkości wiatru od 6 m/s do 11 m/s

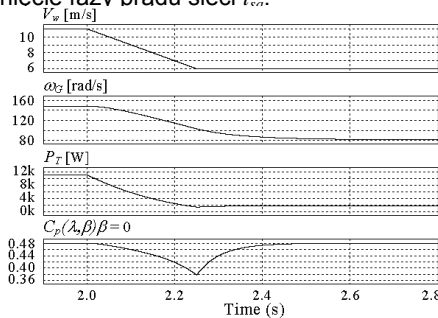
Rysunki 14 i 18 dotyczą przebiegów po stronie generatora indukcyjnego. W obu przypadkach obserwowana jest niezakłócona praca przekształtnika pomimo szerokiego zakresu zmian jego prędkości. Przy małej prędkości przekształtnik trójpoziomowy przechodzi bez zakłóceń do trybu dwupoziomowego.



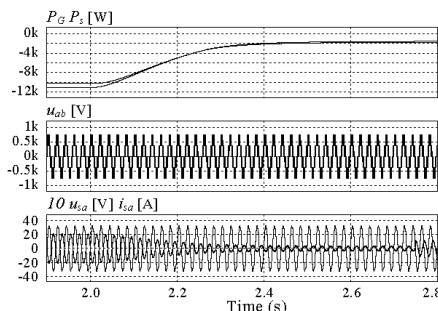
Rys.15. Przebiegi napięcia fazowego sieci  $u_{sa}$ , prądu sieci  $i_{sa}$  i napięcia międzyfazowego przekształtnika sieciowego  $u_{ab}$

Rysunki 15 i 19 przedstawiają szczegółowo przebiegi napięcia fazowego sieci  $u_{sa}$ , prądu sieci  $i_{sa}$  oraz napięcia międzyfazowego  $u_{ab}$  przekształtnika sieciowego. W pierwszym przypadku jest to stan ustalony pracy elektrowni wiatrowej przy prędkości wiatru 11 m/s w drugim 6 m/s z obciążeniami wynikającymi z działania układu MPPT. Dla pełnego zobrazowania możliwości układu dodatkowo w chwili 3,75 s w przekształtnikach zadano moc bierną  $Q = 5$  kVar. Pomimo silnego odkształcenia napięcia sieci prąd jest zbliżony do sinusoidalnego z niewielką zawartością wyższych harmonicznych na poziomie 2÷3%. W chwili zadawania mocy biernej w przebiegu napięcia pojawiają się

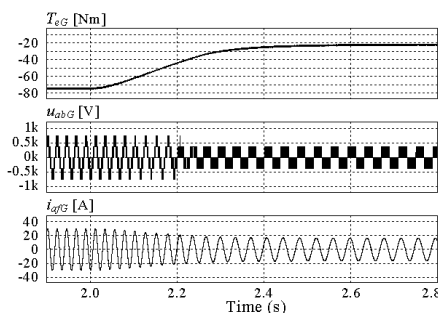
dotąd dodatkowe przełączenia powodujące natychmiastowe przesunięcie fazy prądu sieci  $i_{ca}$ .



Rys.16. Przebiegi zmian prędkości wiatru  $V_w$ , prędkości kątowej generatora  $\omega_g$ , mocy turbiny  $P_T$  i współczynnika mocy  $C_p(\lambda, \beta)$

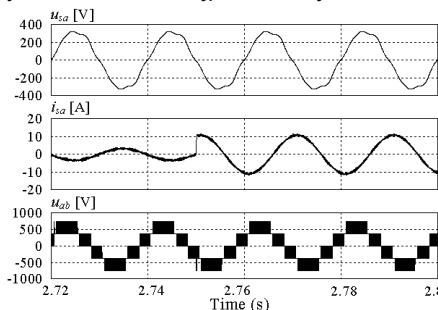


Rys.17. Przebiegi mocy generatora  $P_G$  i mocy dostarczonej do sieci  $P_s$ , napięcia przekształtnika sieciowego  $u_{ab}$  i prądu sieci  $i_{sa}$  przy zmianie prędkości wiatru od 11 m/s do 6 m/s



Rys.18. Przebiegi momentu  $T_{eG}$ , napięcia  $u_{abG}$ , i prądu  $i_{afG}$ , generatora przy zmianie prędkości wiatru od 11 m/s do 6 m/s

Na przedstawionych przebiegach można również zaobserwować poprawną pracę zaproponowanych uproszczonych modulatorów (rys.15, 19). Poprawnie pracuje również układ symetryzacji napięć w obwodzie napięcia stałego co objawia się brakiem asymetrii napięć wyjściowych falowników trójpoziomowych.



Rys.19. Przebiegi napięcia fazowego sieci  $u_{sa}$ , prądu sieci  $i_{sa}$  i napięcia międzyfazowego przekształtnika sieciowego  $u_{ab}$

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych zaobserwowano, że układ sterowania pracuje poprawnie zarówno przy wzroście jak i zmniejszeniu siły wiatru śledząc punkt maksymalnej mocy.

## Podsumowanie

Przedstawiona w artykule metoda sterowania przekształtnikiem AC/DC/AC, współpracującym z jednej strony z generatorem indukcyjnym a z drugiej z siecią elektroenergetyczną, zapewnia zbliżone do sinusoidalnych przebiegi prądów. Odnosi się to zarówno do strony generatora jak i sieci. Pomimo zasymulowanego dużego odkształcenia napięcia sieci (rys.15, 19) zawartość wyższych harmonicznych prądu jest na poziomie 2 do 3%. Zastosowane proste algorytmy modulatorów nie wymagają do obliczeń stosowania funkcji trygonometrycznych ani tablic. Redukuje to czas potrzebny do obliczania czasów załączeń tranzystorów falowników. Zastosowanie pełnego przetwarzania wytwarzanej energii rozszerza zastosowanie generatora indukcyjnego na zakres mniejszych prędkości wiatru. Realizacja śledzenia punktu maksymalnej mocy zapewnia natomiast maksymalne wykorzystanie możliwości generacyjnych silnika klatkowego przy aktualnych warunkach prędkości wiatru.

## Załącznik

Silnik indukcyjny (Generator)

BBC QV 160M4AA

$P_N = 11 \text{ kW}$ ,  $U_{1N} = 400 \text{ V(I-I)}$ ,  $I_{1N} = 22.5 \text{ A}$ ,  $f_{1N} = 50 \text{ Hz}$

$n_N = 1438 \text{ obr/min}$ ,  $\cos\phi = 0.83$ ,  $2p = 4$

Parametry silnika:

$R_s = 0.3223 \Omega$ ,  $L_{\sigma s} = 1.99 \text{ mH}$

$R_r = 0.4762 \Omega$ ,  $L_{\sigma r} = 3.4 \text{ mH}$

$L_m = 69.69 \text{ mH}$ ,  $J = 0.194 \text{ kgm}^2$

**Autor:** dr inż. Andrzej Kasprowicz, Akademia Morska w Gdyni, Katedra Automatyki Okrętowej, ul. Morska 83, 81-225 Gdynia, E-mail: [a.kasprowicz@we.am.gdynia.pl](mailto:a.kasprowicz@we.am.gdynia.pl)

## LITERATURA

- [1] Sikorski A., Kuźma A., Cooperation of induction squirrel-cage generator with grid connected AC/DC/AC converter, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences* 57 (4), 2009, 317-322.
- [2] Sikorski A., Korzeniewski M., Malinowski M., Przekształtnik AC/DC/AC w małej elektrowni wodnej, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, R. 87 Nr 6/2011, 97-100
- [3] Béchir B., Faouzi B., Gasmi M., Wind energy conversion system with full-scale power converter and squirrel cage induction generator, *International Journal of Physical Sciences*, Vol. 7(46), No 9, 2012, 6093-6104
- [4] Kot R., Rolak M., Malinowski M., Comparison of maximum peak Power cracking algorithms for a small wind turbine, *Mathematics and Computers in Simulation*, No 91, 2013, 29-40
- [5] Serhoud H., Benattous D., Maximal Wind Energy Tracing of Brushless Doubly-Fed Generator under Flux Oriented Vector Control, *International Journal of Renewable Energy Research*, Vol.2, No.2, 2012, 243-249
- [6] Koutroulis E., Kalaitzakis K., Design of Maximum Power Tracking System for Wind-Energy-Conversion Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No 2, 2006, 486-494
- [7] Aouzellag D., Ghedams K., Berkouk E. M., Power Control of a Variable Speed Wind Turbine Driving an DFIG, *Renewable Energies and Power Quality Journal*, Vol. 1, No. 4, 2006, 31-35
- [8] El-Sousy F. F. M., Orabi M., Godah H., Maximum Power Point Tracking Control Scheme for Grid Connected Variable Speed Wind Driven Self-Excited Induction Generator, *Journal of Power Electronics*, Vol. 6, No. 1, 2006, 52-66
- [9] Agarwal V., Aggarwal R.K., Patidar P., Patki Ch., A Novel Scheme for Rapid Tracking of Maximum Power Point in Wind Energy Generation Systems, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 25, No 1, 2010, 228-236
- [10] Strzelecki R., Szczepankowski P., Parchomiuk M., Grabarek M., Dwukierunkowy przekształtnik 4L-DC z aktywną regulacją napięć w obwodzie pośredniczącym, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, R. 88 Nr 12a/2012, 12-17
- [11] Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A., Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits, *Conf. Rec. IEEJ-IPEC*, (1983), 1375-1386.
- [12] Kasprowicz A., System stabilizacji napięcia i częstotliwości samowzbudnego generatora indukcyjnego, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, R. 92 Nr 12/2016, 296-301
- [13] Wang Y.F., Li Y. W., Analysis and Digital Implementation of Cascaded Delayed-Signal-Cancellation PLL, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No 4, 2011, 1067-1080
- [14] Bobrowska-Rafał M., Rafał K., Jasiński M., Kaźmierkowski M.P., Grid synchronization and symmetrical components extraction with PLL algorithm for grid connected power electronic converters – a review, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, Vol. 59, No. 4, 2011, 485-497
- [15] Wang Y.F., Li Y. W., Three-Phase Cascaded Delayed Signal Cancellation PLL for Fast Selective Harmonic Detection, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No 4, 2013, 1452-1463