

TŁUMIENIE OSCYLACJI STRUMIENIA MAGNETYCZNEGO I MOCY MASZYNY DWUSTRONNIE ZASILANEJ

THE FLUX AND POWER OSCILLATION DAMPING IN DOUBLY FED MACHINE

Abstract: The doubly fed machine (DFM) is useful as a generator in wind power plants and hydro-electric power stations, as well as a shaft generator on ships. However, small oscillations occur in almost each system with DFM independently of supply way if intermediate variables have been changed rapidly. The stator flux vector components form an oscillating system. Oscillations are very weak damped and may be transformed into transients of power. These ones can affect a work of other power sources and loads connected together with DFM to the same grid. The mentioned problem appeared in the literature sources several times. The effective damping methods consist in application of inverse feedbacks to correct properties of control systems with DFM. The former structure proposed by author includes the damping feedback with signals obtained from relationships of induction machine's mathematical model. This solution cannot be applied in practice due to big distortion of signals existing in damping feedback. Asymmetries of machine and inverter as well as non-linear characteristic of machine magnetic circuit are the most probable reasons of this distortion. The oscillations may be damped in the DFM control system if the feedback contains signals obtained by filtration of DFM's active and reactive power with the aid of band-pass filter applied for each component of the power. The structure of such system and investigation results are presented in the paper.

1. Wstęp

Maszynę dwustronnego zasilania (MDZ) można stosować w siłowniach wiatrowych i wodnych pracujących ze zmienną prędkością obrotową, jak również w okrętowym systemie elektroenergetycznym, wykorzystującym rezerwy mocy napędu głównego. W odróżnieniu od maszyn synchronicznych, na których w większości są oparte konwencjonalne systemy elektroenergetyczne, prędkość kątowna MDZ nie jest jednoznacznie powiązana z częstotliwością indukowanego napięcia, co znacznie ułatwia wybór napędu generatora. Charakterystyczną cechą sterowanej od strony wirnika MDZ jest występowanie słabo tłumionych oscylacji strumienia magnetycznego oraz czynnej i biernej mocy stojana. Oscylacje mogą mieć niekorzystny wpływ na pracę innych generatorów i odbiorników, szczególnie w systemach elektroenergetycznych małej mocy. Problem tłumienia szkodliwych oscylacji był poruszany w literaturze fachowej niejednokrotnie, m. in. [3, 4].

2. Struktura układu sterowania MDZ

Przebieg częstotliwości zasila w rozważanym układzie uzwojenie wirnika MDZ, natomiast uzwojenie stojana jest przyłączone do sieci (rys. 1). Prąd wirnika jest wielkością sterującą: jego amplituda i faza decydują o wartościach mocy czynnej i biernej oddawanej z obwodów stojana

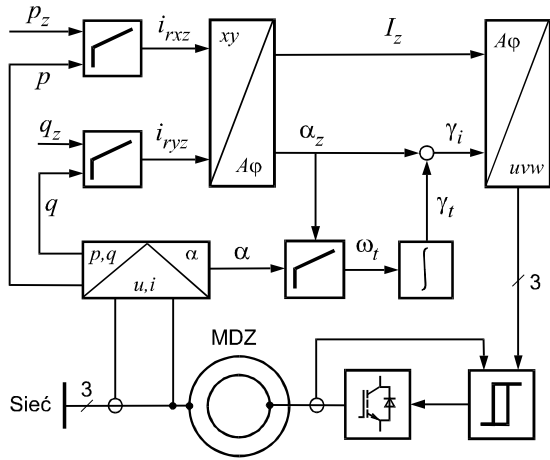
do sieci. Część wytworzonej w obwodach stojana energii jest dostarczana do przemiennika częstotliwości, zazwyczaj za pośrednictwem transformatora separująco-obniżającego.

Zawarty w przemienniku częstotliwości napięciowy falownik PWM jest wyposażony w zamknięte obwody regulacji prądu wyjściowego i wraz z MDZ tworzy obiekt regulacji. Prawidłową pracę generatorową MDZ w konwencjonalnym systemie elektroenergetycznym zapewniają regulatory czynnej i biernej mocy stojana, które sterują przemiennikiem częstotliwości.

Regulacja mocy czynnej i biernej w układzie współrzędnych wirującym z prędkością synchroniczną wiąże się z koniecznością transformacji wyjściowych sygnałów regulatorów do układu współrzędnych związanego z wirnikiem, w którym jest generowany prąd wirnika. Kąt położenia wirnika, potrzebny jako argument w zależnościach tej transformacji, przeważnie jest mierzony za pomocą przetwornika kodowego.

Opracowana przez autora struktura układu regulacji mocy MDZ, pracującego bez czujnika kąta położenia wirnika [1], pozwala na osiągnięcie podobnych właściwości jak w układzie z przetwornikiem kodowym. Podstawą do wyeliminowania przetwornika kodowego z układu regulacji mocy MDZ jest zastosowanie fazowego

sprężenia zwrotnego (pętla synchronizacji fazy, z ang. PLL).



Rys. 1. Układ regulacji mocy MDZ z zastosowaniem PLL do odtwarzania położenia wirnika

3. Dynamika sterowanej prądowo MDZ

Równania napięciowe sterowanej prądowo MDZ w ortogonalnym układzie współrzędnych x-y związanym z wektorem napięcia stojana (sieci) są następujące:

$$\frac{d\psi_{sx}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \psi_{sx} + \omega_s \psi_{sy} + \frac{R_s L_m}{L_s} i_{rx} + U_s \quad (1)$$

$$\frac{d\psi_{sy}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \psi_{sy} - \omega_s \psi_{sx} + \frac{R_s L_m}{L_s} i_{ry} \quad (2)$$

gdzie: składowe wektora strumienia stojana ψ_{sx} , ψ_{sy} są zmiennymi stanu, a składowe wektora prądu wirnika i_{rx} , i_{ry} są wielkościami sterującymi. Zmiany napięcia stojana U_s lub jego pulsacji ω_s należy traktować jako zakłócenia.

Równania (1-2) opisują obiekt, którego zmienne stanu oscylują po zmianie wielkości sterujących lub po wystąpieniu zakłócenia. Ze względu na stosunkowo małą wartość rezystancji stojana R_s , oscylacje te wykazują słabą skłonność do zanikania. Ponadto są one również obecne w przebiegach czynnej i biernej mocy stojana.

4. Tłumienie oscylacji MDZ

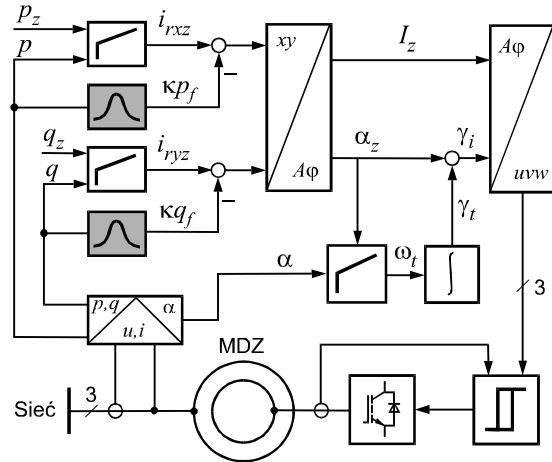
Skuteczna metoda tłumienia oscylacji polega na zastosowaniu w strukturze sterowania MDZ dodatkowych obwodów sprzężenia zwrotnego, modyfikujących wielkości sterujące. Proponowane początkowo przez autora [4] odsprężenie równań (1-2) za pomocą sygnałów:

$$v_x = L_s i_{sx} + L_m i_r \frac{-p}{\sqrt{p^2 + (q + q_0)^2}} \quad (3)$$

$$v_y = L_s i_{sy} + L_m i_r \frac{-(q + q_0)}{\sqrt{p^2 + (q + q_0)^2}} - \frac{U_s}{\omega_s} \quad (4)$$

gdzie p , q – czynna i bierna moc stojana, q_0 – moc bierna przy biegu jałowym maszyny, okazało się w praktycznych rozwiązaniach nieskuteczne, głównie z powodów niesymetrii maszyny i przekształtnika oraz nasycenia obwodu magnetycznego maszyny.

Zamiast sygnałów (3-4), należy zastosować w odsprężających obwodach układu sterowania odfiltrowane przebiegi mocy czynnej i biernej MDZ. Wykorzystane w tym celu filtry pasmo-wo-przepustowe są dostrojone do stałej częstotliwości oscylacji mocy. Zmodyfikowaną strukturę układu sterowania MDZ z zastosowaniem filtrów pasmo-wo-przepustowych pokazano na rys. 2.



Rys. 2. Układ sterowania MDZ tłumiący oscylacje

Celem zastosowania filtrów pasmo-wo-przepustowych w obwodach sprzężenia zwrotnego jest wyeliminowanie składowej stałej występującej w przebiegach mocy czynnej i biernej oraz składowej wysokoczęstotliwościowej pochodzącej od przekształtnika. Odfiltrowane przebiegi p_f mocy czynnej i q_f mocy biernej są wzmacnione κ razy w celu uzyskania dostatecznej skuteczności tłumienia oscylacji i modyfikują zadane wielkości sterujące i_{rxz} , i_{ryz} .

5. Sterowanie MDZ w układzie eksperymentalnym

Do badań eksperymentalnych wykorzystano maszynę pierścieniową o mocy znamionowej 1,1 kW, napędzaną obcowzbudnym silnikiem prądu stałego o regulowanym napięciu twornika. W układzie eksperymentalnym zarówno prędkość obrotowa, jak i prąd twornika silnika prądu stałego nie były objęte regulacją, a zatem zmienność prędkości obrotowej napędu przebiegała zgodnie z jego charakterystyką zewnętrzną, w zależności od stopnia obciążenia MDZ mocą czynną. Sterowanie MDZ za pośrednictwem falownika zrealizowano zgodnie ze schematem na rysunku 1, w oparciu o system mikroprocesorowy.

Do zadań systemu mikroprocesorowego należy między innymi okresowe odczytywanie mierzonych wielkości z przetworników a/c, obliczanie i sterowanie czynną i bierną mocą oddawaną do sieci, odtwarzanie kąta położenia wirnika, transformacja wektorów wielkości i sterowań. Składowe wektora prądu stojana, mierzone za pomocą a/c, są transformowane z układu trójfazowego do nieruchomego, to jest związanego ze stojaniem, układu współrzędnych prostokątnych. Do tego celu wykorzystano zależności:

$$i_{\alpha} = -(i_b - i_c) / \sqrt{3} \quad (5)$$

$$i_{\beta} = -i_b - i_c \quad (6)$$

Zależności wykorzystane do obliczenia składowych wektora prądu wirnika są analogiczne. Składowe wektora napięcia stojana są odtwarzane przy użyciu impulsowej pętli fazowej [5]. Poniższe zależności pozwalają obliczyć czynną i bierną moc chwilową:

$$p = u_{\alpha} i_{\alpha} + u_{\beta} i_{\beta} \quad (7)$$

$$q = u_{\alpha} i_{\beta} - u_{\beta} i_{\alpha} \quad (8)$$

Regulatory mocy czynnej i biernej oraz kąta fazowego α sterują układem zgodnie z algorytmem:

$$\varepsilon = x_z - x \quad (9)$$

$$I_{(j)} = I_{(j-1)} + \varepsilon h \quad (10)$$

$$v_c = k_{c1} \varepsilon + k_{c2} I_{(j)} \quad (11)$$

gdzie v_c jest sygnałem wyjściowym z regulatora,

k_{c1} , k_{c2} – stałe współczynniki, ε – błąd regulacji, x , x_z – wielkość regulowana oraz jej wartość zadana, h – krok całkowania, $j = 1, 2, 3, \dots$

Występujące w odprzegających obwodach sygnały p_f , q_f są uzyskiwane w wyniku filtracji mocy czynnej p i biernej q MDZ za pomocą filtrów pasmowo-przepustowych. Poniższe równanie różniczkowe drugiego rzędu opisuje każdy z dwóch filtrów użytych w układzie:

$$a_2 \frac{d^2 v_f}{dt^2} + a_1 \frac{dv_f}{dt} + a_0 v_f = b_1 \frac{dx}{dt} \quad (12)$$

gdzie v_f jest sygnałem wyjściowym z filtra, a_2 , a_1 , a_0 , b_1 – stałe współczynniki, x – sygnał wejściowy. Algorytm tych filtrów realizowany w systemie mikroprocesorowym jest następujący:

$$v_{f(j)} = v_{f(j-1)} + k_1 x - k_2 v_{f(j-1)} - k_3 I_{f(j)} \quad (13)$$

$$I_{f(j)} = I_{f(j-1)} + v_{f(j)} \quad (14)$$

gdzie k_1 , k_2 , k_3 – stałe współczynniki, przy czym $k_1 < k_2 < k_3 < 1$.

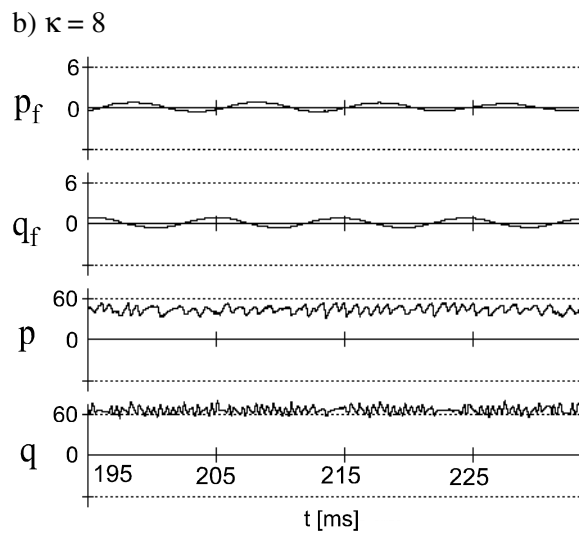
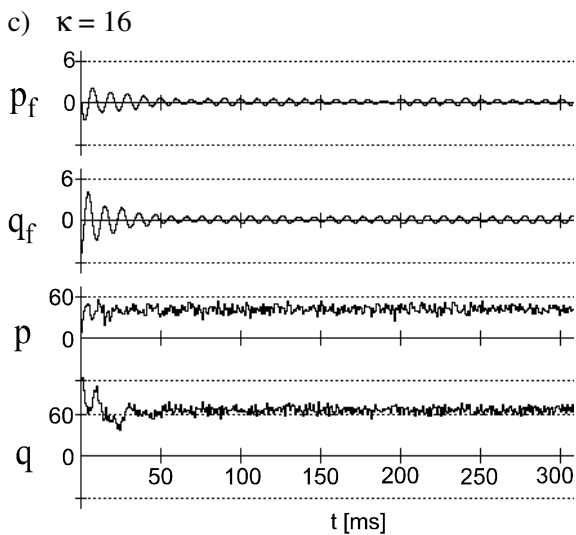
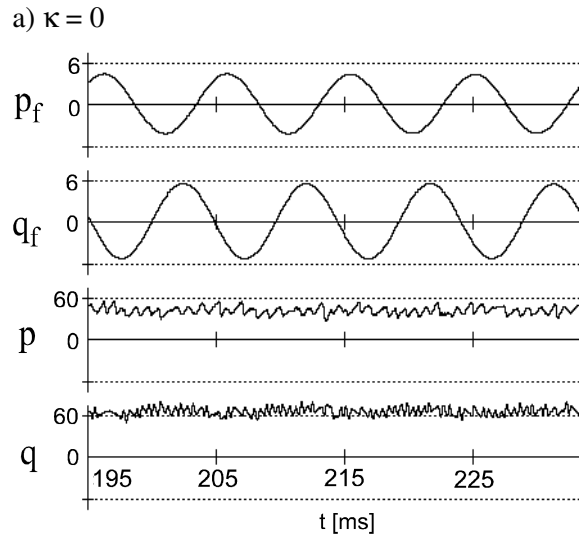
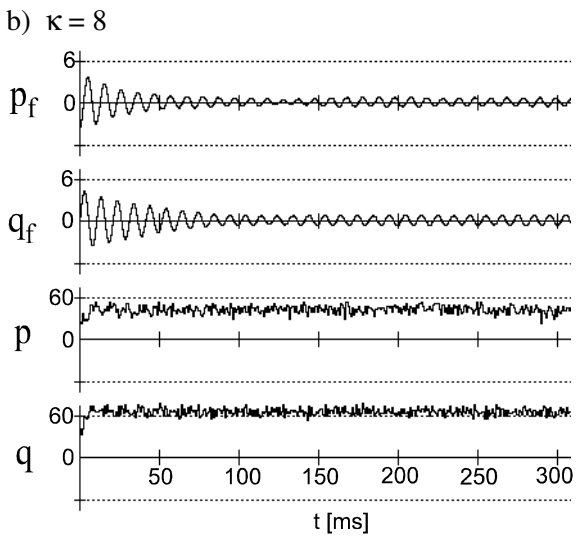
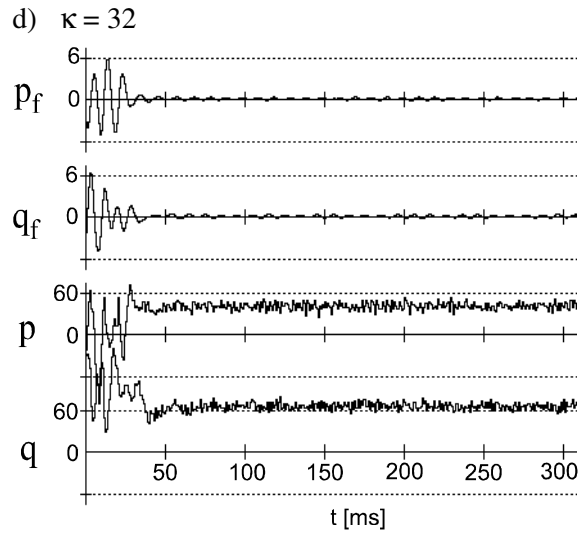
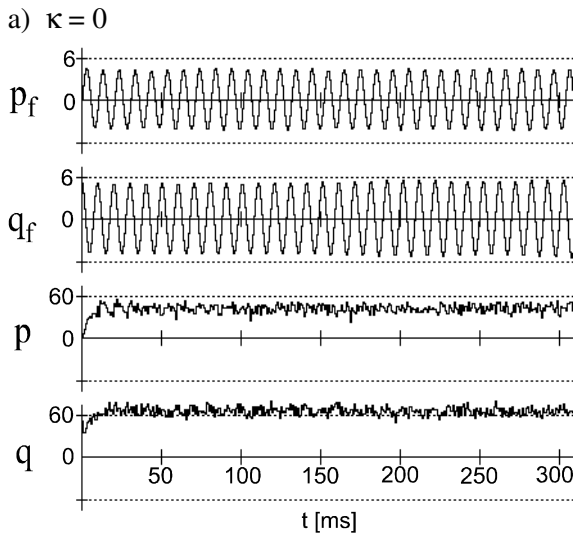
Zmodyfikowane przez κp_f , κq_f zadane wielkości sterujące i_{rxz} , i_{ryz} są transformowane z układu współrzędnych x-y wirującego z prędkością synchroniczną do układu biegunowego, a następnie do układu trójfazowego u, v, w związanego z wirnikiem. Wartości trygonometrycznych funkcji i kofunkcji występujących w zależnościach transformacji są umieszczone w postaci tablic w pamięci mikroprocesorowej. Odtworzona w wyniku zastosowania PLL prędkość kątowa wirnika ω_t jest całkowana numerycznie:

$$\gamma_{t(j)} = \gamma_{t(j-1)} + \omega_t h \quad (15)$$

a otrzymany w ten sposób kąt położenia wirnika γ_t jest dodany do zadanego kąta fazowego α_z i steruje przekształtnikiem.

6. Wyniki badań

Testowano skuteczność obwodów odprzegających, zastosowanych w proponowanej strukturze, dla kilku wartości współczynnika κ . Zarejestrowano przebiegi mocy p , q oraz odfiltrowanych wielkości p_f , q_f od chwili włączenia układu (rys. 3, 4). Zmienne na osiach rzędnych są wyrażone w procentach znamionowej mocy pozornej MDZ, natomiast czas podano w milisekundach.

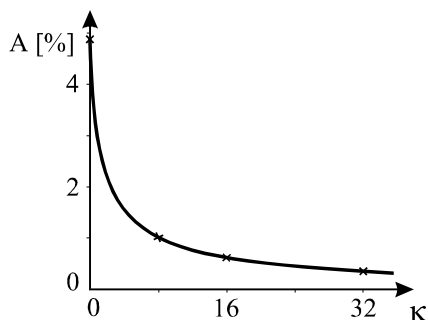


Rys. 3. Przebiegi czasowe w układzie tłumiącym z rys. 2, dla różnych wartości parametru κ

Rys. 4. Przebiegi czasowe w układzie tłumiącym z rys. 2, w krótkim przedziale czasu

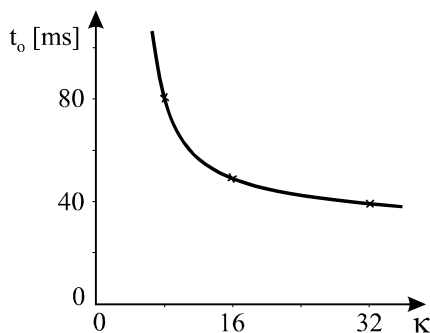
7. Dyskusja wyników

Do przeprowadzenia dyskusji uzyskanych wyników badań pomocne będą charakterystyki amplitudy oscylacji po ich stłumieniu oraz czasu tłumienia oscylacji w zależności od współczynnika κ , wykreślone w oparciu o uzyskane przebiegi czasowe.



Rys. 5. Średnia amplituda oscylacji mocy po ich stłumieniu w zależności od współczynnika κ , przy czym $\kappa = 0$ oznacza brak tłumienia

Posługując się charakterystyką na rysunku 5 można porównać wartości amplitud oscylacji po zakończeniu procesu tłumienia, dla różnych wartości współczynnika κ . Należy zauważyć, że skuteczność tłumienia wzrasta ze wzrostem wartości tego współczynnika. Oscylacje praktycznie nie są tłumione w układzie z otwartymi obwodami odprzegajającymi ($\kappa = 0$). Dla $\kappa = 8, 16, 32$ amplituda oscylacji po ich stłumieniu jest mniejsza niż 1%, lecz oscylacje całkowicie nie zanikają.



Rys. 6. Orientacyjny czas potrzebny na stłumienie oscylacji w zależności od współczynnika κ

Korzystając z charakterystyki na rysunku 6 można porównać czasy potrzebne na częściowe stłumienie oscylacji. Przy wyższych wartościach κ , z powodu coraz silniejszych

deformacji przebiegów mocy, czas tłumienia oscylacji maleje nieznacznie ze wzrostem κ . Dalsze zwiększanie tego współczynnika prowadzi do wydłużenia czasu tłumienia oscylacji, a w konsekwencji do utraty stabilności przez układ. Optymalne właściwości układu tłumiącego uzyskuje się zatem dla $\kappa = 8$.

8. Wnioski

Amplituda oscylacji mocy czynnej i biernej MDZ w badanym układzie, zawierającym maszynę małej mocy, przy braku sprzężeń tłumiących stanowi ok. 5% nominalnej mocy pozornej maszyny. Oscylacje mogą się przyczyniać do pogorszenia stabilności systemu elektroenergetycznego. Zaproponowano nową strukturę układu sterowania MDZ, w której zastosowano dodatkowe obwody sprzężeń zwrotnych w celu wytłumienia oscylacji. Zawarte w pętlach odprzegajających sygnały pochodzą z filtracji czynnej i biernej mocy stojana MDZ. Skuteczność tłumienia oscylacji w badanym układzie zależy od współczynnika wzmocnienia κ odfiltrowanych sygnałów, lecz nadmierne zwiększanie tego współczynnika może destabilizować układ. Zaproponowana struktura jest nieskomplikowana i nie wymaga dużych mocy obliczeniowych.

9. Literatura

- [1]. Popena A.: *Analiza i badanie bezczujnikowego układu sterowania pracą prądnicową maszyny dwustronnie zasilanej*. Miesięcznik Gospodarka Paliwami i Energią” nr 9-10/2004, Oficyna Wyd. Energia, s. 24-27
- [2]. Krzemiński Z., Popena A., Ladach P., Melcer M.: *Sensorless control system of double fed induction machine with predictive current controller*. Proceedings of Int. Conf. EPE 2001, Graz – Austria (on CD-ROM)
- [3]. Krzemiński Z.: *Cyfrowe sterowanie maszynami asynchronicznymi*. PAN, Komitet Elektrotechniki, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej 2001
- [4]. Popena A.: *Stany nieustalone i stabilność wybranych układów sterowania maszyny asynchronicznej dwustronnie zasilanej*. Rozprawa doktorska, Politechnika Gdańska 1999
- [5]. Popena A.: *Pętla synchronizacji fazowej nie tylko w radiotechnice*. Konferencja „Modelowanie i Symulacja MiS”. Zakopane – Kościelisko, 2000.