

Marek BRODZKI

Marian PASKO

Magdalena UMIŃSKA-BORTLICZEK

Janusz WALCZAK

PROPOZYCJA NOWEGO WSKAŹNIKA JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ DLA UKŁADÓW DWUZACISKOWYCH Z PRZEBIEGAMI ODKSZTAŁCONYMI

Streszczenie. W pracy zdefiniowano nowy wskaźnik jakości prądów odkształconych dla odbiorników dwuzaciskowych. Wskaźnik ten ustala zadany kompromis pomiędzy oceną własności energetycznych (strat mocy czynnej na doprowadzeniu do odbiornika) i odkształceń przebiegu prądu (zawartością wyższych harmonicznych). Proponowany wskaźnik określono jako kwadrat normy odpowiednio zdefiniowanej przestrzeni Sobolewa. Minimalizacja tego wskaźnika jakości przy ograniczeniu równościowym na moc czynną dostarczaną do odbiornika umożliwia wyróżnienie składowej prądu odbiornika, odpowiedzialnej za całkowity przesył mocy czynnej do rozpatrywanego odbiornika.

1. Wstęp

Problematyka obejmująca zagadnienia energetyczne obwodów z przebiegami odkształconymi wiąże się ściśle z różnymi definicjami wskaźników jakości energii elektrycznej oraz możliwościami ich minimalizacji.

Dotychczasowe prace z elektrotechniki teoretycznej [3], [4], [8], [9], [10] dotyczyły wskaźników energii elektrycznej o charakterze energetycznym. Wskaźniki te dotyczą prądów odbiornika i umożliwiają ocenę strat mocy czynnej na doprowadzeniach do odbiorników, tak jednofazowych, jak i wielofazowych. Techniczne warunki określające jakość energii elektrycznej = energetyce zawołowej dotyczą właściwości energetycznych obwodu lub też cech jakościowych (odkształceń przebiegów elektrycznych prądu i napięcia) [5], [7], [11], [12], [13], [14], [17].

Brak jest wskaźników jakości przebiegów odkształconych ujmujących równocześnie ich właściwości energetyczne i jakościowe.

Korzystne będzie wprowadzenie wskaźnika jakości przebiegów odkształconych, który umożliwiłby równoczesną ocenę właściwości energetycznych i ocenę odkształceń przebiegów oraz umożliwiłby ustalenie zadanego kompromisu między wymienionymi ocenami.

Wydaje się, że wskaźnik taki można by zaproponować w postaci wzoru:

$$\frac{J}{S} = \sqrt{\sum_{r=0}^l \alpha_r \frac{1}{T} \int_0^T (i^{(r)}(t))^2 dt.} \quad (1)$$

gdzie:

- α_r - współczynniki wagi ustalające kompromis pomiędzy oceną właściwości energetycznych i jakościowych funkcji prądu i ,
 $i^{(r)}$ - r -ta pochodna funkcji prądu względem zmiennej czasu t ,
 $r \in \{0, 1, 2, \dots, l\}$.

Pierwszy składnik wzoru (1) dla $r=0$ jest proporcjonalny do strat mocy czynnej na doprowadzeniu do odbiornika. Pozostałe składniki wzoru (1) ($r > 0$) ujmują cechy jakościowe (odkształcenia) funkcji prądu, ponieważ wyższe pochodne funkcji prądu uwypuklają silnie wpływ odkształceń wyższych harmonicznych w tym prądzie.

Całkowa postać wprowadzonego wskaźnika jakości (1) ma dodatkowo zaletę z punktu widzenia metrologicznego, gdyż - jak wiadomo - pomiarowe rozróżnienie dwóch wielkości różniących się na zbiorze miary zero jest niemożliwe.

Konstrukcja zaproponowanego w sposób intuicyjny wskaźnika jakości (1) wymaga uzasadnienia, co uczyniono poniżej.

2. Konstrukcja przestrzeni Sobolewa

Oznaczmy przez $W_{2,\alpha}^1(0;T)$ zbiór prądów (napięć) opisanych funkcjami rzeczywistymi zmiennej rzeczywistej (czasu).

Przyjmujemy w dalszym ciągu, że funkcje prądu oraz funkcje napięcia jako elementy zbioru $W_{2,\alpha}^1(0;T)$ są pozbawione wymiarów fizycznych, można je więc traktować jako elementy tego samego zbioru [2].

Funkcje te winny spełniać warunki:

- winny być funkcjami okresowymi o tym samym okresie T ,
- posiadać na przedziale $\langle 0;T \rangle$ prawie wszędzie pochodne (rozumiane w sensie klasycznym) do rzędu l -tego włącznie,
- być mierzalne w sensie Lebesgue'a na przedziale $\langle 0;T \rangle$,
- posiadać całkowalny kwadrat w sensie Lebesgue'a,
- ich pochodne do rzędu l -tego włącznie winny spełniać wyżej wymienione warunki.

Ściśle biorąc, elementami zbioru $W_{2,\alpha}^1(0;T)$ są klasy funkcji:

- różniących się na zbiorach miary zero,
- takich, że ich pochodne do rzędu l -tego włącznie różnią się na zbiorach miary zero.

W celu uproszczenia zapisów wzorów, operując właściwie klasami funkcji, do ich zapisu używać będziemy tego samego symbolu, który określa daną funkcję.

Zbiorowi $\underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T)$ nadajemy strukturę przestrzeni liniowej nad ciałem liczb rzeczywistych R_c definiując w nim działania:

- dodawania "+" funkcji

$$f + g \in \underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T), \quad \text{gdy } f, g \in \underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T) \quad (2)$$

- mnożenia "." przez liczby rzeczywiste

$$c \cdot f = cf \in \underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T), \quad \text{gdy } f \in \underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T); \quad c \in R. \quad (3)$$

Można wykazać, że działania dodawania "+" i mnożenia "." są wewnętrzne w zbiorze $\underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T)$, tak więc uporządkowana czwórka $(\underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T), R_c, +, \cdot)$ tworzy przestrzeń liniową nad ciałem liczb rzeczywistych R_c . W przestrzeni liniowej $(\underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T), R_c, +, \cdot)$, wprowadzamy operator iloczynu skalarnego zgodnie ze wzorem:

$$(\cdot | \cdot)_w : \underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T) \times \underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T) \longrightarrow R, \quad (4)$$

gdzie:

$$(f | g)_w = \sum_{k=0}^1 \alpha_k \frac{1}{T} \int_0^T f^{(k)}(t) g^{(k)}(t) dt \quad (5)$$

$$f, g \in \underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T); \quad \alpha_k \geq 0 \quad \text{dla } k \geq 1; \quad \alpha_0 > 0;$$

$$f^{(k)}, g^{(k)} - k\text{-te pochodne funkcji } f, g,$$

$$f^{(0)} = f; \quad g^{(0)} = g.$$

Tak więc uporządkowana para $(\underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T), R_c, +, \cdot, (\cdot | \cdot)_w)$ tworzy przestrzeń unitarną, którą oznaczamy przez $\underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T)$.

W wymienionej przestrzeni liniowej operator określony wzorem (4) indukuje normę:

$$\| \cdot \|_w : \underline{W}_{2,\alpha}^1(0;T) \longrightarrow R; \quad (6)$$

gdzie:

$$\| f \|_w = \sqrt{\sum_{k=0}^1 \alpha_k \frac{1}{T} \int_0^T (f^{(k)}(t))^2 dt}. \quad (7)$$

Zupełność przestrzeni $W_{2,\alpha}^1(0;T)$ wykazuje się w sposób podobny jak dla klasycznych przestrzeni Sobolewa (dla $\alpha = 1$) [1].

Można sprawdzić, że zbiór elementów określonych wzorem:

$$\{e_k\} = \{\Delta_0, \Delta_1 \sqrt{2} \cos \omega(\cdot), \Delta_1 \sqrt{2} \sin \omega(\cdot), \dots, \\ \Delta_k \sqrt{2} \cos k\omega(\cdot), \Delta_k \sqrt{2} \sin k\omega(\cdot), \dots\} \quad (3)$$

gdzie:

$$\Delta_k = (\sqrt{\alpha_0 + \alpha_1(k\omega)^2 + \alpha_2(k\omega)^4 + \dots + \alpha_l(k\omega)^{2l}})^{-1}, \quad (9) \\ \omega = \frac{2\pi}{T},$$

1 - maksymalny rząd pochodnej występującej w normie przestrzeni $W_{2,\alpha}^1(0;T)$, stanowi bazę (układ ortonormalny) przestrzeni $W_{2,\alpha}^1(0;T)$, a więc dowolny element $f \in W_{2,\alpha}^1(0;T)$ tej przestrzeni można przedstawić w postaci szeregu Fouriera:

$$f = \sum_{k=0}^{\infty} (f|e_k)_W \cdot e_k, \quad (10)$$

zbieżnego w sensie normy przestrzeni $W_{2,\alpha}^1(0;T)$ do funkcji f .

Wprowadzając metodę symboliczną, wzór (10) można zapisać w postaci:

$$f = F_0 \Delta_0 + \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{k=1}^{\infty} F_k \Delta_k \exp(jk\omega(\cdot)), \quad (11)$$

gdzie:

$$F_k = \frac{1}{\Delta_k} \frac{\sqrt{2}}{T} \int_0^T f(t) \exp(-jk\omega t) dt \quad (12)$$

$$F_0 = \frac{1}{\Delta_0} \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt. \quad (13)$$

Z uwagi że $W_{2,\alpha}^1(0;T) \subset L_2(0;T)$, to każdy element $f \in W_{2,\alpha}^1(0;T)$ posiada w przestrzeni $L_2(0;T)$ rozwinięcie w szereg Fouriera określone wzorem:

$$f = F_0 + \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{k=1}^{\infty} F_k \exp(jk\omega(.)), \quad (14)$$

gdzie:

$$F_k = \frac{\sqrt{2}}{T} \int_0^T f(t) \exp(-jk\omega t) dt \quad (15)$$

$$F_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt. \quad (16)$$

Z porównania wzorów (12) i (15) uzyskujemy zależność pomiędzy współczynnikami szeregu Fouriera funkcji f w przestrzeniach $W_{2,\alpha}^1(0;T)$, $L_2(0;T)$:

$$F_{s_k} = \frac{1}{\Delta_k} F_k = \nabla_k F_k; \quad \nabla_k = \frac{1}{\Delta_k} \quad (17)$$

Na podstawie wzoru Parsevala:

$$\|f\|_W = \sum_{k=0}^{\infty} (f|_{s_k})_W^2 = \sum_{k=0}^{\infty} F_{s_k}^2, \quad (18)$$

oraz prostych przekształceń można wykazać wzory [5]

$$(f|g)_W = \operatorname{Re} \sum_{k=0}^{\infty} F_{s_k} G_{s_k}^*, \quad (19)$$

$$(f|g)_{L_2} = \operatorname{Re} \sum_{k=0}^{\infty} F_k G_k^*, \quad (20)$$

$$(f|g)_W = \operatorname{Re} \sum_{k=0}^{\infty} \nabla_k^2 F_k G_k^*, \quad (21)$$

gdzie:

F_{S_k}, G_{S_k} określa wzór (12),

F_{R_k}, G_{R_k} określa wzór (15).

Symbol G_k^* oznacza liczbę zespoloną sprzężoną z liczbą G_k .

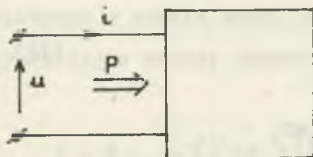
Wzory (19), (20), (21) zapisane dla funkcji $f, g \in W_{2,\alpha}^1(0;T)$ są oczywiście słuszne dla dowolnych funkcji prądu i napięcia spełniających warunki podane na początku rozdziału i należące do przestrzeni $W_{2,\alpha}^1(0;T)$.

Należy zauważyć, że zaproponowany we wstępie pracy wskaźnik jakości (7) (por. (1)) stanowi kwadrat normy skonstruowanej powyżej przestrzeni Sobolewa.

3. Minimalizacja wskaźnika jakości

Założmy, że funkcje prądu i oraz napięcia u odbiornika jednofazowego przedstawionego na rys. 1 należą do przestrzeni $W_{2,\alpha}^1(0;T)$ oraz, że odbiornik znajduje się w jednym stanie prądowo-napięciowym i jest opisany ciągiem admitancji:

$$Y_k = G_k + j B_k, \quad k \in \{0, 1, 2, \dots\}. \quad (22)$$



Przyjmujemy ponadto, że moc czynna P doprowadzana do odbiornika jest stała i równa wartości zadanej.

Sformalizujmy następujący problem optymalizacyjny.

Wyznaczyć minimum funkcjonału:

$$\text{Rys. 1} \quad \text{Fig. 1} \quad (\|i\|_w)^2, \quad (23)$$

przy ograniczeniu równościowym stwierdzającym, że moc czynna doprowadzona do odbiornika winna być stała i równa wartości zadanej P :

$$P - (u|i)_{L_2} = 0. \quad (24)$$

Funkcjonał Lagrange'a dla omawianego problemu posiada postać:

$$L(i, \lambda) = (\|i\|_w)^2 - \lambda((u|i)_{L_2} - P). \quad (25)$$

Ponieważ przyporządkowanie funkcjom omawianej przestrzeni Sobolewa ich współczynników Fouriera jest bijekcją, więc problem optymalizacyjny możemy przenieść z przestrzeni $W_{2,\alpha}^1(0;T)$ do przestrzeni l^2 operując funkcjonalami.

Wyznaczyć minimum funkcji α względem zmiennych A_k, B_k, λ określonej wzorem:

$$\alpha((A_k), (B_k), \lambda) = \sum_{k=0}^{\infty} \nabla_k^2 (A_k^2 + B_k^2) - \lambda \left(\sum_{k=0}^{\infty} (A_k C_k + B_k D_k) - P \right), \quad (26)$$

gdzie:

$$I_k = A_k - jB_k = \frac{\sqrt{2}}{T} \int_0^T i(t) \exp(-jk\omega t) dt, \quad (27)$$

$$U_k = C_k - jD_k = \frac{\sqrt{2}}{T} \int_0^T u(t) \exp(-jk t) dt, \quad k \geq 1. \quad (28)$$

Z twierdzenia Lusternika [15], [18], określającego warunki konieczne istnienia ekstremum warunkowego, wynika, że warunki te są zawsze spełnione, jeśli tylko wszystkie współczynniki U_k funkcji napięcia u są różne od zera.

Wykorzystując wymienione twierdzenie, uzyskujemy:

$$2\nabla_k^2 A_k - \lambda C_k = 0, \quad (29)$$

$$2\nabla_k^2 B_k - \lambda D_k = 0, \quad (30)$$

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} (A_k C_k + B_k D_k), \quad (31)$$

$$k \in \{1, 2, \dots\}; \quad B_0 = D_0 = 0; \quad \lambda \in \mathbb{R}.$$

Można wykazać, że warunki wystarczające istnienia minimum funkcji (26) są spełnione [18].

Po przekształceniach wzorów (29-31) uzyskujemy:

$$P = \frac{P}{\sum_{k=0}^{\infty} \frac{C_k^2 + D_k^2}{2 \nabla_k^2}} = \frac{P}{\sum_{k=0}^{\infty} \frac{|U_k|^2}{2 \nabla_k^2}}, \quad (32)$$

oraz

$$A_k - jB_k = \frac{P}{\nabla_k^2 \sum_{h=0}^{\infty} \frac{G_h^2 + D_h^2}{\nabla_h^2}} (C_k - jD_k) = I_k. \quad (33)$$

czyli

$$I_k = a_{\mathcal{S}k} I_k = A_k - jB_k = G_{\mathcal{S}k} (C_k - jD_k) = G_{\mathcal{S}k} U_k, \quad (34)$$

gdzie:

$$G_{\mathcal{S}k} = \frac{P}{\nabla_k^2 \sum_{h=0}^{\infty} \frac{G_h^2 + D_h^2}{\nabla_h^2}} = \frac{P}{\nabla_k^2 \sum_{h=0}^{\infty} \left(\frac{|U_h|^2}{\nabla_h^2} \right)} \quad (35)$$

Wielkość $G_{\mathcal{S}k}$ określona wzorem (35) nazwiemy konduktancją zastępczą k-tej harmonicznej $\mathcal{S}j$.

Minimum funkcjonału (23), przy warunku (24), wystąpi wtedy, gdy prąd zawierać będzie wyłącznie składowe $a_{\mathcal{S}k} I_k$ transportujące moce czynne P wydzielające się na konduktancjach zastępczych $G_{\mathcal{S}k}$. Ze wzoru (34) wynika, że poszczególne harmoniczne prądu $a_{\mathcal{S}k} I_k$ oraz napięcia U_k są proporcjonalne, natomiast funkcje u , $a_{\mathcal{S}k}^i$ [5] nie są proporcjonalne, jak to było w przypadku przestrzeni $L_2(0;T)$ [3], [4], [9].

Prąd aktywny określony wzorem:

$$\begin{aligned} a_{\mathcal{S}}^i &= a_{\mathcal{S}0} I_0 \nabla_0 + \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{k=1}^{\infty} \nabla_k U_k G_{\mathcal{S}k} \exp(jk\omega(\cdot)) = \\ &= a_{\mathcal{S}0} I_0 + \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{k=1}^{\infty} U_k G_{\mathcal{S}k} \exp(jk\omega(\cdot)) \end{aligned} \quad (36)$$

stanowi element minimalizujący funkcjonał $(\| \cdot \|_w)^2$.

Ponadto na podstawie wzoru (36) mamy:

$$(u | a_{\mathcal{S}}^i)_{L_2} = \operatorname{Re} \sum_{k=0}^{\infty} U_k (G_{\mathcal{S}k} U_k)^* = \sum_{k=0}^{\infty} G_{\mathcal{S}k} |U_k|^2 = P, \quad (37)$$

a więc prąd $a_{\mathcal{S}}^i$ transportuje całkowitą moc czynną do odbiornika.

Rozkład widmowy mocy czynnej transportowanej przez poszczególne harmoniczne funkcji prądu a_s^i (minimalizującego funkcjonal (25)) zasadniczo różni się od rozkładu widmowego mocy transportowanej przez prąd a^i będący elementem minimalizującym funkcjonal [4], [9]:

$$\left(\left\| \left\| I_{L_2} \right\| \right\|^2 \right).$$

Widmo mocy czynnej transportowanej przez prąd a^i jest proporcjonalne do widma kwadratu napięcia zasilającego odbiornik, natomiast moc czynna transportowana przez pierwszą harmoniczną prądu a^i jest zawsze większa (przy założeniu, że przebieg napięcia u jest odkształcony i nie zawiera składowej stałej) od mocy czynnej transportowanej przez pierwszą harmoniczną prądu a^i ; wynika to z nierówności:

$$G_e^1 > G_e$$

gdzie:

$$G_e = \frac{P}{\left(\left\| u \right\| \left\| I_{L_2} \right\| \right)^2}, \text{ a } G_e^k \text{ określone jest wzorem (35).}$$

Tak więc w przypadku prądu a_s^i następuje przesunięcie widma mocy czynnej o wyższych amplitudach w kierunku niższych częstotliwości. Powyższe stwierdzenie zostanie zilustrowane przykładem.

P.1 Odbiornik przedstawiony na rys. 2 zasilany jest z idealnego źródła napięcia o znormalizowanej pulsacji $\omega = 1$ rad/s i napięciu u określonych wzorem:

$$u = 100\sqrt{2} \sin(\cdot) + 50\sqrt{2} \sin 2\omega(\cdot) + 30\sqrt{2} \sin 3\omega(\cdot).$$

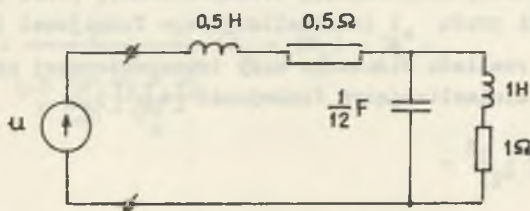
Admitancje odbiornika dla poszczególnych harmonicznnych wynoszą:

$$Y_1 = G_1 + jB_1 = (0,02749 - j 0,007419)S, \quad |Y_1| = 0,007912 S,$$

$$Y_2 = G_2 + jB_2 = (0,001231 + j 0,009060)S, \quad |Y_2| = 0,09143 S,$$

$$Y_3 = G_3 + jB_3 = (0,04264 + j 0,26819)S, \quad |Y_3| = 0,2715 S.$$

W celu wyraźnego uwypuklenia zalet i efektów uzyskiwanych za pośrednictwem nowego wskaźnika jakości energii elektrycznej dane do powyższego przykładu zaczerpnięto z pracy [9].



Rys. 2

Fig. 2

Wykonując obliczenia, otrzymujemy:

$$\|u\|_{L_2}^2 = 13\,400 \text{ V}^2.$$

$$\text{Moc czynna odbiornika} \quad P = \sum_{k=1}^3 G_k |U_k|^2 = 344,23 \text{ W}.$$

Konduktancja równoważna G_e (dla przestrzeni $L_2(0;T)$):

$$G_e = \frac{P}{(\|u\|_{L_2})^2} = 0,02568 \text{ S}.$$

$$\text{Moc czynna transportowana przez poszczególne harmoniczne} \quad {}_1P_1 = G|U_1|^2 = 256,8 \text{ W},$$

$${}_1P_2 = G|U_2|^2 = 64,2 \text{ W}, \quad {}_1P_3 = G|U_3|^2 = 23,1 \text{ W}.$$

Udział procentowy mocy czynnej transportowanej przez pierwszą harmoniczną wynosi:

$${}_1\delta = \frac{{}_1P_1}{P} = 74,6\%$$

Prąd aktywny odbiornika określa wzór:

$$a_s^i = G_e u = 2,568\sqrt{2} \sin(\cdot) + 1,284\sqrt{2} \sin 2(\cdot) + 0,77\sqrt{2} \sin 3(\cdot).$$

Natomiast moc czynna transportowana przez poszczególne harmoniczne prądu a_s^i uzyskanego drogą minimalizacji funkcjonau (25) przy założeniu, że $\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_2 = 1$ wynosi:

$${}_2P_1 = G_e |U_1|^2 = 331 \text{ W}, \quad {}_2P_2 = G_e |U_2|^2 = 11,82 \text{ W}, \quad {}_2P_3 = G_e |U_3|^2 = 0,98 \text{ W}$$

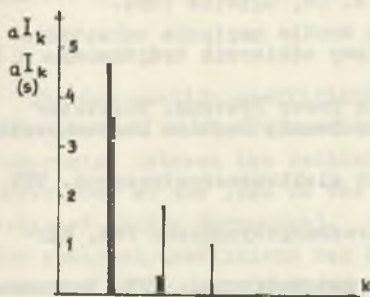
gdzie: G_k obliczamy na podstawie wzoru (35). Udział procentowy mocy czynnej G_e transportowanej przez pierwszą harmoniczną wynosi:

$${}_2\delta = 96,1\%.$$

Prąd aktywny odbiornika określa wzór:

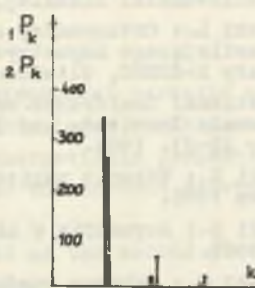
$$a_s^i = 4,68 \sin(.) + 0,3346 \sin 2(.) + 0,0462 \sin 3 (.).$$

Rozkład widmowy składowych a_s^i i a_s^i przedstawiono na rys. 3, natomiast rozkład widmowy mocy czynnej na rys. 4.



Rys. 3

Fig. 3



Rys. 4

Fig. 4

Mając na uwadze, że składowa aktywna prądu odbiornika a_s^i (36) posiada inną postać w porównaniu ze składową czynną prądu a_s^i (wyróżnioną w wyniku minimalizacji wskaźnika jakości $(\| \cdot \|_{L_2})^2$ por. [3], [9], korzystne byłoby rozłożenie prądu odbiornika na dalsze składniki (oprócz składnika a_s^i) oraz zbadanie ich właściwości.

Problem ten rozpatrzono w oddzielnej pracy.

LITERATURA

- [1] Adams R.A.: Sobolev Spaces, Acad. Press N.Y. 1975.
- [2] Brodzki M.: Kilka uwag o matematycznej naturze wielkości fizycznych. Z.N. Pol. Śl. Elektryka, z. 100, Gliwice 1985.
- [3] Brodzki M., Pasko M.: Definicje pewnych mocy dla układów wielozaciskowych. Rozprawy elektrotechniczne z. 1. 1989 Warszawa.
- [4] Brodzki M., Pasko M., Umińska-Bortliczek M.: Jednolita teoria mocy dla obwodów trójfazowych o przebiegach odkształconych w oparciu o ortogonalny rozkład prądu w przestrzeni $L_2^3(\langle 0; T \rangle)$. Materiały X-SPETO, Gliwice - Wisła 1977.
- [5] Brodzki M., Pasko M., Umińska-Bortliczek M., Walczak J.: Analiza właściwości energetycznych układów dwuzaciskowych o przebiegach odkształconych z uwagi na właściwy wybór wskaźników jakości. Opracowanie CPBR 5.7, Gliwice 1987.

- [6] Cegielski M.: Jakość energii elektrycznej. Prace Naukowe JEPW nr 58, Wrocław 1984.
- [7] Gębart A., Pollaczek A., Smajek L.: Wahania napięcia w sieciach elektroenergetycznych zasilających piece łukowe, napędy tyrystorowe oraz sposoby ograniczenia tych wahań. Energetyka nr 2, 1984.
- [8] Czarnecki L.: Power Theories of Periodic Nonsinusoidal Systems. Rozprawy Elektrotechniczne z. 3-4. 1985.
- [9] Czarnecki L.: Interpretacja, identyfikacja i modyfikacja właściwości energetycznych obwodów jednofazowych z przebiegami odkształconymi. Z.N. Politechniki Śląskiej, Elektryka, z. 91, Gliwice 1984.
- [10] Czarnecki L.: Ortogonalny rozkład prądu źródła napięcia odkształconego zasilającego asymetryczny, nieliniowy odbiornik trójfazowy. Materiały X-SPETO, Gliwice-Wisła 1987.
- [11] International Conference on Harmonics in Power Systems. Worcester Polytechnic Institute and IEEE Worcester County Section Massachusetts. October 22-23. 1984.
- [12] Kowalski Z.: Wahania napięcia w układach elektroenergetycznych. WNT, Warszawa 1985.
- [13] Kowalski Z.: Asymetria w układach elektroenergetycznych. PWN, Warszawa 1987.
- [14] Kołodziej W.: Wybrane rozdziały analizy matematycznej. PWN, Warszawa 1982.
- [15] Kudrewicz J.: Analiza funkcjonalna dla automatyków i elektroników. PWN, Warszawa 1976.
- [16] Materiały konferencji Naukowo-Technicznej nt.: Jakość energii elektrycznej w warunkach krajowego systemu elektroenergetycznego. Łódź 1987.
- [17] Materiały międzynarodowego Sympozjum. Jakość zasilania z układów sieciowych. Gliwice-Kozubnik 1986.
- [18] Maurin K.: Analiza Cz. I. Elementy. PWN, Warszawa 1971.

Recenzent: prof. dr inż. Stanisław Bolkowski

Wpłynęło do redakcji dnia 30 maja 1988 r.

НОВЫЙ ПОКАЗАТЕЛЬ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ДЛЯ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НА ЗАЖИМАХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ

Резюме

В работе дается определение нового показателя качества несинусоидальных токов приемника в виде двухполюсника. Показатель этот определяет заданный компромисс между правильной оценкой энергетических свойств (потери активной мощности на приводе к приемнику) и качественных черт (гармонические деформации характеристик несинусоидального тока). Предлагаемый показатель представляется в виде нормы соответственно определенного пространства Соболева. Минимизация этого показателя качества при равенственном ограничении для

активной мощности P подведенной к приемнику дает возможность оформления такой слагаемой тока приемника, которая соответствует всей активной мощности приведенной к приемнику.

THE PROPOSAL OF THE NEW QUALITY COEFFICIENT OF ELECTRICAL ENERGY FOR THE TWO-TERMINAL NETWORKS WITH NONSINUSOIDAL PERIODIC CURRENTS

S u m m a r y

The new quality coefficient of the nonsinusoidal periodic currents for two-terminal receivers has been defined. This index establishes the given compromise between the estimation of the energetistic properties (active power loss at the lead to the receiver) and the current deformation (contents of higher harmonics).

The proposed coefficient has been qualified as the second power of the standard of properly defined Sobolev's space.

Minimization of this quality coefficient at the invariably limited active power being supplied to the receiver, enables to distinguish the receiver current component which causes entire transmission of the active power to the considered receiver.