

# Bilanse mocy w obwodzie prądu przemiennego z odbiornikiem nieliniowym

**Streszczenie.** W pracy przedstawiono podstawowe definicje mocy biernej. Na tym tle przeprowadzono analizę obwodu prądu przemiennego zawierającego rezystancję, indukcyjność oraz odbiornik nieliniowy. Analizę charakterystyk quasistatycznych przeprowadzono uwzględniając wszystkie wyższe harmoniczne. Określono schematy zastępcze elementu nieliniowego. Analizowany jest bilans mocy czynnej w obwodzie. Przedstawiono definicję mocy biernej, która umożliwi bilansowanie mocy biernej w obwodzie. Zaproponowano interpretację fizyczną tej mocy biernej.

**Abstract.** The paper presents the basic definitions of reactive power. Against this background, an analysis of the AC circuit containing resistance, inductance and non-linear load was performed. The circuit quasi-static characteristics were calculated taking into account the all higher harmonics. Equivalent diagrams elements of the nonlinear element were described. A balance of active power in the circuit is analyzed. The paper presents a definition of reactive power, which allows balancing reactive power in the circuit. Physical interpretation of reactive power is proposed. (**Power balances of AC circuit with nonlinear load**).

**Słowa kluczowe:** Moc bierna, bilanse mocy, obciążenie nieliniowe, schematy zastępcze.

**Keywords:** Reactive power, power balances, nonlinear load, equivalent diagrams.

doi:10.12915/pe.2014.02.02

## Wstęp

Odbiorniki nieliniowe zaburzają przepływ energii elektrycznej od producenta do konsumenta. Energia przenoszona pierwszą harmoniczną zmienia się w nieliniowym odbiorniku na energię wyższych harmonicznych i jest zwracana do sieci zasilającej. Sprawozdania finansowe między dostawcą a konsumentem są regulowane na podstawie wskazań liczników integrujących moce - przepływy energii. Moc czynna ma ustaloną, powszechnie stosowaną definicję i od dawna jest mierzona. Definicja ta obowiązuje również dla obciążenia nieliniowego. Dla takiego obciążenia wciąż nierozstrzygnięta jest definicja mocy biernej. A przecież ta moc stosowana jest w systemie energetycznym do sterowania rozpięciem mocy. Dlatego ważna jest odpowiedź na pytania: "Czy obecnie stosowane pomiary opisują przepływ energii poprawnie? Jaki jest ilościowy wpływ obciążenia nieliniowego na sieć zasilającą? Czy możemy zbilansować moc bierną w obwodzie z odbiornikiem nieliniowym?".

Dyskusja o mocy biernej trwa od około stu lat. Najwcześniej powstały definicje mocy biernej zgłoszone przez Illović, Bodeanu i Fryzego. Proces ich tworzenia można prześledzić w [1]. W drugiej połowie XIX wieku podstawowymi wielkościami charakteryzującymi obwód prądu sinusoidalnego były wartości skuteczne prądu  $I_{sk}$  i napięcia  $U_{sk}$  oraz moc czynna  $P$ , mierzona jako iloczyn wartości chwilowych prądu i napięcia na odbiorniku. Występowanie indukcyjności w takim obwodzie powodowało, że moc czynna była mniejsza od iloczynu wartości skutecznych prądu i napięcia. Iloczyn ten nazwano mocą pozorną  $S$ . Iloraz  $P/S$  nazwano współczynnikiem mocy i skojarzono z kątem przesunięcia fazowego przebiegu prądu względem napięcia zasilania:

$$(1) \quad \cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{(U_{sk} \cdot I_{sk})}$$

Relacja ta dla przebiegów sinusoidalnych odpowiada przyjętej definicji mocy czynnej:

$$(2) \quad P = U_{sk} \cdot I_{sk} \cdot \cos \varphi$$

Kolejnym krokiem było wprowadzenie mocy biernej:

$$(3) \quad Q = U_{sk} \cdot I_{sk} \cdot \sin \varphi$$

której kwadrat uzupełniał kwadrat mocy czynnej do kwadratu mocy pozornej w równaniu mocy:

$$(4) \quad S^2 = P^2 + Q^2$$

Pod koniec XIX wieku Ch.P. Steinmetz, badając obwód prądu przemiennego z łukiem elektrycznym stwierdził, że:

$$(5) \quad S^2 > P^2 + Q^2$$

Charakterystyczny jest tytuł artykułu „Czy istnieje przesunięcie fazowe prądu łuku elektrycznego?” (ang. "Is a phase-shift in the current of an electric arc?"), który ukazał się w 1892 roku w *Elektrotechnische Zeitschrift* [1].

Występowanie powyższej nierówności obserwowane było także dla obwodów zawierających prostowniki. W latach dwudziestych zaczęto poszukiwać takiej definicji mocy biernej, która pozwoliłaby opisać równaniem mocy obwód z przebiegami niesinusoidalnymi, tak jak dla przebiegów sinusoidalnych.

W 1925 M.A. Illović proponuje dwa warianty mocy biernej:

$$(6) \quad Q_C = \sum_{n=1}^{\infty} n \cdot U_{skn} \cdot I_{skn} \cdot \sin \varphi_n \quad \text{- pojemnościową,}$$

$$(7) \quad Q_L = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot U_{skn} \cdot I_{skn} \cdot \sin \varphi_n \quad \text{- indukcyjną}$$

do wyznaczenia których wykorzystał watomierz elektrodynamiczny, w którego obwodzie napięciowym stosował odpowiednio kondensator i/lub indukcyjność [1].

W 1927 roku Budeanu publikuje pracę, w której moc bierną oznacza

$$(8) \quad Q_B = \sum_{n=1}^{\infty} U_{skn} \cdot I_{skn} \cdot \sin \varphi_n$$

oraz wprowadza moc odkształcenia, której kwadrat wynosi:

$$(9) \quad D^2 = S^2 - (P^2 + Q^2)$$

Budeanu zakłada a priori, że dla każdej harmonicznej moc bierna jest opisana tak jak dla pierwszej harmonicznej i nie zależy bezpośrednio od częstotliwości harmonicznej [2].

Inne podejście do równania mocy zaproponował S. Fryze w 1931 roku. Wprowadził on rozkład prądu odbiornika na składowe ortogonalne: czynną  $i_a$  i bierną  $i_F$  w dziedzinie czasu, bez użycia szeregu Fouriera

$$(10) \quad i(t) = i_a(t) + i_F(t)$$

Składowa czynna płynie przez konduktancję zastępczą

$$(11) \quad G_e = \frac{P}{U_{sk}^2}$$

i ma wartość chwilową o kształcie takim, jak napięcie odbiornika.

$$(12) \quad i_a(t) = G_e \cdot u(t)$$

Składowa bierna Fryzowego wyznaczana jest jako:

$$(13) \quad i_F(t) = i(t) - i_a(t)$$

Tak zdefiniowane składowe są wzajemnie ortogonalne i ich wartości skuteczne spełniają warunek

$$(14) \quad I_{sk}^2 = I_{ska}^2 + I_{skF}^2$$

który pomnożony przez kwadrat wartości skutecznej napięcia staje się równaniem mocy, przy czym moc czynna i bierna są określone odpowiednio:

$$(15) \quad P = U_{sk} \cdot I_{ska} \quad Q = U_{sk} \cdot I_{skF}$$

Takie podejście jest bardzo wygodne w problemach kompensacji mocy biernej, korekty współczynnika mocy. Oznacza, to jednak że w węzłach z różnym kształtem napięcia powinny być stosowane różne algorytmy obliczania mocy biernej.

Należy dodać, że powyższe definicje mocy biernej odnoszą się do węzła obwodu i nie określają kierunku przepływu mocy biernej. Definicja powinna dotyczyć całego obwodu i bilansować moc bierną w tym obwodzie.

Analiza jednofazowego obwodu zawierającego rezystancję, indukcyjność i element nieliniowy stanowi dogodną podstawę dyskusji definicji mocy biernej.

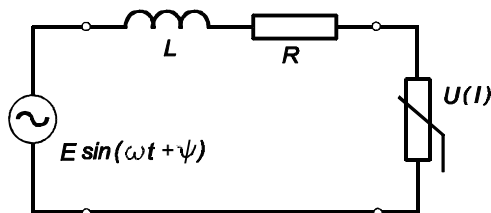
Charakterystyki obwodu są niżej opisane analitycznie (symbolicznie). Ułatwia to interpretację zjawisk w obwodzie i umożliwia nowe spojrzenie na definicję mocy biernej.

#### Analiza obwodu i obciążeniem nieliniowym

W pracy rozważany jest obwód zawierający szeregowo połączone: indukcyjność, rezystancję i odbiornik nieliniowy o charakterystyce opisanej następująco:

$$(16) \quad U(I) = U_a \cdot \text{sign}(I(t)) = \begin{cases} U_a & I(t) > 0 \\ 0 & I(t) = 0 \\ -U_a & I(t) < 0 \end{cases} ; U_a > 0$$

Dla takiej charakterystyki napięcie  $U(t)$  jest symetryczną falą prostokątną o amplitudzie  $U_a$ , a polaryzacji takiej jak prąd. Charakterystyka ta może być użyta jako opis łuku elektrycznego. Schemat analizowanego obwodu przedstawiono na rys. 1.



Rys.1. Schemat analizowanego obwodu

Stosując zmienne bezwymiarowe, równanie obwodu można przedstawić w postaci:

$$(17) \quad \frac{di(\tau)}{d\tau} + r \cdot i(\tau) + u(\tau) = \sin(\tau + \psi)$$

gdzie:  $\tau = \omega t$ ;  $i(\tau) = I(\omega t) / I_m$ ;  $I_m = E / \omega L$ ;

$$u(\tau) = U(\omega t) / E; \quad u_a = U_a / E; \quad r = R / \omega L$$

$\psi$  - kąt przesunięcia fazowego napięcia zasilającego względem harmonicznej podstawowej napięcia łuku.

W stanie ustalonym napięcie  $u(\tau)$  jest symetryczną falą prostokątną o amplitudzie  $u_a$  i pulsacji harmonicznej podstawowej równej 1. Można je przedstawić w postaci szeregu Fouriera:

$$(18) \quad u(\tau) = u_1 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \cdot \sin[(2n-1)\tau]; \quad u_1 = \frac{4u_a}{\pi}$$

gdzie  $u_1$  oznacza amplitudę harmonicznej podstawowej napięcia.

Podobnie można przedstawić prąd:

$$(19) \quad i(\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} i_{(2n-1)} \cdot \sin[(2n-1)\tau + \varphi_{(2n-1)}]$$

Z równań bilansu harmonicznych dla  $n \geq 2$  wynikają zależności

$$(20) \quad i_{(2n-1)} = \frac{u_1}{(2n-1) \cdot \sqrt{(2n-1)^2 + r^2}}$$

$$(21) \quad \varphi_{(2n-1)} = \pi - \arctg \frac{2n-1}{r}$$

Dla  $\tau = k\pi$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$  z (19) otrzymuje się zależność:

$$(22) \quad \sum_{n=1}^{\infty} i_{(2n-1)} \cdot \sin(\varphi_{(2n-1)}) = 0$$

Wyznaczając z (21)  $\sin(\varphi_{(2n-1)})$  dla  $n \geq 2$  i wstawiając go wraz z (20) do (22) otrzymuje się:

$$(23) \quad i_1 \cdot \sin(\varphi_1) = -u_1 \cdot W$$

gdzie:

$$(24) \quad W = \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^2 + r^2} = \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 \right) - 0,0147 \cdot r^2 + 0,00145 \cdot r^4 + \dots$$

Pierwszy stały składnik tego równania wynosi ok. 0,2337.

Dla  $r < 0,3$  wartość  $W$  jest stała z dokładnością ok. 0,5%.

Powyższą zależność określono dla  $r$  rzeczywistych w [3].

Na podstawie równania bilansu harmonicznej podstawowej oraz (23) określono jej amplitudę:

$$(25) \quad i_1 = \sqrt{\left( \frac{1}{1+r^2} \left( \sqrt{1+r^2 - u_1^2 (1+W(r^2+1))^2} - u_1 \cdot r \right) \right)^2 + (u_1 \cdot W)^2}$$

Wykres amplitudy pierwszej harmonicznej prądu w funkcji  $u_1$ , ma charakter zbliżony do krzywych wyznaczonych dla przypadku obwodu z obciążeniem liniowym. Występuje tylko inny współczynnik skali względnej amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia obciążenia.

Należy podkreślić, że powyższe zależności obowiązują tylko przy spełnieniu warunku przeliczalności zbioru punktów „przejścia przez zero” bezwymiarowego prądu  $i(\tau)$ . Warunek ten oznacza, że prawostronna granica pochodnej prądu (19) względem czasu w punkcie  $\tau = k\pi$  jest większa od zera. Dzieje się tak, gdy

$$(26) \quad u_1 < u_{1g} = \frac{1}{1+W(1+r^2)} \approx 0,81 - 0,144r^2 + 0,034r^4$$

Dla  $r < 0,3$  napięcie  $u_{1g}$ , jest stałe z odchyleniem do 2%.

Na podstawie (20) i (24) wyznaczono relację:

$$(27) \quad \sum_{n=2}^{\infty} i_{(2n-1)}^2 = \frac{u_1^2}{r^2} \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 - W \right)$$

Jak wynika z powyższego wzoru wartość skuteczna sumy wyższych harmonicznych prądu jest proporcjonalna do amplitudy napięcia obciążenia.

Ze względu na złożoną postać równania (25), w dalszych rozważaniach traktuje się amplitudę harmonicznej podstawowej jako daną i nie dokonuje się podstawień za  $i_1$ .

Zależności (25) i (27) umożliwiają łatwe wyznaczenie wartości skutecznej prądu w obwodzie. Nieco bardziej złożone jest wyznaczenie wartości średniej prądu wyprostowanej dwupołkowo. W tym celu wykorzystuje się informację wynikającą z (16) a mianowicie, że polaryzacja prądu i polaryzacja napięcia na odbiorniku są tego samego znaku. Dlatego wartość średnią prądu można wyznaczyć za okres  $\tau$  od 0 do  $\pi$ .

Stąd:

$$(28) \quad i_{sr} = \frac{2}{\pi} i_1 \cos \varphi_1 + \frac{2}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{2n-1} i_{(2n-1)} \cos(\varphi_{(2n-1)}) = \frac{2}{\pi} i_1 \cos \varphi_1 + \frac{u_1}{4\pi} \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 - W \right)$$

Sumę dla wyższych harmonicznych wyznaczono wykorzystując (20), (21) i (24).

Z (23) wynika, że istnieje ujemne przesunięcie fazowe pierwszej harmonicznej prądu w stosunku do pierwszej harmonicznej napięcia. Stąd też, z punktu widzenia źródła sinusoidalnego napięcia zasilającego, nieliniowe obciążenie można zastąpić obciążeniem liniowym, które składa się z równoległe lub szeregowo połączonych indukcyjności i rezystancji. Dla połączenia równoległego wartość zastępczej indukcyjności nie zależy od napięcia odbiornika. Jest proporcjonalna do indukcyjności  $L$ , przy czym współczynnik proporcjonalności jest odwrotnością  $W$  [3].

W dalszych rozważaniach bardzo użyteczny jest szeregowy schemat zastępczy, którego elementy są następujące:

$$(29) \quad L_{zs} = L \frac{u_1}{i_1} \sin(-\varphi_1) = W \cdot L \cdot \left( \frac{u_1}{i_1} \right)^2$$

$$(30) \quad R_{zs} = \omega L \frac{u_1}{i_1} \cos \varphi_1 = \omega L \frac{u_1}{i_1} \sqrt{1 - \left( W \frac{u_1}{i_1} \right)^2}$$

Z powyższych zależności wynika, że zastępcza rezystancja szeregową dla małych wartości  $u_1/i_1$ , jest prawie proporcjonalna do tego ilorazu. Dla jego większych wartości rezystancja może się zmniejszać. Natomiast indukcyjność zastępcza rośnie proporcjonalnie do kwadratu  $u_1/i_1$ . Należy pamiętać, że ta indukcyjność jest widoczna z zacisków źródła zasilania i wynika z istnienia nieliniowości w rozważanym obwodzie.

#### Moc bierna i czynna w obwodzie z obciążeniem nieliniowym

Mnożąc (22) przez  $u_1 E^2 / (2\omega L)$  i uwzględniając, że amplituda  $(2n-1)$  harmonicznej napięcia wynosi

$$(31) \quad u_{(2n-1)} = \frac{u_1}{2n-1}$$

otrzymuje się równanie:

$$(32) \quad \frac{E^2}{2\omega L} \sum_{n=1}^{\infty} (2n-1) \cdot i_{(2n-1)} \cdot u_{(2n-1)} \cdot \sin \varphi_{(2n-1)} = 0$$

Jeżeli przyjąć definicję mocy biernej dla  $k$ -tej harmonicznej w postaci:

$$(33) \quad Q_k = \frac{E^2}{2\omega L} k \cdot i_k \cdot u_k \cdot \sin \varphi_k$$

oraz całkowitą moc bierną określić jako sumę mocy biernych poszczególnych harmonicznych to z (17) wynika, że całkowita moc bierna odbiornika, posiadającego jednoznaczny charakterystykę prądowo-napięciową, jest równa zero. Wzór (33) definiujący moc bierną  $k$ -tej harmonicznej jest równy zależności na moc bierną pojemnościową (6), którą zaproponował Illović [1].

Moc bierna pierwszej harmonicznej pobierana ze źródła zasilania i wydzielająca się w zastępczej indukcyjności odbiornika,

$$(34) \quad Q_{o1} = \frac{E^2}{2\omega L} \cdot i_1 \cdot u_1 \cdot \sin \varphi_1 = -\frac{E^2}{2\omega L} u_1^2 W$$

jest w całości przekazywana do indukcyjności  $L$  w postaci mocy biernej wyższych harmonicznych. Stąd całkowita moc bierna obwodu, związana z indukcyjnością  $L$  wynosi:

$$(35) \quad Q_c = \frac{E^2}{2\omega L} i_1^2 + \frac{E^2}{2\omega L} u_1^2 W = \frac{E^2}{2\omega L} \left( 1 + \frac{L_{es}}{L} \right) i_1^2 = \frac{1}{2} E \cdot I_1 \sin \varphi$$

Odbiornik nieliniowy w rozważanym obwodzie nie jest odbiornikiem mocy biernej, pomimo że jego schemat zastępczy dla pierwszej harmonicznej zawiera indukcyjność. Indukcyjność ta pojawia się w związku z transformacją mocy biernej doprowadzonej pierwszą harmoniczną do obciążenia nieliniowego na moc bierną odprowadzaną z nieliniowości do części liniowej obwodu przez wyższe harmoniczne prądu.

Dla przyjętej charakterystyki (16) łatwo sprawdzić, że moc czynna wydzielana w nieliniowości jest iloczynem wartości średnich prądu i napięcia obciążenia, wyprostowanych dwupołkowo:

$$(36) \quad P_o = \frac{E^2}{2\omega L} \cdot i_{sr} u_{sr} = \frac{E^2}{2\omega L} \cdot i_{sr} u_a$$

Na podstawie (18) i (28) otrzymuje się zależność:

$$(37) \quad P_o = \frac{E^2}{2\omega L} i_1 \cdot u_1 \cdot \cos \varphi_1 - \frac{E^2}{2\omega L} \cdot \frac{u_1^2}{r} \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 - W \right)$$

Z powyższego równania wynika, że moc czynna wydzielana w nieliniowości jest mniejsza od mocy doprowadzonej pierwszą harmoniczną. Z kolei moc czynna, wydzielana na rezystancji  $r$  wynosi:

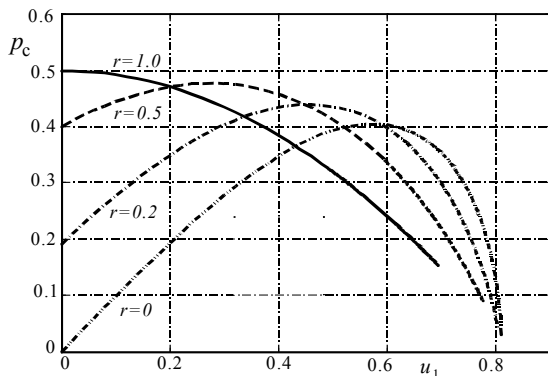
$$(38) \quad P_r = \frac{E^2}{2\omega L} r \sum_{n=1}^{\infty} i_{(2n-1)}^2 = \frac{E^2}{2\omega L} i_1^2 r + \frac{E^2}{2\omega L} \frac{u_1^2}{r} \left( \frac{\pi^2}{8} - 1 - W \right)$$

Składa się ona z mocy czynnej dostarczanej ze źródła zasilania oraz mocy czynnej generowanej w elemencie nieliniowym i przenoszonej zeń wyższymi harmonicznymi do rezystancji.

Całkowita moc czynna obwodu wynosi:

$$(39) \quad P_c = P_o + P_r = \frac{E^2}{2\omega L} \cdot p_c = \frac{E^2}{2\omega L} \cdot (i_1 \cdot u_1 \cos \varphi_1 + i_1^2 \cdot r) = \\ = \frac{E^2}{2\omega L} \cdot \left( \frac{R_{es} + r}{\omega L} \right) \cdot i_1^2 = \frac{1}{2} E \cdot I_1 \cos \varphi$$

Powyższa moc jest mocą pobieraną ze źródła napięcia, którego amplituda jest równa  $E$ .



Rys.2 Całkowita moc czynna w funkcji napięcia  $u_1$  i rezystancji  $r$ .

Wykresy całkowitej mocy czynnej obwodu w funkcji  $u_1$ ,  $r$  przedstawiono na rys. 2. Maksymalna wartość mocy (w funkcji  $u_1$ ) zależy od  $r$ . Dla  $r=0$  maksymalna moc  $P_c$ , wydzielana jest w obwodzie dla  $\cos \varphi = 0,55$  i wartość tego maksimum jest o ok. 20% mniejsza niż w przypadku obciążenia liniowego, dla którego maksymalna moc czynna wydzielana w obwodzie jest stała, dla  $r < 1$ . Zjawisko to jest związane ze „wzrostem” reaktancji dla nieliniowego obciążenia obwodu.

Nieliniowość ta generując wyższe harmoniczne zmniejsza sprawność przesyłania energii do obciążenia oraz zwiększa moc bierną indukcyjności  $L$ . Zjawisko wzrostu mocy czynnej strat i mocy biernej obwodu należy także rozpatrywać z punktu widzenia rozliczeń finansowych energii. Przy stosowaniu przedstawionych w pracy wyrażań na moc czynną i bierną odbiorca energii o nieliniowym odbiorniku nie jest rozliczany ze zwiększenia strat energii i wzrostu mocy biernej obwodu. Aby to uwzględnić należałoby rozliczać energię pierwszej harmonicznej, co można dość łatwo zrealizować w dobie techniki cyfrowej. W ten sposób zwiększone straty w rezystancji obwodu oraz wzrost mocy biernej obciążałyby sprawcę tych niekorzystnych dla systemu energetycznego zjawisk.

### Podsumowanie

Przyjęta w pracy postać definicji mocy biernej związana jest z równaniami obwodu i opisuje przepływ energii w obwodzie. Dla przebiegów okresowych o okresie  $T$  wartość mocy biernej, uśrednionej za okres, można określić na podstawie wyrażenia

$$(40) \quad Q = \frac{1}{2} \frac{1}{\omega T} \int_0^T U(t) \left( \frac{dI(t)}{dt} \right) \cdot dt$$

które jest łatwo zrealizować fizycznie, gdyż pomiar pochodnej prądu po czasie można mierzyć bezpośrednio za pomocą cewki Rogowskiego. Tak określoną moc bierną można przedstawić jako sumę mocy biernych harmonicznych, przy czym moc bierna  $k$ -tej harmonicznej określona jest przez (33), co odpowiada mocy biernej pojemnościowej (6) zaproponowanej przez Illović [1].

W stanie ustalonym, gdy nie występują zmiany energii pola magnetycznego moc bierna jest równa

$$(41) \quad Q = \frac{1}{2} \frac{1}{\omega T} \int_0^T L \cdot \left( \frac{dI(t)}{dt} \right)^2 \cdot dt$$

Gdy interpretuje się prąd jako iloczyn ładunku i prędkości ruchu tego ładunku, to pochodną prądu można rozumieć jako iloczyn ładunku i jego przyspieszenia. Dlatego można uznać, że zależność (41) jest „podobna” do wzoru Larmora, opisującego moc promieniowania proporcjonalną właśnie do kwadratu iloczynu ładunku i jego przyspieszenia [4]. Oznacza to, że moc bierna (40) odpowiada właśnie mocy promieniowania.

Wpływ nieliniowości i zjawiska występujące w obwodzie z odbiornikiem nieliniowym widoczne są, gdy ten obwód porównuje się z obwodem zawierającym liniowy odbiornik rezystancyjny. Z porównania tego wynika, że nieliniowość, nawet o jednoznacznej charakterystyce prądowo-napięciowej może powodować:

- wzrost reaktancji obwodu,
- wzrost mocy biernej całego obwodu,
- zmniejszenie sprawności energetycznej obwodu,
- obniżenie wartości maksymalnej mocy czynnej obwodu,
- zmniejszenie wartości współczynnika mocy.

Mimo, iż schemat zastępczy rozważanego odbiornika nieliniowego zawiera rezystancję i indukcyjność, całkowita moc bierna odbiornika jest równa zero.

Dla obecnie przyjętych definicji mocy, odbiorca energii o odbiorniku nieliniowym nie jest rozliczany ze zwiększenia strat mocy czynnej i biernej obwodu, które obciążają ekonomicznie dostawcę energii lub innych odbiorców. Dla uniknięcia tego zjawiska, w rozliczeniach ekonomicznych należy stosować moc czynną i bierną harmonicznej podstawowej.

W [5] przedstawiono analogiczną analizę dla układu trójfazowego. Współczynnik  $W$ , który jest pewną miarą nieliniowości obwodu, przyjmuje nieco mniejszą wartość, natomiast wyrażenia na prądy, parametry zastępcze i moce są identyczne jak przedstawiono wyżej.

Zjawisko wzrostu indukcyjności obwodu dla odbiorników nieliniowych obserwowane jest dla trójfazowych pieców łukowych [6].

### LITERATURA

- [1] L. Czarniecki: Moce w obwodach elektrycznych z niesinusoidalnymi przebiegami prądów i napięć, Oficyna Wyd. Pol. Warszawskiej, Warszawa 2005.
- [1] J. Driesen "Guide to quality of electrical supply for industrial installations, Part III Power Quality: Harmonics", K. U. Leuven, UIE 2005.
- [2] M. Wciślik: Moc bierna w obwodzie z odbiornikiem nieliniowym, *Kwartalnik elektroniki i telekomunikacji*, 1991, 37, Z.1-2, ss. 305-315.
- [3] D.J. Griffiths: Podstawy elektrodynamiki, Wyd.2, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 2005
- [4] M. Wciślik "The characteristics of the three-phase arc furnace balanced with nonlinear arcs", *Elektrowärme International*, 49 (1991), B4, pp.B212-218.
- [5] S. Köhle "Lineares Ersatzschldbild des Hochstromsystems Drehstrom-Lichtbogenöfen", *Elektrowärme International*, 43 (1985), B1, pp. B314 -324.

**Autor:** prof. dr hab. inż. Mirosław Wciślik, Politechnika Świętokrzyska, Katedra Urządzeń i Systemów Automatyki, Al.1000-lecia PP 7, 25-314 Kielce, E-mail: [wcislik@tu.kielce.pl](mailto:wcislik@tu.kielce.pl).