

(19)



URZĄD
PATENTOWY
RZECZYPOSPOLITEJ
POLSKIEJ

(10) **PL 248141 B1**

(12)

Opis patentowy

(21) Numer zgłoszenia: **436510**

(22) Data zgłoszenia: **2020.12.29**

(43) Data publikacji o zgłoszeniu: **2022.07.04 BUP 27/2022**

(45) Data publikacji o udzieleniu patentu: **2025.10.27 WUP 43/2025**

(51) MKP:

H02M 1/12 (2006.01)

H02J 3/18 (2006.01)

-
- (73) Uprawniony z patentu:
**AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA
IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE,
Kraków, PL**
- (72) Twórca(-y) wynalazku:
**STANISŁAW KOSIOROWSKI, Kraków, PL
ANDRZEJ STOBIECKI, Kraków, PL
ROMAN DUDEK, Wieliczka, PL**
- (74) Pełnomocnik:
rzecz. pat. Maciej Magoński, Kraków, PL
-

(54) Tytuł:

Sposób poprawy współczynnika mocy i współczynnika zawartości harmonicznych THD

PL 248141 B1

Opis wynalazku

Przedmiotem wynalazku jest sposób poprawy współczynnika mocy źródła i współczynnika zawartości harmonicznych THD prądu źródła w jednofazowym obwodzie elektrycznym prądu przemiennego z okresowym niesinusoidalnym przebiegiem napięcia zasilania i liniowym rezystancyjno-indukcyjnym odbiornikiem. Wynalazek znajduje zastosowanie w układach przesyłu energii elektrycznej.

Ważnym zadaniem stojącym przed konstruktorami urządzeń elektrycznych, które umożliwiają przesył energii elektrycznej oraz przetwarzanie jej na inne rodzaje energii, jest między innymi zapewnienie dużej wartości współczynnika mocy źródła oraz utrzymanie niskiej wartości współczynnika zawartości harmonicznych (THD Total Harmonic Distortion). Współczynnik ten jest to względna skuteczna wartość wszystkich wyższych harmonicznych odniesiona do harmonicznej podstawowej i jest ilościową oceną odkształcenia przebiegu prądu lub napięcia od przebiegu sinusoidalnego [Piróg S.: Energoelektronika. Układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej. AGH Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne, Kraków 2006]. Zgodnie z polskimi przepisami dotyczącymi jakości energii elektrycznej (2007 r.) dla urządzeń o napięciu znamionowym niższym niż 110 kV współczynnik odkształcenia wyższymi harmonicznymi napięcia zasilającego THD powinien być mniejszy lub równy 8%. W wyniku niekorzystnego oddziaływania przekształtników statycznych, zwłaszcza dużej mocy, na sieć zasilającą, następuje pogorszenie współczynnika zawartości harmonicznych THD prądu sieci. Istnieją różne środki zaradcze i metody eliminacji skutków niekorzystnego oddziaływania przekształtników na sieć, najczęściej przy założeniu, że przekształtnik jest zasilany z sieci sztywnej tj. o bardzo dużej mocy zwarciowej i o sinusoidalnym przebiegu napięcia.

Znane z amerykańskiego opisu patentowego US9124169B2 urządzenie do redukcji współczynnika THD obejmuje system wielu prostowników połączonych z parą autotransformatorów o odwróconej kolejności faz. Uzwojenia autotransformatorów cechują wartości przekładni zmniejszające współczynnik THD.

Znany jest z amerykańskiego opisu patentowego US8471488B1 sposób redukcji współczynnika THD prądu zasilacza impulsowego polegający na dostarczeniu dodatkowego prądu do sygnału programującego prąd kontrolera w przedziale czasowym cyklu gdy występują najwyższe wartości napięcia sieciowego AC.

Znany z licznych publikacji [m. in. Czarnecki L. S.: Moce w obwodach elektrycznych z niesinusoidalnymi przebiegami prądów i napięć. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2005; Fryze St.: Moc rzeczywista, urojona i pozorna w obwodach elektrycznych o przebiegach odkształconych prądu i napięcia. Przegląd Elektrotechniczny 1931, nr 7; Kuczewski Z., Walczak J., Pasko M.: Moce w obwodach z przebiegami niesinusoidalnymi. Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, 1995, nr 1; Rawa H.: Energia i moc w układach elektrycznych. Przegląd Elektrotechniczny, R. LXXVII nr 5/2001.] sposób na dostarczenie do odbiornika zadanej mocy czynnej przy minimalnej wartości skutecznej prądu źródła w układzie jednofazowym zasilanym napięciem okresowym, wynika z teorii mocy opracowanej przez prof. St. Fryzego. Zgodnie z koncepcją Fryzego w prądzie $i(t)$ płynącym w obwodzie zasilanym napięciem chwilowym $u(t)$ o przebiegu okresowym i skutecznej wartości U wyróżnić można dwie składowe:

- składową czynną $i_a(t) = \frac{P}{U^2} u(t) = G_F u(t)$, (1)

przy czym P – moc czynna odbiornika, G_F – konduktancja zastępcza odbiornika o mocy P ,

- składową bierną $i_b(t) = i(t) - i_a(t)$. (2)

Składowa czynna prądu $i_a(t)$ to taki pożądaný składnik prądu źródła, który ma minimalną wartość skuteczną i umożliwia przy tym doprowadzenie zadanej mocy czynnej P ze źródła do odbiornika. Składowa bierna $i_b(t)$ jest składnikiem niepożądanym, który należy wyeliminować z prądu źródła, na przykład za pomocą znanych energoelektronicznych filtrów aktywnych FA, nazywanych kompensatorami. Schemat ilustrujący realizację koncepcji Fryzego uwidocznił na rysunku fig. 1. Eliminacja składowej biernej według Fryzego (2), prowadzi do poprawy współczynnika mocy źródła zasilania do jedności, poprzez minimalizację skutecznej wartości prądu źródła. Jest to podstawowa, istotna z praktycznego punktu widzenia, zaleta koncepcji prądu czynnego według Fryzego. Jednak z uwagi na wprost proporcjonalną zależność składowej czynnej prądu według Fryzego od napięcia zasilania, współczynnik zawartości harmonicznych THD dla tej składowej jest taki sam, jak współczynnik THD dla odkształconego napięcia zasilającego. To w przypadku odbiorników rezystancyjno-indukcyjnych, które w dominującym stopniu

występują w systemach rozdzielczych powoduje, że prąd źródła w obwodzie pierwotnym przed kompensacją jest mniej odkształcony, niż prąd źródła po kompensacji według Fryzego, czyli po eliminacji składowej biernej $i_b(t)$ (2) [opisane w publikacjach m. in. Czarnecki dz. cyt., oraz Kosiorowski S., Stobiecki A.: Reduction of Total Harmonic Distortion and Effective Source Current in Circuits with Nonsinusoidal Waveforms. 15th Selected Issues of Electrical Engineering and Electronics (WZEE). Zakopane, 8–10.12.2019. IEEE Xplore.]. Współczynnik zawartości harmonicznym THD prądu czynnego według Fryzego jest wówczas większy od współczynnika zawartości harmonicznym prądu źródła w obwodzie pierwotnym, co niekorzystnie wpływa na rozkład prądu i mocy czynnej źródła od poszczególnych harmonicznym. Wraz ze zwiększaniem się rzędu harmonicznym odkształconego napięcia zasilania amplituda odpowiadającej jej harmonicznym prądu czynnego $i_a(t)$ zwiększa się w stosunku do wartości amplitudy tej harmonicznym prądu źródła w obwodzie pierwotnym $i(t)$. W rozkładzie mocy czynnej źródła następuje zmniejszenie mocy czynnej źródła od pierwszej harmonicznym napięcia i prądu, a wzrastają moce czynne źródła od wyższych harmonicznym napięcia i prądu w stosunku do rozkładu mocy czynnej źródła od odpowiednich harmonicznym w obwodzie pierwotnym, czyli przed kompensacją składowej biernej według Fryzego. Jest to istotna wada koncepcji prądu czynnego według Fryzego, zgodnie ze stwierdzeniem w pracy [Czarnecki dz. cyt.], że „Kompensacja w obwodach rozdzielczych ma nie tylko poprawiać współczynnik mocy, lecz także poprawiać jakość obciążenia, w tym sensie, aby przebieg prądu źródła był jak najbardziej zbliżony do przebiegu sinusoidalnego”. Również w pracy [Hanzelka Z.: Jakość energii elektrycznej, cz. 4, Wyższe harmonicznym napięć i prądów dostępnej, w dniu 25.01.2020 pod adresem internetowym http://www.twelvee.com.pl/pdf/Hanzelka/cz_4_pelna.pdf.] stwierdzono, że zmniejszenie wartości wyższych harmonicznym prądu źródła jest zjawiskiem korzystnym, w szczególności, gdy skutkują pojawieniem się harmonicznym w przebiegu momentu na wale generatora.

Inny sposób sterowania filtrem aktywnym przy dostarczaniu do odbiornika zadanej mocy czynnej P w układzie jednofazowym zasilanym napięciem okresowym opisano w literaturze [Piróg S., Mondzik A., Penczek A.: Wybór wzorca kształtu prądu źródła w przypadku stosowania urządzeń do poprawy jakości energii elektrycznej. VII Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2005, Łódź 23–25.11.2005.].

Polega on na wymuszeniu przepływu przez linię zasilającą prądu sinusoidalnego $i_p^*(t)$ o przebiegu proporcjonalnym do przebiegu podstawowej harmonicznym napięcia $u_1(t)$ o skutecznej wartości U_1 , zgodnie z zależnością:

$$i_p^*(t) = G u_1(t) = \frac{P}{U_1^2} u_1(t) \quad (3)$$

Wyznaczona na podstawie zależności (3) wartość skuteczna prądu źródła jest większa od wartości skutecznej minimalnej, obliczonej zgodnie z koncepcją Fryzego. Odbiornik i równolegle podłączony filtr aktywny zachowują się tak jak filtr dolnoprzepustowy, wykazujący bardzo dużą impedancję dla składowych prądu linii zasilającej o częstotliwościach większych od częstotliwości podstawowej, a pochodzących od innych odbiorników w szczególności nieliniowych. W efekcie wyższe harmonicznym prądu rozprzyskują się po pozostałych elementach systemu elektroenergetycznego, powodując zwiększenie spadku napięcia na reaktancjach źródła i toru przesyłowego i przyczyniając się tym samym do zwiększenia odkształcenia napięcia zasilania odbiorników.

Sposób ograniczenia skutecznej wartości prądu źródła, a tym samym zwiększenia współczynnika mocy źródła z jednoczesnym ograniczeniem współczynnika zawartości harmonicznym THD prądu źródła przedstawiono w publikacji [zob. Kosiorowski, Stobiecki dz. cyt.]. Przy istotnym założeniu ograniczającym dotyczącym okresowego niesinusoidalnego napięcia źródła wyznaczono składowe prądu źródła w jednofazowym obwodzie elektrycznym prądu przemiennego z liniowym odbiornikiem rezystancyjno-indukcyjnym. Przyjęto mianowicie, że napięcie źródła $u(t)$ (4) jest tylko funkcją nieparzystą w postaci sumy funkcji sinusoidalnych o zerowych fazach początkowych.

$$u(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_n \sin(n\omega t) \quad (4)$$

Kosztem nieznacznego (kilka procent) zwiększenia wartości skutecznej prądu źródła w stosunku do wartości minimalnej, to jest do wartości prądu czynnego według Fryzego, uzyskuje się istotne zmniejszenie (kilkaset procent) współczynnika zawartości harmonicznym THD prądu źródła w stosunku

do wartości THD prądu czynnego według Fryzego, a nawet w stosunku do wartości THD prądu w obwodzie pierwotnym. Uzyskane rezultaty otrzymano przy istotnym założeniu ograniczającym, które zawęża zakres stosowania metody do szczególnej postaci napięcia źródła.

Z uwagi na sposób poprawy współczynnika mocy i współczynnika zawartości harmonicznym prądu źródła, wyróżnić można dwa przypadki w zależności od postaci napięcia źródła zasilania $u(t)$:

- szczególny przypadek, gdy przebieg napięcia jest tylko funkcją nieparzystą lub parzystą,
- ogólny przypadek, gdy przebieg napięcia jest sumą funkcji parzystej i nieparzystej.

Sposób poprawy współczynnika mocy źródła i współczynnika zawartości harmonicznym THD prądu źródła w jednofazowym obwodzie elektrycznym prądu przemiennego z okresowym niesinusoidalnym przebiegiem napięcia zasilania i liniowym rezystancyjno-indukcyjnym odbiornikiem według wynalazku dotyczy ogólnej postaci przebiegu napięcia źródła zasilania, gdy przebieg napięcia jest sumą funkcji parzystej i nieparzystej.

Celem wynalazku, przy założeniu takiej ogólnej postaci napięcia zasilania, jest sposób poprawy współczynnika mocy źródła zasilania to jest zwiększenie wartości tego współczynnika poprzez ograniczenie skutecznej wartości prądu źródła i sposób poprawy współczynnika zawartości harmonicznym prądu, czyli zmniejszenie wartości tego współczynnika poprzez zmniejszenie wartości skutecznych wyższych harmonicznym prądu źródła.

Zwiększenie wartości współczynnika mocy ma istotne znaczenie techniczno-ekonomiczne [jak przedstawiono w pracy Atabiekow G. I.: Teoria liniowych obwodów elektrycznych. WNT, Warszawa, 1967.] związane między innymi ze stratami mocy czynnej, spadkami napięcia oraz pogorszeniem stopnia wykorzystania urządzeń wytwórczych i przesyłowych energii elektrycznej [zob. Fryze dz. cyt. oraz Cholewicki T.: Elektrotechnika teoretyczna, t. 1. WNT, Warszawa 1973., oraz Supronowicz H.: Poprawa współczynnika mocy układów przekształtnikowych. WNT, Warszawa 1981.]. Zmniejszenie wartości skutecznych wyższych harmonicznym prądu źródła umożliwia poprawę warunków pracy urządzeń wytwórczych (źródła) związanych między innymi z drganiami i wibracjami oraz dodatkowymi naprężeniami w wale i sprzęgle generatora [zob. Hanzelka dz. cyt. oraz Piróg dz. cyt.].

Istotą wynalazku jest sposób poprawy współczynnika mocy źródła i współczynnika zawartości harmonicznym THD, w którym okresowy niesinusoidalny przebieg napięcia źródła zasilania ($u(t)$), po przesunięciu w czasie takim aby faza początkowa pierwszej harmonicznym tego napięcia była równa zero, rozkłada się na składową parzystą i nieparzystą, przy czym składową parzystą kompensuje się za pomocą znanego dodatkowego kompensatora napięcia (FAsz), w postaci źródła napięcia o wartości $u_p(t) = \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2} U_n \sin(\psi_n - n\psi_1) \cos(n\omega t)$, włączonego szeregowo ze źródłem napięcia zasilania ($u(t)$), zaś z przebiegu prądu źródła wywołanego składową nieparzystą napięcia źródła zasilania ($u_n(t)$) eliminuje się składową parzystą tego prądu, za pomocą znanego dodatkowego kompensatora prądu (FAr) w postaci źródła prądu o wartości równej $i_p(t) = -\sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin\varphi_n \cos(\psi_n - n\psi_1) \cos(n\omega t)$, włączonego równolegle do odbiornika.

Przedmiot wynalazku polega na wykorzystaniu własności parzystości i nieparzystości funkcji. W szczególności istota wynalazku bazuje na stwierdzeniu, że w elementarnym obwodzie prądu przemiennego złożonym z liniowego rezystancyjno-indukcyjnego odbiornika i źródła napięcia o okresowym niesinusoidalnym przebiegu w postaci sumy funkcji sinusoidalnych, których fazy początkowe mogą być różne od zera (5), moc czynna tego źródła jest równa mocy czynnej obliczonej jako wartość średnia ze składowej parzystej mocy chwilowej źródła i polega na tym, że po przesunięciu w czasie przebiegu napięcia takim, aby faza początkowa pierwszej harmonicznym przebiegu napięcia była równa zero, przebieg napięcia rozkłada się na składową parzystą i nieparzystą, przy czym składowa parzysta jest kompensowana przez znany dodatkowy kompensator w postaci źródła napięcia włączony szeregowo ze źródłem napięcia zasilania, a z przebiegu prądu źródła wywołanego składową nieparzystą napięcia w obwodzie eliminowana jest w znany sposób składowa parzysta tego prądu za pomocą dodatkowego kompensatora w postaci źródła prądu włączonego równolegle do odbiornika. Przebiegi napięcia i prądu kompensatorów wyznacza się na podstawie analizy składowych mocy chwilowej źródła, które są sumami iloczynów składowych parzystych i nieparzystych napięcia i prądu źródła. Zastosowanie dodatkowych kompensatorów w postaci źródła napięcia i źródła prądu, których przebiegi zostały wyznaczone według wynalazku, skutkuje zwiększeniem współczynnika mocy źródła z jednoczesnym zmniejszeniem współczynnika zawartości harmonicznym prądu źródła w obwodzie skompensowanym w stosunku do obwodu pierwotnego. Dokładne relacje ilościowe między współczynnikami określono na podstawie analizy napięć i prądów oraz mocy w obu obwodach.

Okresowe niesinusoidalne napięcie źródła zasilania $u^0(t)$ może być – w ogólnym przypadku – zapisane w postaci szeregu Fouriera jako suma funkcji sinusoidalnych lub kosinusoidalnych, których fazy początkowe mogą być różne od zera. Zakładając, że:

$$u^0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_n \sin(n\omega t + \psi_n) \quad (5)$$

to napięcie zasilania $u^0(t)$ można przedstawić jako sumę funkcji parzystej $u_p^0(t)$ oraz funkcji nieparzystej $u_n^0(t)$:

$$u^0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_n \sin\psi_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_n \cos\psi_n \sin(n\omega t) = u_p^0(t) + u_n^0(t) \quad (6)$$

Przebieg prądu odbiornika $i^0(t)$ w obwodzie pierwotnym ma postać:

$$\begin{aligned} i^0(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \psi_n - \phi_n) = \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \frac{U_n}{R} \frac{1}{\sqrt{1+n^2 \operatorname{tg}^2 \phi_1}} \sin(n\omega t + \psi_n - \phi_n) = i_p^0(t) + i_n^0(t) \end{aligned} \quad (7)$$

gdzie:

$$i_p^0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(\psi_n - \phi_n) \cos(n\omega t) \quad (8)$$

$$i_n^0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \cos(\psi_n - \phi_n) \sin(n\omega t) \quad (9)$$

przy czym: U_n , I_n – skuteczne wartości n -tej harmonicznej napięcia i prądu, R – rezystancja odbiornika, L – indukcyjność odbiornika, ψ_n – faza początkowa n -tej harmonicznej napięcia, ϕ_n – przesunięcie fazowe pomiędzy n -tą harmoniczną napięcia i prądu, $\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$ – częstotliwość kątowna podstawowej harmonicznej napięcia i prądu, T – okres podstawowej harmonicznej, f – częstotliwość podstawowej harmonicznej.

Uwzględniając zależności (6) i (7) można obliczyć moc chwilową źródła $p^0(t)$ za pomocą składowych parzystych i nieparzystych napięcia i prądu źródła:

$$p^0(t) = u^0(t) i^0(t) = [u_p^0(t) + u_n^0(t)] * [i_p^0(t) + i_n^0(t)] = p_p^0(t) + p_n^0(t) \quad (10)$$

Przy takim zapisie składowe mocy chwilowej parzysta $p_p^0(t)$ i nieparzysta $p_n^0(t)$ są równe:

$$p_p^0(t) = u_p^0(t) i_p^0(t) + u_n^0(t) i_n^0(t) \quad (11)$$

$$p_n^0(t) = u_p^0(t) i_n^0(t) + u_n^0(t) i_p^0(t) \quad (12)$$

Moc chwilową źródła $p^0(t)$ można także obliczyć bezpośrednio z zależności określających napięcie (5) i prąd (7) źródła:

$$\begin{aligned} p^0(t) = u^0(t) i^0(t) &= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U_m I_n \{ \cos[(m-n)\omega t + \psi_m - \psi_n + \phi_n] - \\ &\quad - \cos[(m+n)\omega t + \psi_m + \psi_n - \phi_n] \} \end{aligned} \quad (13)$$

Wówczas składowa parzysta mocy chwilowej $p_p^0(t)$ i nieparzysta $p_n^0(t)$ opisane są wzorami:

$$\begin{aligned} p_p^0(t) &= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U_m I_n \cos(\phi_n) \{ \cos[(m-n)\omega t + \psi_m - \psi_n] - \\ &\quad - \cos[(m+n)\omega t + \psi_m + \psi_n] \} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} p_n^0(t) &= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} U_m I_n \sin(\phi_n) \{ \sin[(m-n)\omega t + \psi_m - \psi_n] - \\ &\quad - \sin[(m+n)\omega t + \psi_m + \psi_n] \} \end{aligned} \quad (15)$$

Obliczając moc czynną P^0 oddawaną przez źródło zasilania otrzymuje się:

$$\frac{1}{T} \int_0^T p_p^0(t) dt = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos(\phi_n) = U_1 I_1 \cos(\phi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} U_n I_n \cos(\phi_n) \quad (16)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T p_n^0(t) dt = 0 \quad (17)$$

$$P^0 = \frac{1}{T} \int_0^T p^0(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T p_p^0(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T p_n^0(t) dt = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos(\phi_n) \quad (18)$$

Na podstawie wzoru (18) można stwierdzić, że składowa parzysta mocy chwilowej $p_p^0(t)$ zapewnia dostarczenie zadanej mocy czynnej do odbiornika i jest składową aktywną $p_A^0(t) = p_p^0(t)$, a składowa nieparzysta mocy $p_n^0(t)$ jest składową bierną $p_B^0(t) = p_n^0(t)$ i może być wyeliminowana z przebiegu mocy chwilowej źródła. W ogólnym przypadku, jak wynika z równania (12), ograniczenie skutecznej wartości prądu źródła zasilania poprzez kompensację składowej biernej mocy chwilowej $p_B^0(t)$ (12) wiąże się z kompensacją składowej parzystej lub nieparzystej napięcia lub prądu. Jednak kompensacja którejkolwiek składowej napięcia lub prądu wpływa również na składową aktywną mocy chwilowej $p_A^0(t)$ (11), zapewniającą dostarczenie zadanej mocy czynnej do odbiornika. Toteż kompensację składowej biernej mocy chwilowej źródła $p_B^0(t)$, można uzyskać jedynie przy pewnej odchyłce mocy czynnej odbiornika od wartości zadanej. W szczególności z uwagi na warunki pracy źródła, korzystny jest przypadek, gdy odchyłka wynika ze zmniejszenia mocy czynnej źródła (16) od wyższych harmonicznych napięcia i prądu w obwodzie skompensowanym w stosunku do mocy czynnej od wyższych harmonicznych napięcia i prądu w obwodzie pierwotnym. W celu realizacji powyższego przypadku dokonuje się przesunięcia w czasie przebiegu napięcia źródła, tak aby faza początkowa dominującej harmonicznej wynosiła zero. Takie przesunięcie przebiegu napięcia nie wpływa na energię w układzie. Jeśli dominującą harmoniczną przebiegu napięcia źródła jest pierwsza harmoniczna, co zwykle ma miejsce, to przebieg napięcia (5) po przesunięciu w czasie, wyraża się wzorem:

$$u(t) = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2} U_n \sin(n\omega t + \psi_n - n\psi_1) \quad (19)$$

Oznaczenie wielkości określających stan obwodu po operacji przesunięcia w czasie napięcia są pozbawione górnego indeksu „0”. Następnie wyznacza się składową parzystą i nieparzystą napięcia $u(t)$ o zerowej fazie początkowej pierwszej harmonicznej. Składowa parzysta napięcia $u_p(t)$ ma postać:

$$u_p(t) = \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2} U_n \sin(\psi_n - n\psi_1) \cos(n\omega t) \quad (20)$$

Składowa parzysta $u_p(t)$ zostaje skompensowana za pomocą znanego kompensatora napięcia FAsz w postaci źródła napięcia o napięciu równym $u_p(t)$ (20), włączonego szeregowo ze źródłem napięcia zasilania. Składową nieparzystą $u_n(t)$ napięcia $u(t)$ można zapisać:

$$u_n(t) = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2} U_n \cos(\psi_n - n\psi_1) \sin(n\omega t) \quad (21)$$

Przy napięciu zasilania odbiornika ograniczonym tylko do składowej nieparzystej $u_n(t)$ składowe prądu źródła $i(t)$, to jest składowa parzysta $i_p(t)$ i składowa nieparzysta $i_n(t)$ są równe:

$$i_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \cos\phi_n \cos(\psi_n - n\psi_1) \sin(n\omega t) \quad (22)$$

$$i_p(t) = - \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin\phi_n \cos(\psi_n - n\psi_1) \cos(n\omega t) \quad (23)$$

$$\text{gdzie: } I_n = \frac{U_n}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \quad (24)$$

Moc chwilowa $p_B(t)$, jako iloczyn funkcji parzystej i nieparzystej, jest funkcją nieparzystą i jej wartość średnia – czyli moc czynna – wynosi zero.

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_n(t) i_p(t) dt = 0 \quad (25)$$

Toteż składową parzystą $i_p(t)$ można wyeliminować z prądu źródła $i(t)$ za pomocą kompensatora FAR w postaci źródła prądu o prądzie równym $i_p(t)$ (23) oraz mocy czynnej równej zero (25), włączonego równolegle do odbiornika. Przedstawiono to na rysunku fig. 2, na którym zamieszczono także kompensator szeregowy FASz, którego moc czynna w stanie ustalonym, na podstawie wzorów (20) i (22) jest także równa zero, ponieważ:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_p(t) i_n(t) dt = 0 \quad (26)$$

Z tego względu, że moce czynne kompensatorów FASz i FAR w obwodzie skompensowanym – w ustalonym stanie pracy – są równe zero, to w tym obwodzie, podobnie jak w obwodzie pierwotnym, moc czynna odbiornika jest równa mocy czynnej źródła. Składowa nieparzysta prądu źródła $i_n(t)$ związana jest z mocą czynną źródła, która może być obliczona na podstawie zależności (21) i (22):

$$P_A = \frac{1}{T} \int_0^T u_n(t) i_n(t) dt = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{R} \frac{1}{1+n^2tg^2\phi_1} \cos^2(\psi_n - n\psi_1) \quad (27)$$

Z uwagi na związek składowej nieparzystej prądu źródła z mocą czynną źródła, składową prądu $i_n(t)$ nazwano składową aktywną prądu źródła i oznaczono $i_A(t)$, a składową parzystą $i_p(t)$ nazywano składową bierną prądu źródła oznaczając $i_B(t)$.

Wartości skuteczne prądów źródła w obwodzie pierwotnym I^0 i skompensowanym I_A wyznaczone na podstawie zależności (7) i (22) wynoszą:

$$I^0 = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{R^2} \frac{1}{1+n^2tg^2\phi_1}} \quad (28)$$

$$I_A = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{R^2} \left(\frac{1}{1+n^2tg^2\phi_1}\right)^2 \cos^2(\psi_n - n\psi_1)} \quad (29)$$

Na podstawie powyższych zależności można stwierdzić, że wartość skuteczna prądu źródła w obwodzie skompensowanym według wynalazku jest mniejsza od wartości skutecznej prądu w obwodzie pierwotnym. Mniejsza wartość skuteczna prądu źródła I_A w obwodzie skompensowanym zmniejsza moc pozorną źródła, co skutkuje poprawą współczynnika mocy źródła w obwodzie skompensowanym w stosunku do obwodu pierwotnego. Relacje ilościowe między wartościami współczynników mocy w obu przypadkach zależą od postaci odkształconego napięcia zasilania i kąta przesunięcia fazowego między pierwszymi harmonicznymi napięcia i prądu, czyli od parametrów odbiornika.

Współczynniki zawartości harmonicznym THD dla prądu $i_A(t)$ w obwodzie skompensowanym według wynalazku, prądu źródła $i^0(t)$ w obwodzie pierwotnym i dla prądu źródła $i_a(t)$ w obwodzie po kompensacji według koncepcji Fryzego wynoszą:

$$THD_{i_A(t)} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{U_n^2}{U_1^2} \cos^2(\psi_n - n\psi_1) \left(\frac{1+tg^2\phi_1}{1+n^2tg^2\phi_1}\right)^2} \quad (30)$$

$$THD_{i^0(t)} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{U_n^2}{U_1^2} \frac{1+tg^2\phi_1}{1+n^2tg^2\phi_1}} \quad (31)$$

$$THD_{i_a(t)} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{U_n^2}{U_1^2}} \quad (32)$$

Z wzorów (30), (31), (32) wynika, że współczynnik zawartości harmonicznym dla prądu źródła równego $i_A(t)$ w obwodzie skompensowanym jest mniejszy od współczynnika zawartości harmonicznym THD dla prądu źródła $i^0(t)$ w obwodzie pierwotnym i znacznie mniejszy od współczynnika THD prądu źródła przy kompensacji według koncepcji Fryzego. Relacje ilościowe między wartościami powyższych współczynników THD, podobnie jak w przypadku współczynników mocy źródła, istotnie zależą od przebiegu napięcia zasilania i od kąta przesunięcia fazowego między pierwszymi harmonicznymi napięcia i prądu.

Dla elementarnego obwodu złożonego ze źródła napięcia o okresowym niesinusoidalnym przebiegu (5) i liniowego rezystancyjno-indukcyjnego odbiornika, moc czynna źródła P^0 (18), a tym samym odbiornika, jest równa:

$$P^0 = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos(\phi_n) = \frac{U_1^2}{R} \frac{1}{1+\operatorname{tg}^2 \phi_1} + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{U_n^2}{R} \frac{1}{1+n^2 \operatorname{tg}^2 \phi_1} \quad (33)$$

Po kompensacji składowych napięcia i prądu źródła według wynalazku, moc czynną źródła P_A (27) można zapisać w postaci:

$$P_A = \frac{U_1^2}{R} \frac{1}{1+\operatorname{tg}^2 \phi_1} + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{U_n^2}{R} \frac{1}{1+n^2 \operatorname{tg}^2 \phi_1} \cos^2(\psi_n - n\psi_1) \quad (34)$$

Na podstawie porównania zależności (33) i (34) można stwierdzić, że wartości mocy czynnych źródła, a tym samym i odbiornika, od pierwszych harmonicznymi napięcia i prądu są takie same w obwodzie pierwotnym i w obwodzie skompensowanym według wynalazku. Różnica między mocami czynnymi odbiornika P^0 i P_A wynika z większej wartości składnika mocy czynnej odbiornika od wyższych harmonicznymi napięcia i prądu w obwodzie pierwotnym (33), w stosunku do tego samego składnika mocy czynnej odbiornika po kompensacji (34). Ta odchyłka mocy czynnej odbiornika w obwodzie skompensowanym od wartości mocy czynnej odbiornika w obwodzie pierwotnym nie przekracza wartości sumy mocy czynnych od wyższych harmonicznymi w obwodzie pierwotnym. W szczególnym przypadku, gdy fazy początkowe harmonicznymi napięcia mają zerowe wartości, to moce czynne źródła w obu obwodach są sobie równe i są równe mocy odbiornika.

Przedmiot wynalazku przedstawiony jest na rysunku, na którym fig. 1 przedstawia schemat blokowy układu ze stanu techniki, fig. 2 przedstawia schemat układu obrazujący realizację wynalazku.

Wykaz oznaczeń na rysunku

- $u(t)$ – napięcie źródła zasilania
- $i(t)$ – prąd odbiornika
- $i_a(t)$ – składowa czynna prądu według Fryzego
- $i_b(t)$ – składowa bierna prądu według Fryzego
- $i_A(t)$ – składowa aktywna prądu według wynalazku
- $i_B(t)$ – składowa bierna prądu według wynalazku
- $u_n(t)$ – składowa nieparzysta napięcia
- $u_p(t)$ – składowa parzysta napięcia
- FAR – kompensator prądu - filtr aktywny dołączony równolegle do odbiornika
- FASz – kompensator napięcia – filtr aktywny dołączony szeregowo do źródła napięcia

Wynalazek ilustruje następujący przykład wykonania

Napięcie zasilania o częstotliwości pierwszej harmonicznymi $f = 50$ Hz jest przyłożone do obwodu złożonego z szeregowo połączonych rezystora o rezystancji $R = 10 \Omega$ oraz cewki o indukcyjności $L = 31,85$ mH i ma postać:

$$u^0(t) = 100\sqrt{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + 20\sqrt{2} \sin\left(3\omega t + \frac{\pi}{4}\right) + 10\sqrt{2} \sin\left(5\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + 2\sqrt{2} \sin\left(7\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (35)$$

Przy napięciu zasilania $u^0(t)$ prąd w obwodzie pierwotnym ma przebieg:

$$i^0(t) = 7,07\sqrt{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{4}\right) + 0,63\sqrt{2} \sin\left(3\omega t + \frac{\pi}{4} - 1,245\right) + 0,196\sqrt{2} \sin\left(5\omega t - \frac{\pi}{3} - 1,368\right) + 0,028\sqrt{2} \sin\left(7\omega t + \frac{\pi}{4} - 1,415\right) \quad (36)$$

Składowa czynna prądu źródła $i_a(t)$ według Fryzego jest równa:

$$i_a(t) = 4,80\sqrt{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + 0,96\sqrt{2} \sin\left(3\omega t + \frac{\pi}{4}\right) + 0,48\sqrt{2} \sin\left(5\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + 0,096\sqrt{2} \sin\left(7\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \quad (37)$$

Przebieg napięcia po przesunięciu czasowym takim, aby faza początkowa pierwszej harmonicznej wynosiła zero, można zapisać następująco:

$$u(t) = 100\sqrt{2} \sin(\omega t) + 20\sqrt{2} \sin\left(3\omega t - \frac{\pi}{4}\right) + 10\sqrt{2} \sin\left(5\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) + 2\sqrt{2} \sin\left(7\omega t - \frac{11\pi}{12}\right) \quad (38)$$

Przy napięciu zasilania $u(t)$ przebieg prądu w obwodzie opisany jest zależnością:

$$i(t) = 7,07\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) + 0,63\sqrt{2} \sin\left(3\omega t - 1,2490 - \frac{\pi}{4}\right) + 0,196\sqrt{2} \sin\left(5\omega t - 1,3734 - \frac{7\pi}{6}\right) + 0,028\sqrt{2} \sin\left(7\omega t - 1,4889 - \frac{11\pi}{12}\right) \quad (39)$$

Składowa nieparzysta $u_n(t)$ i parzysta $u_p(t)$ napięcia $u(t)$, którego faza początkowa pierwszej harmonicznej jest równa zero, wynoszą:

$$u_n(t) = 100\sqrt{2} \sin(\omega t) + 14,14\sqrt{2} \sin(3\omega t) - 8,66\sqrt{2} \sin(5\omega t) - 1,93\sqrt{2} \sin(7\omega t) \quad (40)$$

$$u_p(t) = -14,14\sqrt{2} \cos(3\omega t) + 5\sqrt{2} \cos(5\omega t) - 0,52\sqrt{2} \cos(7\omega t) \quad (41)$$

Po skompensowaniu składowej parzystej $u_p(t)$ za pomocą kompensatora szeregowego włączonego w szereg ze źródłem napięcia zasilania, odbiornik zasilany jest składową nieparzystą napięcia $u_n(t)$ (40). Pod wpływem nieparzystej składowej napięcia w źródle i odbiorniku płynie prąd $i^*(t)$, którego przebieg ma postać:

$$i^*(t) = 7,07\sqrt{2} \sin(\omega t - 0,7854) + 0,45\sqrt{2} \sin(3\omega t - 1,2490) - 0,17\sqrt{2} \sin(5\omega t - 1,3734) - 0,027\sqrt{2} \sin(7\omega t - 1,4289) \quad (42)$$

Składowa parzysta tego prądu $i_p(t) = I_B(t)$ jest równa:

$$i_p(t) = -5\sqrt{2} \cos(\omega t) - 0,42\sqrt{2} \cos(3\omega t) + 0,167\sqrt{2} \cos(5\omega t) + 0,027\sqrt{2} \cos(7\omega t) \quad (43)$$

zaś składowa nieparzysta $i_n(t) = I_A(t)$ wynosi:

$$i_n(t) = 5\sqrt{2} \sin(\omega t) + 0,14\sqrt{2} \sin(3\omega t) - 0,033\sqrt{2} \sin(5\omega t) - 0,0038\sqrt{2} \sin(7\omega t) \quad (44)$$

Dla podanych parametrów odbiornika RL obliczono i podano w tabeli 1, dla wybranych napięć i prądów ich wartości skuteczne i współczynniki zawartości harmonicznych THD.

Tabela 1
Wartości napięć i prądów skutecznych oraz współczynników THD

wielkość (równanie opisujące)	$u^0(t)$ (35)	$u(t)$ (38)	$u_n(t)$ (40)	$i^0(t)$ (36)	$i(t)$ (39)	$i^*(t)$ (42)	$i_a(t)$ (37)	$i_A(t)$ (44)
wartość skuteczna	102,49 V	102,49 V	101,38 V	7,10 A	7,10 A	7,09 A	4,92 A	5,00 A
THD [%]	22,45	22,45	16,69	9,37	9,37	6,80	22,45	2,87

Wartości mocy czynnej źródła od poszczególnych harmonicznym napięcia i prądu, sumarycznej mocy czynnej źródła, mocy pozornej źródła obliczonej jako iloczyn skutecznych wartości napięcia i prądu oraz współczynnika mocy źródła dla trzech przebiegów prądu źródła, to jest prądu w obwodzie pierwotnym $i^0(t)$, składowej czynnej według Fryzego $i_a(t)$ oraz składowej aktywnej prądu $i_A(t)$ według wynalazku, podano w tabeli 2.

Tabela 2
Wartości mocy czynnych i mocy pozornej źródła oraz współczynnika mocy

prąd źródła	P_1 [W]	P_3 [W]	P_5 [W]	P_7 [W]	ΣP_n [W]	S [VA]	$\cos\theta$
$i^0(t)$	500	3,99	0,38	0,008	504,38	727,68	0,693
$i_a(t)$	480	19,2	4,8	0,19	504,19	504,25	1,000
$i_A(t)$	500	1,98	0,29	0,007	502,27	512,68	0,980

Z porównania wartości podanych w tabelach 1 i 2 wynika, że współczynnik mocy źródła $\cos\theta = \frac{P}{S}$ w przypadku kompensacji prądu źródła według wynalazku jest ponad 40% większy od współczynnika mocy źródła w obwodzie pierwotnym i około 2% mniejszy od współczynnika mocy źródła przy kompensacji według Fryzego. Natomiast współczynnik zawartości harmonicznym THD prądu źródła według wynalazku (2,87%) jest ponad siedmiokrotnie mniejszy od THD prądu źródła dla składowej czynnej prądu Fryzego (22,45%) i ponad trzykrotnie mniejszy od THD prądu źródła w obwodzie pierwotnym (9,37%). Również współczynnik THD prądu odbiornika w obwodzie skompensowanym według wynalazku jest ponad 25% mniejszy od współczynnika THD prądu odbiornika w obwodzie pierwotnym.

Na podstawie wyników zamieszczonych w tabeli 2 można stwierdzić, że przy przepływie przez źródło prądu równego składowej czynnej $i_a(t)$ według Fryzego maleje moc źródła od pierwszej harmonicznym napięcia i prądu, a zwiększają się wartości mocy od wyższych harmonicznym w stosunku do odpowiednich mocy przy przepływie prądu $i^0(t)$. W odróżnieniu od rozkładu mocy czynnej źródła przy kompensacji według Fryzego, w rozkładzie mocy czynnej źródła wyznaczonym na podstawie wynalazku, moc czynna źródła od pierwszej harmonicznym napięcia i prądu jest równa mocy czynnej źródła od pierwszej harmonicznym napięcia i prądu w obwodzie pierwotnym, a moce czynne od wyższych harmonicznym napięcia i prądu, zgodnie z wzorami (33) i (34), są mniejsze od odpowiednich mocy czynnych w obwodzie pierwotnym (tabela 2).

Zastosowanie w jednofazowym obwodzie elektrycznym prądu przemiennego z okresowym niesinusoidalnym przebiegiem napięcia zasilania i liniowym rezystancyjno-indukcyjnym odbiornikiem kompensacji według wynalazku pozwala na uzyskanie korzystnych skutków. Konkretnie wartości zależą zarówno od postaci odkształconego napięcia zasilającego, jak i od parametrów odbiornika. I tak:

1. W obwodzie z kompensacją według wynalazku wartość skuteczna prądu źródła jest mniejsza niż wartość skuteczna prądu źródła w obwodzie pierwotnym i jest tylko nieznacznie większa od wartości skutecznej prądu źródła w obwodzie z kompensacją według Fryzego.
2. Współczynnik mocy źródła w obwodzie z kompensacją według wynalazku jest większy niż współczynnik mocy źródła w obwodzie pierwotnym i jest tylko nieznacznie mniejszy od współczynnika mocy źródła w obwodzie z kompensacją według Fryzego.

3. Wartość współczynnika zawartości harmonicznych THD prądu źródła w obwodzie z kompensacją według wynalazku jest mniejsza niż w obwodzie pierwotnym i znacznie mniejsza niż w obwodzie z kompensacją według Fryzego.
4. W przeciwieństwie do rozkładu mocy czynnej źródła przy kompensacji według Fryzego, w rozkładzie mocy czynnej źródła wyznaczonej na podstawie wynalazku moc czynna źródła od pierwszej harmonicznej napięcia i prądu jest równa mocy czynnej źródła od pierwszej harmonicznej napięcia i prądu w obwodzie pierwotnym, a moce czynne od wyższych harmonicznych napięcia i prądu, nie przekraczają wartości mocy czynnych źródła od odpowiadających im harmonicznych napięcia i prądu w obwodzie pierwotnym i są wielokrotnie mniejsze niż w obwodzie z kompensacją według Fryzego.
5. Moce czynne kompensatorów wykorzystanych do eliminacji wyznaczonych według wynalazku składowych napięcia i prądu są równe zero.

Zastrzeżenie patentowe

1. Sposób poprawy współczynnika mocy źródła i współczynnika zawartości harmonicznych THD prądu źródła w jednofazowych obwodach elektrycznych prądu przemiennego z liniowym rezystancyjno-indukcyjnym odbiornikiem i z okresowymi przebiegami niesinusoidalnymi, bazujący na stwierdzeniu, że moc czynna źródła jest równa wartości średniej ze składowej parzystej mocy chwilowej źródła, którą to składową można przedstawić w postaci sumy iloczynów składowych parzystych i nieparzystych napięcia i prądu źródła, **znamienny tym**, że okresowy niesinusoidalny przebieg napięcia źródła zasilania ($u(t)$), po przesunięciu w czasie takim aby faza początkowa pierwszej harmonicznej tego napięcia była równa zero, rozkłada się na składową parzystą i nieparzystą, przy czym składową parzystą kompensuje się za pomocą znanego dodatkowego kompensatora napięcia (FAsz), w postaci źródła napięcia o wartości $u_p(t) = \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2} U_n \sin(\psi_n - n\psi_1) \cos(n\omega t)$, włączonego szeregowo ze źródłem napięcia zasilania ($u(t)$), zaś z przebiegu prądu źródła wywołanego składową nieparzystą napięcia źródła zasilania ($u_n(t)$) eliminuje się składową parzystą tego prądu, za pomocą znanego dodatkowego kompensatora prądu (FAR) w postaci źródła prądu o wartości równej $i_p(t) = -\sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin\varphi_n \cos(\psi_n - n\psi_1) \cos(n\omega t)$, włączonego równoległe do odbiornika.

Rysunki

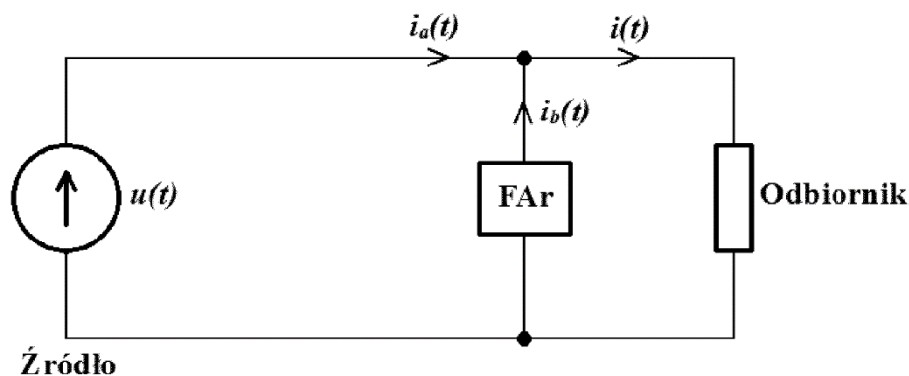


Fig. 1.

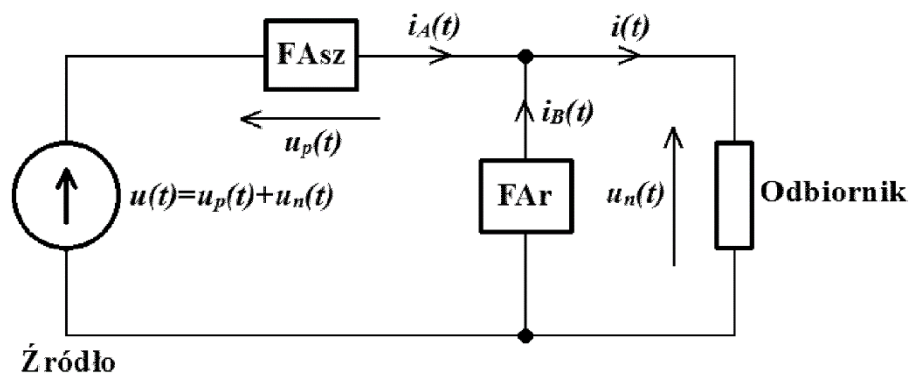


Fig. 2.