

doi:10.15199/48.2023.09.04

Zastosowanie źródeł zasilania o szerokim zakresie częstotliwości pracy w układach probierczych przeznaczonych do sprawdzania dokładności przekładników prądowych

Streszczenie. W artykule porównano programowalne źródło napięcia wykorzystujące technologię PWM z opracowanym układem zasilania składającym się ze wzmacniacza audio i dwukanałowego generatora arbitralnego. Oba źródła zostały zastosowane do zasilania układu probierczego z transformatorem wielkopiędowym przeznaczonego do badania dokładności indukcyjnych przekładników prądowych podczas transformacji prądów odkształconych.

Abstract. The article compares a programmable voltage source using PWM technology with a developed power supply system consisting of an audio amplifier and a two-channel arbitrary generator. Both sources were used to supply the test system with a high-current transformer designed to test the accuracy of inductive current transformers during the transformation of distorted currents. (*The application of power sources with a wide operating frequency range in test systems intended for testing the accuracy of current transformers*).

Słowa kluczowe: programowalne źródło napięcia, układ probierczy, szeroki zakres częstotliwości pracy, przekładnik prądowy.

Keywords: programmable voltage source, test system, wide operating frequency range, current transformer.

Wstęp

Generację przebiegów zawierających zadane wartości skuteczne składowej podstawowej napięcia i jego wyższych harmonicznych oraz ich wzajemnych przesunięć fazowych możliwa jest z zastosowaniem programowalnych źródeł napięcia zmiennego. W seryjnie produkowanych urządzeniach dopuszczalne poziomy tych napięć są ograniczone programowo. Jednakże część źródeł programowalnych umożliwi rozszerzenie napięciowego i częstotliwościowego zakresu pracy poprzez możliwość wzmacniania sygnału zadawanego z zewnętrznego generatora arbitralnego. W przypadku obciążeń indukcyjnych ze względu na wzrost reakcji głównym problemem jest utrzymanie odpowiedniej wartości skutecznej prądu wyższej harmonicznej wraz ze wzrostem jej częstotliwości. Wynika to z faktu, że od pewnej jej wartości wartość skuteczna napięcia wyższej harmonicznej niezbędna do otrzymania zadanej wartości skutecznej harmonicznej prądu odkształconego jest wyższa niż wartość skuteczna napięcia składowej podstawowej. Pasma pracy źródła programowalnego jest ograniczone przez jego maksymalne napięcie i prąd wyjściowy, maksymalną moc czynną/bierną oraz częstotliwość napięcia wyjściowego.

Indukcyjne przekładniki ze względu na nieliniowy przebieg charakterystyki magnesowania rdzenia wymagają sprawdzania ich dokładności w szerokim zakresie wartości skutecznych prądów lub napięć pierwotnych [1–6]. Ze względu na dużą liczbę urządzeń nieliniowych, jakość energii elektrycznej przesyłanej siecią elektroenergetyczną pogarsza się, w wyniku czego prądy/napięcia transformowane przez przekładniki są odkształcone. W przypadku indukcyjnych przekładników prądowych może mieć to negatywny wpływ nawet na dokładność transformacji składowej podstawowej prądu odkształconego [2,4,7,8]. Wyznaczone wartości błędów prądowych i kątowych dla transformacji wyższych harmonicznych zwykle różnią się od tych uzyskanych dla prądów sinusoidalnych [3,9–14]. Jednakże wartości graniczne określone zgodnie z normą PN-EN 61869-2 dla danych klas dokładności w warunkach transformacji prądów sinusoidalnych o częstotliwości 50 Hz / 60 Hz można rozszerzyć na zwiększony częstotliwościowy zakres pracy np. do 5 kHz / 6 kHz [11]. W przypadku indukcyjnych przekładników napięciowych zaprojektowanych do transformacji napięć sinusoidalnych ich częstotliwościowe

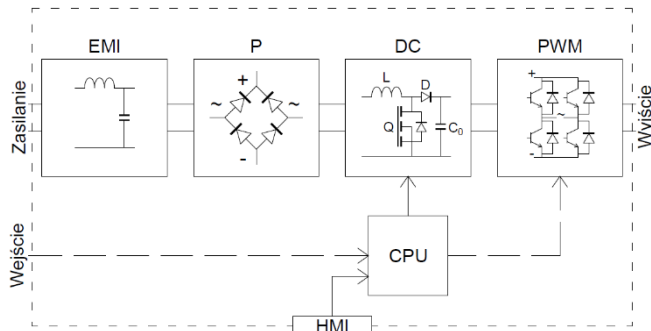
pasmo pracy jest ograniczone przez zjawisko rezonansu [14–17]. W związku z powyższym, aby wyznaczyć błędy transformacji przekładników dla pracy w warunkach transformacji prądów/napięć odkształconych należy wykonać sprawdzenie ich dokładności dla poszczególnych harmonicznych [18–21]. Jak dotąd, wciąż nie zostały opracowane wytyczne normalizacyjne ani metody pomiarowe do oceny dokładności indukcyjnych przekładników prądowych i napięciowych transformujących niesinusoidalne przebiegi prądów i napięć. Obowiązujące normy w tym zakresie dotyczą jedynie przekładników małej mocy [22–26]. Dokładność powinna być wyznaczona dla sygnałów zawierających składową podstawową 50 Hz i szereg wyższych harmonicznych. Jednakże, ze względów praktycznych dopuszcza się wykonywanie badań zasilając stroną pierwotną sygnałem z pojedynczą wyższą harmoniczną [8,22,27–29]. Wobec tego wymagane jest zastosowanie programowalnego źródła napięcia zasilającego umożliwiającego generację odpowiedniej wartości skutecznych zarówno składowej podstawowej jak i wyższych harmonicznych napięcia oraz szerokopasmowych transformatorów probierczych [12,13,30,31].

W tym artykule porównano programowalne źródło napięcia wykorzystujące technologię PWM z opracowanym układem zasilania składającym się ze wzmacniacza audio i dwukanałowego generatora arbitralnego. Oba źródła zostały zastosowane do zasilania układu probierczego z transformatorem wielkopiędowym przeznaczonym do badania dokładności indukcyjnych przekładników prądowych podczas transformacji prądów odkształconych. Oceniono częstotliwościowy zakres pracy obu rozwiązań. Przedstawiono metodę obliczeniową służącą do wyznaczenia maksymalnych możliwych do uzyskania wartości skutecznych wyższych harmonicznych dla zadanych wartości skutecznych składowej podstawowej. Opracowane równania umożliwiają także wyznaczenie maksymalnych wartości skutecznych składowej podstawowej dla określonej zadanej wartości skutecznej wyższej harmonicznej.

Badane szerokopasmowe źródła zasilania

Programowalne źródła wykorzystujące falownik PWM składa się z czterech głównych elementów: bloku wejściowego z aktywną korekcją współczynnika mocy, szyny DC, układu sterującego i końcówki mocy z falownikiem PWM. Sterownik PWM przełącza napięcie na

kluczach tranzystorowych z wysoką częstotliwością (np. 20 kHz) modulując szerokość i wysokość impulsów napięciowych. Kontrola współczynnika mocy odbywa się przez układ z tranzystorami MOSFET, który przekierowuje wyprostowany prąd przez dławik celem uzyskania prądu wyjściowego proporcjonalnego do napięcia zasilania. Na Rysunku 1 przedstawiono uproszczony schemat blokowy falownikowego programowalnego źródła napięcia z układem poprawy współczynnika mocy i przetwornicą DC-DC podwyższającą napięcie [32,33].



Rys. 1. Schemat blokowy źródła mocy opartego o falownik PWM

Na Rysunku 1 zastosowano następujące oznaczenia: EMI – filtr sieciowy przeciwzakłóceń, P – prostownik, DC – szyna prądu stałego, PWM – falownik PWM, CPU – procesor sterujący, HMI – interfejs użytkownika.

Układ ten wykorzystuje magazynowanie energii w dławiku L szyny DC, gdy tranzystor Q jest załączony. W tym czasie energia wymagana przez obciążenie jest dostarczana z kondensatora wyjściowego C_0 . Gdy tranzystor Q wyłącza się, polaryzacja napięcia na cewce zmienia się, sprawiając, że dioda D jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia i energia jest przekazywana do kondensatora C_0 . Z tego względu taki układ nie pracuje poprawnie z obciążeniem pojemnościowym. Falownik PWM jest odpowiedzialny za generację zadanych przebiegów jako szeregu impulsów różnej długości. Układ ten składa się z dwóch tranzystorów, z których górny odpowiada za dodatnią część przebiegu a dolny za ujemną. Impulsy sterujące falownikiem PWM generowane są poprzez porównanie napięcia wejściowego z referencyjnym przebiegiem trójkątnym (zwanym przebiegiem nośnym). Górny tranzystor jest załączany, gdy wartość sygnału modulującego jest większa niż fali nośnej a wyłączany, gdy wartość sygnału modulującego jest niższa. Sygnał sterujący dla drugiego tranzystora jest odwrócony w fazie [33]. Badane źródło napięcia ma znamionową moc 2 kVA. Może ono pracować w dwóch zakresach napięciowych: 0 – 150 V oraz 0 – 300 V, z maksymalnymi prądami o wartości skutecznej odpowiednio 16 A i 8 A. Jego znamionowe pasmo pracy dla napięć sinusoidalnych jest ograniczone do 1 kHz. Jednakże, umożliwia generację napięć zawierających wyższe harmoniczne z zakresu częstotliwości od 100 Hz do 2400 Hz. Wówczas, maksymalny udział procentowy wyższej harmonicznej wynosi 20% wartości składowej podstawowej napięcia odkształconego. Pasma pracy urządzenia może zostać rozszerzone poprzez zastosowanie zewnętrznego generatora sterującego.

Tranzystory mocy we wzmacniaczach audio, pracują zwykle w klasie AB, jako że ma ona wyższą sprawność od klasy A przy zachowaniu zadowalającego poziomu dokładności odzwierciedlenia napięcia sterującego. W analizowanym przypadku pracują one w układzie przeciwobnym, gdzie jeden tranzystor odpowiada za dodatnią część sygnału, a drugi za ujemną. Każdy z

tranzystorów pracuje przez ponad połowę okresu sygnału zadanego, co redukuje zakłócenia skrośne. Wzmacniacze klasy H działają na tej samej zasadzie, ale są zasilane poprzez przetwornicę obniżającą napięcie (ich napięcie wyjściowe jest niższe niż zasilające) co zwiększa sprawność urządzenia. Wzmacniacze audio zwykle posiadają dwa kanały, które mogą pracować niezależnie lub w trybie mostkowym, co pozwala na podwojenie wartości skutecznej napięcia na wyjściu wzmacniacza. Sygnał sterujący podawany jest na wspólne wejście, oba kanały wzmacniacza pracują w przeciwfazie. Wzmacniacze audio mają trzy podstawowe typy zabezpieczeń. Zabezpieczenie od przesterowania wykorzystuje diody Zenera dołączone do wyjścia końcówki mocy i tym samym ogranicza maksymalną wartość napięcia na wyjściu wzmacniacza. Ograniczenia prądu i mocy wyjściowej są zwykle wykonane jako wspólne zabezpieczenie przed przegrzaniem poprzez kontrolę temperatury na radiatorach tranzystorów końcówki mocy. Zgodnie ze specyfikacją techniczną badane urządzenie charakteryzuje się mocą znamionową 2 kW w przypadku pracy na obciążenie 2 Ω oraz 4 kW w przypadku pracy w trybie mostkowym na znamionowe obciążenie 4 Ω . Wartość skuteczna napięcia wyjściowego wzmacniacza wynosi 70 V dla pojedynczego kanału oraz 140 V dla kanałów pracujących w trybie mostkowym. Wartość skuteczna znamionowego prądu wyjściowego wynosi 28 A. Wykorzystanie wzmacniacza audio do zasilania transformatora wieloprądowego w układzie do sprawdzania dokładności indukcyjnych przekładników prądowych podczas transformacji prądów odkształconych wymaga zastosowania generatora arbitralnego do wytworzenia napięcia sterującego. Głównymi elementami tego urządzenia są: mikroprocesorowy generator sygnału, przetwornik cyfrowo/analogowy (C/A) i wzmacniacz napięciowy oraz pamięć RAM. Zadany sygnał jest odwzorowany w pamięci generatora w postaci próbek cyfrowych, których liczba jest uzależniona od rozdzielczości przetwornika analogowo/cyfrowego. Podczas generacji przebiegu napięcia, dla każdej chwili czasu odczytana z pamięci odpowiednia próbka sygnału wysyłana zostaje do przetwornika C/A. Wymagana amplituda generowanego napięcia wyjściowego uzyskiwana jest poprzez wzmacniacz operacyjny sterowany w pętli sprzężenia zwrotnego [34].

Zestawienie parametrów technicznych obu badanych źródeł zasilania przedstawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Zestawienie charakterystyk technicznych obu badanych szerokopasmowych źródeł zasilania

Parametr techniczny	Źródło falownikowe	Wzmacniacz audio
Moc znamionowa	2 kVA	4 kW (mostek) / 2 kW
Maksymalna wartość skuteczna napięcia wyjściowego	300 V (8 A) / 150 V (16 A)	140 V (mostek) / 70 V (28 A)
Znamionowy częstotliwościowy zakres pracy	1 kHz (2,4 kHz)	20 kHz

Czynniki warunkujące wartości skuteczne harmonicznych prądu wyjściowego szerokopasmowych źródeł zasilania.

Pierwszym czynnikiem ograniczającym wartości skuteczne harmonicznych prądu wyjściowego szerokopasmowego źródła napięciowego jest maksymalna wartość chwilowa jego napięcia wyjściowego ($U_{max,pp}$). Ma ona największe znaczenie ze względu na wymagany wzrost wartości skutecznej napięcia wyjściowego w przypadku utrzymania zadanej wartości skutecznej prądu wyższej harmonicznej dla obciążeń indukcyjnych. Wynika z maksymalnego dopuszczalnego napięcia na złączu

kolector-emiter tranzystorów zastosowanych do konstrukcji końcówki mocy. Ograniczenie to, jeżeli odkształcone napięcie posiada dwie składowe harmoniczne, może zostać opisane za pomocą równania:

$$(1) U_{max.pp} = \text{MAX}\{U_{max.h1} \cdot \sin(\omega \cdot t) + U_{max.hi} \cdot \sin(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi})\} = U_{max.h1} \cdot \sin(\omega \cdot t_{max}) + U_{max.hi} \cdot \sin(h_i \cdot \omega \cdot t_{max} + \varphi_{hi})$$

gdzie: $U_{max.pp}$ – maksymalna wartość chwilowa odkształconego napięcia wyjściowego źródła zasilania, $U_{max.h1}$ – amplituda składowej podstawowej napięcia, t_{max} – chwila czasowa w której wystąpi maksymalna wartość napięcia, h_i – rząd wyższej harmonicznej, $U_{max.h1}$ – amplituda wyższej harmonicznej napięcia h_i , φ_{hi} – przesunięcie fazowe pomiędzy składową podstawową napięcia a wyższą harmoniczną.

Wyznaczając ze wzoru (1) maksymalną wartość chwilową wyższej harmonicznej napięcia odkształconego otrzymano równanie:

$$(2) U_{max.hi} = \frac{U_{max.pp} - U_{max.h1} \cdot \sin(\omega \cdot t_{max})}{\sin(h_i \cdot \omega \cdot t_{max} + \varphi_{hi})}$$

Aby obliczyć maksymalną możliwą do zadania wartość chwilową wyższej harmonicznej należy znać chwilę czasową, w jakim wystąpi maksimum dla danego przebiegu odkształconego. Jej wartość znajduje się w przedziale $(\frac{T_{h1}}{4} - \frac{T_{hi}}{4}, \frac{T_{h1}}{4} + \frac{T_{hi}}{4})$ i jest zależna od przesunięcia fazowego φ_{hi} oraz stosunku amplitud podstawowej i wyższej harmonicznej. Z tego względu, obliczenie maksymalnej możliwej do zadania wartości chwilowej napięcia wyjściowego źródła dla zadanej amplitudy składowej podstawowej i przesunięcia fazowego wyższej harmonicznej jest możliwe jedynie przy wykorzystaniu algorytmów iteracyjnych. Dokonując analizy przebiegów harmonicznych można wykazać, że najmniejsza możliwa do uzyskania maksymalna wartość przebiegu z jedną wyższą harmoniczną wystąpi dla przypadku, gdy maksymalne wartości chwilowe składowej podstawowej i wyższej harmonicznej wystąpią w tej samej chwili czasowej.

$$(3) U_{max.pp} = U_{max.h1} + U_{max.hi}$$

Wtedy, najmniejsza możliwa do uzyskania maksymalna wartość chwilowa wyższej harmonicznej może być obliczona z zależności:

$$(4) U_{max.hi} = U_{max.pp} - U_{max.h1}$$

Sytuacja taka będzie miała miejsce, gdy spełniony będzie układ równań:

$$(5) \begin{cases} \sin(\omega \cdot t_{max}) = 1 \\ \sin(h_i \cdot \omega \cdot t_{max} + \varphi_{hi}) = 1 \end{cases}$$

Jego rozwiązanie pozwala wyznaczyć wartość przesunięcia fazowego pomiędzy składową podstawową a wyższą harmoniczną, dla której wystąpi najgorszy przypadek:

$$(6) \varphi_{hi} = \frac{\pi}{2} \cdot (1 - h_i)$$

Drugim czynnikiem ograniczającym wartości skuteczne harmonicznych prądu wyjściowego szerokopasmowego źródła napięciowego jest maksymalna wartość skuteczna prądu wyjściowego źródła. Na tej podstawie można określić maksymalną wartość skuteczną prądu wyższej harmonicznej równaniem:

$$(7) I_{hi}(I_{max}) = \sqrt{I_{max}^2 - I_{h1}^2}$$

gdzie: I_{max} – maksymalna wartość skuteczna prądu na wyjściu źródła zasilania, I_{h1} – wartość skuteczna składowej

podstawowej prądu, $I_{hi}(I_{max})$ – maksymalna wartość skuteczna wyższej harmonicznej prądu rzędu h_i .

Mnożąc równanie (7) przez impedancję obciążenia można uzyskać zależność określającą maksymalne napięcie skuteczne możliwe do uzyskania dla zadanej wartości składowej podstawowej prądu:

$$(8) U_{hi}(I_{max}) = \sqrt{I_{max}^2 - I_{h1}^2} \cdot Z_{obc}$$

gdzie: Z_{obc} – impedancja obciążenia.

Trzecim czynnikiem ograniczającym jest maksymalna wartość skuteczna mocy pozornej źródła zasilania. Jej wartość jest uzależniona od strat mocy czynnej zastosowanych tranzystorów i wydajności układu chłodzenia.

$$(9) S_{max} = U_{max} \cdot I_{max}$$

gdzie: S_{max} – maksymalna wartość skuteczna mocy pozornej źródła zasilania, U_{max} – maksymalna wartość skuteczna sinusoidalnego napięcia wyjściowego źródła zasilania.

Ostatnim czynnikiem ograniczającym częstotliwościowy zakres pracy szerokopasmowego źródła zasilania jest szybkość przełączania tranzystorów zastosowanych do budowy końcówki mocy. Jeśli jest ona zbyt mała, przebieg napięcia wyjściowego nie będzie w stanie osiągnąć pełnego zakresu wartości chwilowych odwzorowywanego napięcia sterującego w założonym przedziale czasowym (wynikającym z częstotliwości wzmacnianego napięcia). Celem utrzymania odpowiedniego kształtu napięcia wyjściowego należy obniżyć jego amplitudę lub częstotliwość. Maksymalna wartość skuteczna napięcia wyższej harmonicznej (U_{SRhi}) może zostać określona na podstawie maksymalnych wartości napięcia wyjściowego i częstotliwości:

$$(10) U_{SRhi} = \frac{U_{max} \cdot f_{max}}{f_{hi}}$$

gdzie: f_{hi} – częstotliwość zadanej wyższej harmonicznej, f_{max} – maksymalna częstotliwość sinusoidalnego napięcia na wyjściu źródła deklarowana przez producenta

Aby ocenić przydatność danego urządzenia do zasilania układów probierczych podczas badania przekładników prądowych w szerokim zakresie częstotliwości harmonicznych transformowanego prądu należy, na podstawie równań od (1) do (10), obliczyć maksymalną wartość skuteczną prądu składowej harmonicznej (najwyższego rzędu z badanego pasma, jaką można uzyskać dla danego prądu składowej podstawowej).

$$(11) I_{hi,max} = \text{MIN}\{I_{hi}(U_{max.pp}), I_{max}, U_{SRhi}\}$$

W powyższej zależności pominięto ograniczenie mocy, ponieważ wynika ono pośrednio z ograniczeń prądowego i napięciowego. Przekształcając równanie (1), dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego, największa wartość skuteczna prądu wyższej harmonicznej dla najgorszego przypadku, uwzględniając ograniczenie maksymalnej wartości chwilowej napięcia wyjściowego, wynosi:

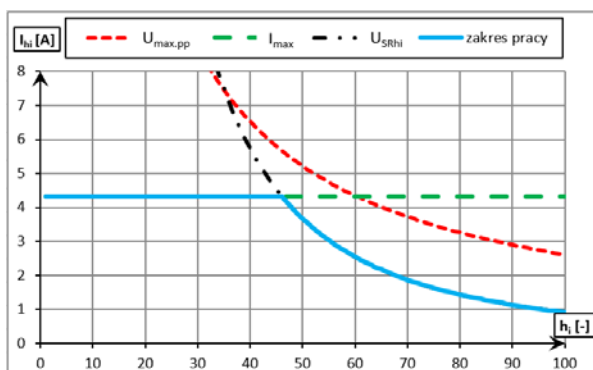
$$(12) I_{hi}(U_{max.pp}) = \frac{U_{max.pp} - U_{max.h1}}{\sqrt{2 \cdot \sqrt{R^2 + (2\pi \cdot h_i \cdot f_{h1} \cdot L)^2}}}$$

gdzie: R – rezystancja obciążenia; L – indukcyjność obciążenia.

Przekształcając równanie (10), dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego maksymalna wartość skuteczna prądu wyższej harmonicznej wynikająca z ograniczenia szybkości przełączania tranzystorów końcówki mocy wynosi:

$$(13) \quad I_{hi}(U_{SRhi}) = \frac{U_{max} \cdot f_{max}}{f_{hi} \cdot \sqrt{R^2 + (2\pi \cdot f_{hi} \cdot L)^2}}$$

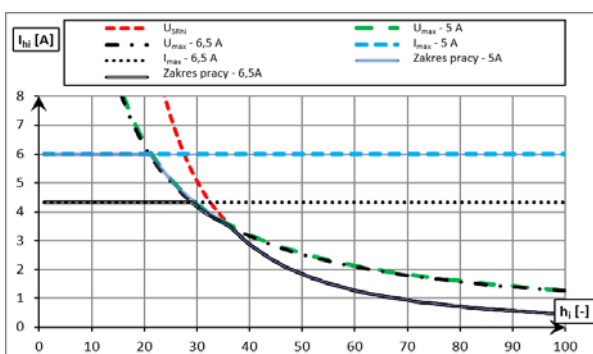
Na rysunku 2 przedstawiono maksymalne wartości skuteczne wyższych harmonicznych prądu wyjściowego możliwe do uzyskania ze źródła PWM dla zadanej wartości skutecznej składowej podstawowej prądu odkształconego równej 6,5 A i obciążenia o indukcyjności 5 mH.



Rys.2. Maksymalne wartości skuteczne wyższych harmonicznych prądu wyjściowego możliwe do uzyskania ze źródła PWM dla zadanej wartości skutecznej składowej podstawowej prądu odkształconego równej 6,5 A i obciążenia o indukcyjności 5 mH

Na Rysunku 2 zastosowano następujące oznaczenia: U_{SRhi} – ograniczenie wynikające z maksymalnej częstotliwości wyjściowej źródła; $U_{max,pp}$ – ograniczenie wynikające z maksymalnej wartości szczytowej napięcia; I_{max} – ograniczenie wynikające z maksymalnej wartości skutecznej prądu wyjściowego; $Pasmo$ – częstotliwościowe pasmo pracy urządzenia dla zadanej wartości skutecznej składowej podstawowej prądu odkształconego równej 6,5 A podczas pracy na obciążeniu o indukcyjności 5 mH.

Zmiana wartości indukcyjności obciążenia z 5 mH do 10 mH spowoduje wzrost wymaganej wartości skutecznej napięcia z rzędem wyższej harmonicznej i tym samym wzrost znaczenia ograniczenia napięciowego jako czynnika wyznaczającego pasmo pracy. W tym przypadku, częstotliwościowy zakres pracy będzie także wynikał z pozostałych ograniczeń (Rysunek 3).



Rys.3. Maksymalne wartości skuteczne wyższych harmonicznych prądu wyjściowego możliwe do uzyskania ze źródła dla zadanej wartości skutecznej składowej podstawowej prądu odkształconego równej 6,5 A oraz 5 A dla obciążenia o indukcyjności 10 mH.

Zmniejszenie wartości skutecznej składowej podstawowej prądu odkształconego (do 5 A w stosunku do poprzedniej wartości 6,5 A) powoduje zwiększenie wartości skutecznej prądu dostępnego dla wyższych harmonicznych i ograniczenie prądowe przyjmuje wyższą wartość. Charakterystyki kształtujące ograniczenia częstotliwościowe i napięciowe pozostają takie same. Wynika to z wciąż niskiej wartości indukcyjności obciążenia (10 mH). Zmniejszenie wartości skutecznej prądu składowej

podstawowej o 1,5 A spowoduje zwiększenie wartości skutecznej napięcia dostępnego dla wyższej harmonicznej o 5 V. Wartość ta jest pomijalnie mała w porównaniu z poziomem napięcia wymaganym do generacji wyższej harmonicznej prądu odkształconego.

Dokonując odpowiednich przekształceń przedstawionych wcześniej równań od (1) do (13) można wyznaczyć maksymalną wartość skuteczną prądu składowej podstawowej, dla jakiej źródło będzie w stanie wygenerować prąd odkształcony zawierający określony procentowy udział wyższej harmonicznej.

$$(14) \quad I_{h1,max}(I_{max}) = \sqrt{\frac{I_{max}^2}{1 + \frac{RR\%}{100}}}$$

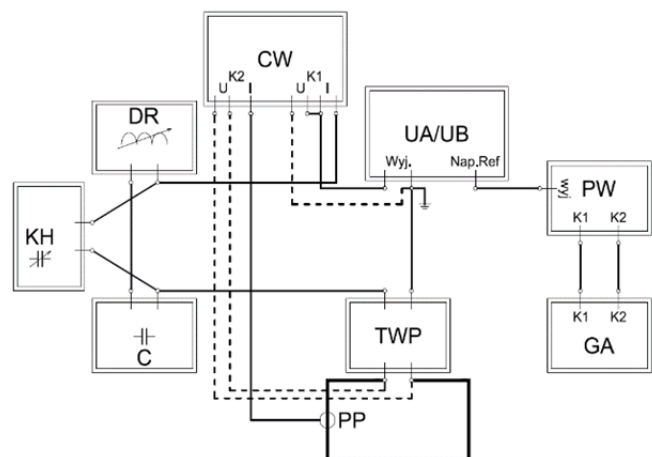
$$(15) \quad I_{h1,max}(U_{max}) = \frac{U_{max}}{\sqrt{R^2 + (2\pi \cdot f_{h1} \cdot L)^2 + \frac{RR\%}{100} \cdot \sqrt{R^2 + (2\pi \cdot f_{h1} \cdot L)^2}}}$$

$$(16) \quad I_{h1,max}(U_{SRhi}) = \frac{100}{RR\%} \cdot \frac{U_{max} \cdot f_m}{f_{hi} \cdot \sqrt{R^2 + (2\pi \cdot f_{hi} \cdot L)^2}}$$

gdzie: $RR\%$ - zadana procentowa zawartość wyższej harmonicznej o częstotliwości f_{hi} w prądzie odkształconym.

Zastosowanie badanych szerokopasmowych urządzeń zasilających

Badane źródła zasilania wykorzystane zostały do zasilania transformatora wieloprądowego pracującego w układzie probierczym do sprawdzania dokładności przekładników prądowych podczas transformacji prądów odkształconych [35–38]. Z tego względu, przeprowadzono badania mające na celu wyznaczenie częstotliwościowego pasma pracy i wartości skutecznych napięć dla składowej podstawowej i wyższej harmonicznej koniecznych do uzyskania określonego prądu odkształconego po stronie wtórnej transformatora. Ponadto, opracowano układ kompensacyjny mocy bierniej obniżający wymagane napięcie źródła zasilania konieczne do wytworzenia wyższej harmonicznej prądu odkształconego. Układ pomiarowy przeznaczony do wyznaczania częstotliwościowego pasma pracy wieloprądowego układu probierczego dla zadanej wartości skutecznej wyższej harmonicznej w odkształconym prądzie zasilającym badany indukcyjny przekładnik prądowy został przedstawiony na Rysunku 4.

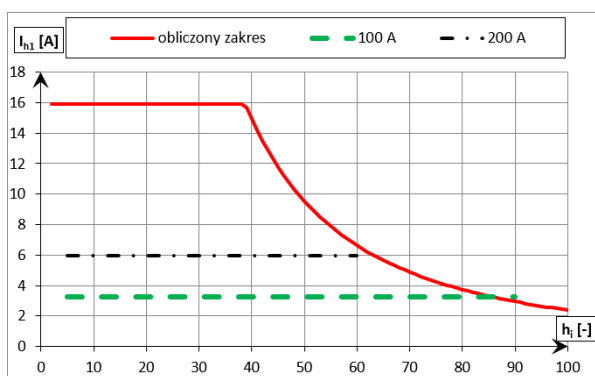


Rys.4 Układ pomiarowy do wyznaczania częstotliwościowego pasma pracy wieloprądowego układu probierczego

Na Rysunku 4 zastosowano oznaczenia: CW – cyfrowy watomierz, UA/UB – badane źródło zasilania (źródło mocy oparte o falownik PWM lub wzmacniacz audio), PW – przedwzmacniacz, GA – generator arbitralny, DR – dławik o regulowanej wartości indukcyjności, KH – zespół przełączanych kondensatorów kompensacyjnych moc bierną wyższej harmonicznej prądu odkształconego, C –

kondensator do kompensacji mocy biernej składowej podstawowej prądu odkształconego, PP – przekładni prądowy o szerokim częstotliwościowym zakresie pracy, TWP – transformator wieloprądowy.

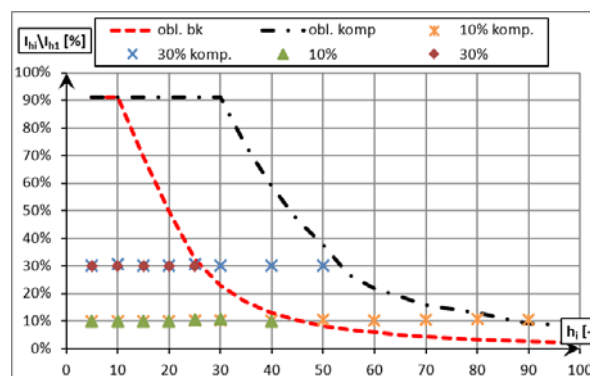
Pierwszy kanał cyfrowego watomierza umożliwił pomiar wartości skutecznych harmonicznych odkształconego wyjściowego prądu i napięcia oraz mocy czynnej i biernej badanych urządzeń. Drugi kanał wykorzystano do pomiarów tych wielkości w obwodzie probierczym transformatora wieloprądowego. Moc bierną transformatora wieloprądowego kompensowaną zarówno dla składowej podstawowej jak wyższych harmonicznych. Zespół przełączanych kondensatorów kompensacyjnych mocy biernej wyższej harmonicznej prądu odkształconego umożliwił dostosowanie dołączanej pojemności do częstotliwości wyższej harmonicznej prądu odkształconego. Kompensacja ta ma na celu obniżenie wymaganej wartości skutecznej napięcia wyższej harmonicznej koniecznej do uzyskania jej określonego udziału w prądzie odkształconym. Pojemność zespołu przełączanych kondensatorów kompensacyjnych jest jednak zbyt mała by przewodzić składową podstawową prądu odkształconego. Dlatego, równolegle do nich dołączono szeregowo połączone dławik i kondensator których parametry zostały dobrane w taki sposób, aby dla prądu o częstotliwości 50 Hz stanowiły zwarcie a dla wyższych częstotliwości przerwę. Badania przeprowadzono dla 10% udziału wyższej harmonicznej w prądzie odkształconym. Częstotliwość wyższej harmonicznej zwiększano z krokiem 50 Hz aż do zadziałania jednego z zabezpieczeń źródła zasilania. Następnie, jej rząd zmniejszono o jeden i sprawdzano stabilność pracy źródła przez 5 min. Jeśli w tym czasie zabezpieczenie zadziało ponownie, dalej zmniejszano częstotliwość wyższej harmonicznej. Test miał na celu uzyskanie najwyższej możliwej wartości skutecznej prądu odkształconego o 10% udziale pojedynczej wyższej harmonicznej.



Rys. 5. Częstotliwościowy zakres pracy źródła z falownikiem PWM podczas pracy ze stałym zadaniem wyższej harmonicznej w prądzie toru probierczego

Badania źródła zasilania opartego o falownik PWM przeprowadzono dla dwóch wartości prądów: 3,23 A (100 A po stronie wtórnej transformatora wieloprądowego) oraz 5,93 A (200 A po stronie wtórnej). Podczas obliczeń przyjęto, że indukcyjność obciążenia wynosi 4 mH, a rezystancja 2,5 Ω . Są to wartości odpowiadające parametrom transformatora wieloprądowego wyznaczonym w badanych warunkach pracy za pomocą cyfrowego watomierza na podstawie zmierzonych wartości mocy czynnej i biernej. Przedstawione na Rysunku 5 charakterystyki wyznaczone podczas badań porównano z obliczonymi charakterystykami z wykorzystaniem zależności od (14) do (16).

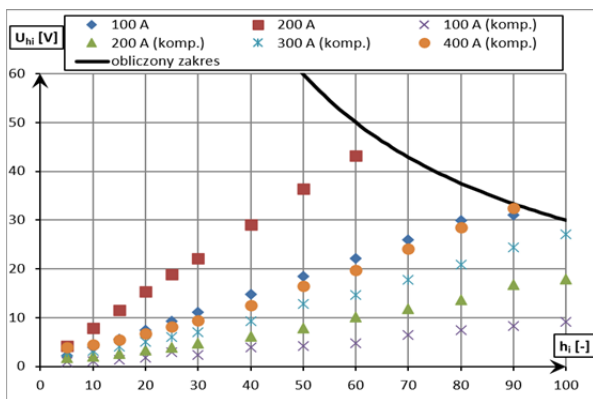
Obliczone maksymalne wartości skuteczne składowej podstawowej prądu, dla których możliwe jest uzyskanie 10% udziału wyższej harmonicznej są zgodne z wynikami pomiarowymi. Podczas badań nie uzyskano w całym zakresie częstotliwości do 5 kHz zadanej wartości wyższej harmonicznej prądu odkształconego w torze probierczym. Dla wartości skutecznej prądu odkształconego 100 A maksymalny rząd wyższej harmonicznej o 10% udziale wynosił 90, natomiast dla 200 A wynosił 60. Jest to spowodowane zbyt niską szybkością przełączania tranzystorów zastosowanych w końcówce mocy – napięcie wyjściowe nie jest w stanie osiągnąć wymaganej wartości w dostępnym przedziale czasowym wynikającym z częstotliwości napięcia wyjściowego i wymaganej szybkości jego narastania. Aby zwiększyć częstotliwościowy zakres pracy toru probierczego z zadaniem udziałem wyższej harmonicznej w odkształconym prądzie możliwe jest zastosowanie układu kompensacyjnego mocy biernej. Umieszczenie kondensatora w obwodzie zasilającym transformator wieloprądowy umożliwia zredukowanie wartości skutecznej napięcia niezbędnej do uzyskania zadanej wartości skutecznej wyższej harmonicznej prądu odkształconego. Maksymalne, możliwe do uzyskania udziały procentowe wyższej harmonicznej dla źródła zasilania z falownikiem PWM, także w przypadku zastosowania układu kompensacyjnego, przedstawiono na Rysunku 6.



Rys. 6. Częstotliwościowy zakres pracy źródła z falownikiem PWM podczas pracy ze stałym zadaniem wyższej harmonicznej w prądzie toru probierczego przy zastosowaniu układu kompensacji mocy biernej

Zastosowanie układu kompensacyjnego umożliwiło uzyskanie 10% udziału wyższej harmonicznej o częstotliwości z zakresu od 100 Hz do 4,5 kHz dla odkształconych prądów wyjściowych źródła PWM o częstotliwości podstawowej 50 Hz i wartości skutecznej do 11,8 A. W tym przypadku wartość skuteczna składowej podstawowej prądu odkształconego w torze prądowym po stronie wtórnej transformatora wieloprądowego wynosiła 400 A. Bez układu kompensacyjnego możliwe jest utrzymanie 10% udziału wyższej harmonicznej w prądzie wtórnym transformatora wieloprądowego do 40. harmonicznej. Zwiększenie udziału wyższej harmonicznej do 30% powoduje zmniejszenie zakresu pracy z kompensacją do 50. harmonicznej, natomiast bez kompensacji do 25. harmonicznej. Obliczenia wykonano dla zmierzonych wartości rezystancji i reaktancji toru probierczego po zastosowaniu kompensacji.

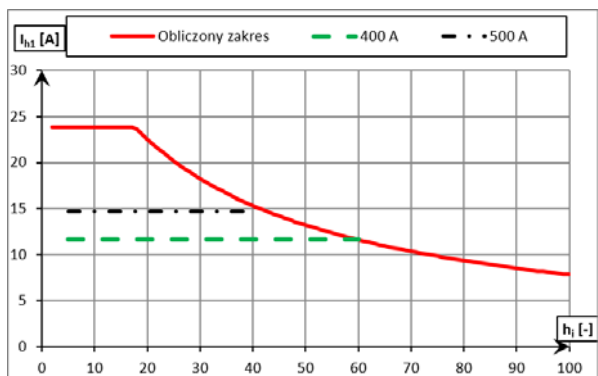
Wpływ zastosowania układu kompensacyjnego najlepiej obrazuje porównanie wymaganych wartości skutecznych napięcia wyższej harmonicznej o określonej częstotliwości koniecznych do uzyskania jej 10% zawartości w prądzie odkształconym toru probierczego (Rysunek 7).



Rys. 7. Wartości wyższych harmonicznych napięcia wyjściowego źródła PWM wymagane do uzyskania 10% udziału wyższej harmonicznej w prądzie toru probierczego z zastosowaniem układu kompensacyjnego i bez kompensacji

Zastosowanie kondensatora kompensacyjnego zmniejszyło wypadkową reaktancję zasilanego obwodu, co w efekcie obniżyło wartość skuteczną wyższej harmonicznej napięcia wyjściowego źródła wymaganą do uzyskania jej zadanego udziału w prądzie toru probierczego. Pomimo wysokiego stopnia kompensacji (współczynnik mocy bliski wartości 0,99) wartość skuteczna napięcia wymagana do uzyskania 10% zawartości wyższej harmonicznej w prądzie odkształconym wzrasta wraz z jej rzędem. Wynika to ze wzrostu reaktancji uzwojenia wtórnego transformatora wieloprądowego oraz toru probierczego wraz z częstotliwością transformowanej wyższej harmonicznej.

Dla systemu zasilającego tor probierczy ze wzmacniaczem audio wyznaczono częstotliwościowy zakres jego pracy z zadaną 10% wartością skuteczną wyższą harmoniczną w prądzie toru probierczego (Rysunek 8). Pomiar przeprowadzono dla prądu wyjściowego źródła o wartościach skutecznych podstawowej harmonicznej: 11,65 A (400 A po stronie wtórnej transformatora wieloprądowego) oraz 14,68 A (500 A) i częstotliwości 50 Hz.

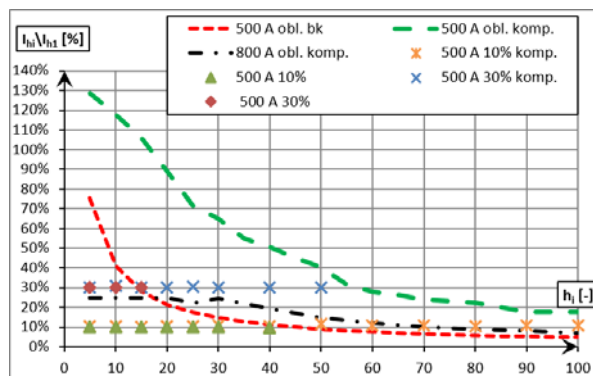


Rys. 8. Częstotliwościowy zakres pracy systemu zasilania ze wzmacniaczem audio podczas pracy z zadaną 10% wartością skuteczną wyższej harmonicznej w prądzie toru probierczego

Dla systemu zasilania toru probierczego ze wzmacniaczem audio i wartości skutecznej podstawowej harmonicznej prądu odkształconego 500 A częstotliwościowy zakres pracy z 10% udziałem wyższej harmonicznej wynosi maksymalnie do 40. rzędu, a dla 400 A do 60. rzędu.

Na Rysunku 9 przedstawiono maksymalne możliwe do uzyskania udziały procentowe wyższej harmonicznej w prądzie odkształconym wyznaczone dla dwóch wartości skutecznych podstawowej harmonicznej o częstotliwości

50 Hz. Celem poprawy częstotliwościowego zakresu pracy toru probierczego zasilanego przez wzmacniacz audio zgodnie ze schematem układu pomiarowego z Rysunku 4 zastosowano układ kompensacyjny.



Rys.9. Maksymalne możliwe do uzyskania udziały procentowe wyższej harmonicznej w prądzie odkształconym wyznaczone dla dwóch wartości skutecznych podstawowej harmonicznej o częstotliwości 50 Hz

Zastosowanie kompensacji umożliwia uzyskanie częstotliwościowego pasma pracy toru probierczego do 5 kHz dla 10% udziału wyższej harmonicznej i wartości skutecznych podstawowej harmonicznej prądu odkształconego do 700 A. Zwiększenie prądu wtórnego do 800 A powoduje zmniejszenie pasma pracy do 75. harmonicznej ze względu na ograniczenie jej wartości skutecznej w napięciu wyjściowym badanego źródła zasilania.

Podsumowanie

Zaletą seryjne produkowanego programowalnego źródła zasilania jest jego zdolność do autonomicznej pracy. Zgodnie z przedstawionymi wynikami obliczeń i pomiarów zdecydowane rozszerzenia jego częstotliwościowego pasma pracy można uzyskać wykorzystując urządzenie jako wzmacniacz mocy sterowany generatorem arbitralnym. Jednakże, w tym przypadku taki układ pracy źródła zasilania może zostać zastąpiony opracowanym systemem ze wzmacniaczem audio także sterowanym przez generator arbitralny. Rozwiązanie to pozwoli ograniczyć koszty i dodatkowo rozszerzyć częstotliwościowy zakres pracy przeznaczonego do sprawdzania dokładności transformacji prądów odkształconych przez indukcyjne przekładniki prądowe. Zastosowanie układu kompensacyjnego pozwoliło na zwiększenie maksymalnej wartości skutecznej składowej podstawowej prądu odkształconego po stronie wtórnej transformatora wieloprądowego, dla której możliwe było uzyskanie 10% udziału wyższej harmonicznej.

Przedstawione równania pozwalają na wyznaczanie dla danego obciążenia źródła zasilania maksymalnych możliwych do uzyskania wartości skutecznych wyższych harmonicznych prądu i napięcia odkształconego przy uwzględnieniu zadanej wartości skutecznej jego składowej podstawowej. Możliwe jest także wyznaczenie maksymalnej wartości skutecznej składowej podstawowej prądu odkształconego dla zadanej wartości skutecznej jego wyższej harmonicznej. Pozwala to na określenie częstotliwościowego pasma pracy badanego źródła zasilania dla konkretnych rodzajów obciążeń. Wyniki obliczeń porównano z wynikami pomiarów potwierdzając poprawność prezentowanych zależności. Niewielkie rozbieżności pomiędzy wynikami obliczeń i pomiarów wynikały jedynie ze wzrostu rezystancji zastosowanego opornika wraz ze wzrostem jego temperatury.

LITERATURA

- Cataliotti A., Cosentino V., Crotti G., Femine A.D., di Cara D., Gallo D., Giordano D., Landi C., Luiso M., Modarres M., et al., Compensation of Nonlinearity of Voltage and Current Instrument Transformers. *IEEE Trans Instrum Meas* 68 (2019), doi:10.1109/TIM.2018.2880060.
- Kaczmarek M., The Source of the Inductive Current Transformers Metrological Properties Deterioration for Transformation of Distorted Currents. *Electric Power Systems Research* 107 (2014), doi:10.1016/j.epsr.2013.09.007.
- Kaczmarek M., Inductive Current Transformer Accuracy of Transformation for the PQ Measurements. *Electric Power Systems Research* 150 (2017), doi:10.1016/j.epsr.2017.05.006.
- Kaczmarek M., Stano E., The Influence of the 3rd Harmonic of the Distorted Primary Current on the Self-Generation of the Inductive Current Transformers. *IEEE Access* 10 (2022), 55876–55887, doi:10.1109/access.2022.3177892.
- Kaczmarek M., The Effect of Distorted Input Voltage Harmonics Rms Values on the Frequency Characteristics of Ratio Error and Phase Displacement of a Wideband Voltage Divider. *Electric Power Systems Research* 167 (2019), 1–8, doi:10.1016/j.epsr.2018.10.013.
- Stano E., Measuring System for Testing Wideband Transformation Accuracy of Higher Harmonics of Distorted Current by Inductive Current Transformers. *Przegląd Elektrotechniczny* 96 (2020), doi:10.15199/48.2020.04.39.
- Kaczmarek M., Estimation of the Inductive Current Transformer Derating for Operation with Distorted Currents. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences* 62 (2014), 363–366, doi:10.2478/bpasts-2014-0036.
- Stano E., Kaczmarek P., Kaczmarek M., Why Should We Test the Wideband Transformation Accuracy of Inductive Current Transformers? *Energies (Basel)* 15 (2022), doi:10.3390/en15155737.
- Cataliotti A., di Cara D., Emanuel A.E., Nuccio S., A Novel Approach to Current Transformer Characterization in the Presence of Harmonic Distortion. In Proceedings of the IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement; 2009; Vol. 58
- Emanuel A.E., Orr J.A., Current Harmonics Measurement by Means of Current Transformers. *IEEE Transactions on Power Delivery* 22 (2007), doi:10.1109/TPWRD.2007.900108.
- Kaczmarek M., Stano E., Proposal for Extension of Routine Tests of the Inductive Current Transformers to Evaluation of Transformation Accuracy of Higher Harmonics. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems* 113 (2019), doi:10.1016/j.ijepes.2019.06.034.
- Crotti G., Gallo D., Giordano D., Landi C., Luiso M., Modarres M., Frequency Response of MV Voltage Transformer under Actual Waveforms. *IEEE Trans Instrum Meas* 66 (2017), doi:10.1109/TIM.2017.2652638.
- Kaczmarek M., The Effect of Distorted Input Voltage Harmonics Rms Values on the Frequency Characteristics of Ratio Error and Phase Displacement of a Wideband Voltage Divider. *Electric Power Systems Research* 167 (2019), doi:10.1016/j.epsr.2018.10.013.
- IEC 61869-103, *Inst. Transf. - The Use of Instrument Transformers for Power Quality Measurement*; IEC: Geneva, Switzerland, (2010);
- Kaczmarek M., Stano E., Application of the Sinusoidal Voltage for Detection of the Resonance in Inductive Voltage Transformers. *Energies (Basel)* 14 (2021), doi:10.3390/en14217047.
- Kaczmarek M., Stano E., Why Should We Test the Wideband Transformation Accuracy of Medium Voltage Inductive Voltage Transformers? *Energies (Basel)* 14 (2021), 4432, doi:10.3390/en14154432.
- Kaczmarek M., Stano E., Measuring System for Testing the Transformation Accuracy of Harmonics of Distorted Voltage by Medium Voltage Instrument Transformers. *Measurement* 181 (2021), 109628, doi:10.1016/j.measurement.2021.109628.
- Cataliotti A., Cosentino V., A New Measurement Method for the Detection of Harmonic Sources in Power Systems Based on the Approach of the IEEE Std. 1459-2000. *IEEE Transactions on Power Delivery* 25 (2010), doi:10.1109/TPWRD.2009.2034480.
- Wang B., Ma G., Xiong J., Zhang H., Zhang L., Li Z., Several Sufficient Conditions for Harmonic Source Identification in Power Systems. *IEEE Transactions on Power Delivery* 33 (2018), 3105–3113, doi:10.1109/TPWRD.2018.2870051.
- Stano E., Kaczmarek M., Wideband Self-Calibration Method of Inductive Cts and Verification of Determined Values of Current and Phase Errors at Harmonics for Transformation of Distorted Current. *Sensors* 20 (2020), 2167, doi:10.3390/s20082167.
- Stano E., Kaczmarek P., Kaczmarek M., Understanding the Frequency Characteristics of Current Error and Phase Displacement of the Corrected Inductive Current Transformer. *Energies (Basel)* 15 (2022), doi:10.3390/en15155436.
- IEC 61869-6, *Inst. Transf. - Additional General Requirements for Low-Power Instrument Transformers*; Geneva, Switzerland, (2016);
- IEC 61869-10, *Inst. Transf. - Additional Requirements for Low-Power Passive Current Transformers*; IEC: Geneva, Switzerland, (2017);
- IEC 61869-11, *Inst. Transf. - Additional Requirements for Low Power Passive Voltage Transformers*; (2017);
- Kaczmarek M., Szczyński A., Stano E., Operation of the Electronic Current Transformer for Transformation of Distorted Current Higher Harmonics. *Energies (Basel)* 15 (2022), doi:10.3390/en15124368.
- Kaczmarek M., Stano E., Proposal for Extension of Routine Tests of the Inductive Current Transformers to Evaluation of Transformation Accuracy of Higher Harmonics. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems* 113 (2019), 842–849, doi:10.1016/j.ijepes.2019.06.034.
- Stano E., Kaczmarek M., Analytical Method to Determine the Values of Current Error and Phase Displacement of Inductive Current Transformers during Transformation of Distorted Currents Higher Harmonics. *Measurement* 200 (2022), 111664, doi:https://doi.org/10.1016/j.measurement.2022.111664.
- Kaczmarek M., Kaczmarek P., Stano E., Evaluation of the Current Shunt Influence on the Determined Wideband Accuracy of Inductive Current Transformers. *Energies (Basel)* 15 (2022), doi:10.3390/en15186840.
- Kaczmarek M., Kaczmarek P., Stano E., The Effect of the Load Power Factor of the Inductive CT's Secondary Winding on Its Distorted Current's Harmonics Transformation Accuracy. *Energies (Basel)* 15 (2022), doi:10.3390/en15176258.
- Faifer M., Ottoboni R., Toscani S., Cherbaucich C., Mazza P., Metrological Characterization of a Signal Generator for the Testing of Medium-Voltage Measurement Transducers. *IEEE Trans Instrum Meas* 64 (2015), doi:10.1109/TIM.2014.2376113
- Kaczmarek M.L., Stano E., Application of the Inductive High Current Testing Transformer for Supplying of the Measuring Circuit with Distorted Current. *IET Electr Power Appl* 13 (2019), doi:10.1049/iet-epa.2018.5803.
- Pressman A., Billings K., Morey Taylor, *Switching Power Supply Design*; 3rd ed.; Mc Graw Hill: New York, (2009);
- Belkheiri A., Aoughellanet S., Belkheiri M., Reconfigurable Three-Phase SPWM Implementation on DE2 FPGA. *Przegląd Elektrotechniczny* 89 (2013).
- Sia L.H., Jamuar S.S., Sidek R.M., Marhaban M.H., Digital-Signal-Processor-Based Waveform Generator. *Meas Sci Technol* 18 (2007), doi:10.1088/0957-0233/18/7/N01.
- Kaczmarek M., Kaczmarek P., Stano E., The Performance of the High-Current Transformer during Operation in the Wide Frequencies Range. *Energies (Basel)* 15 (2022), doi:10.3390/en15197208
- Brodecki D., Stano E., Andrychowicz M., Kaczmarek P., Emc of Wideband Power Sources. *Energies (Basel)* 14 (2021), 1457, doi:10.3390/en14051457.
- Kaczmarek M., Kaczmarek P., Comparison of the Wideband Power Sources Used to Supply Step-up Current Transformers for Generation of Distorted Currents. *Energies (Basel)* 13 (2020), 1849, doi:10.3390/en13071849.
- Stano E., Kaczmarek M., Testing of Power Frequency Magnetic Field Immunity of Measurement Equipment Used in High-Current Systems. *Przegląd Elektrotechniczny* 95 (2019), doi:10.15199/48.2019.03.13