

Jan WILIŃSKI

Przedsiębiorstwo Badawczo-Produkcyjne JAWI Gliwice

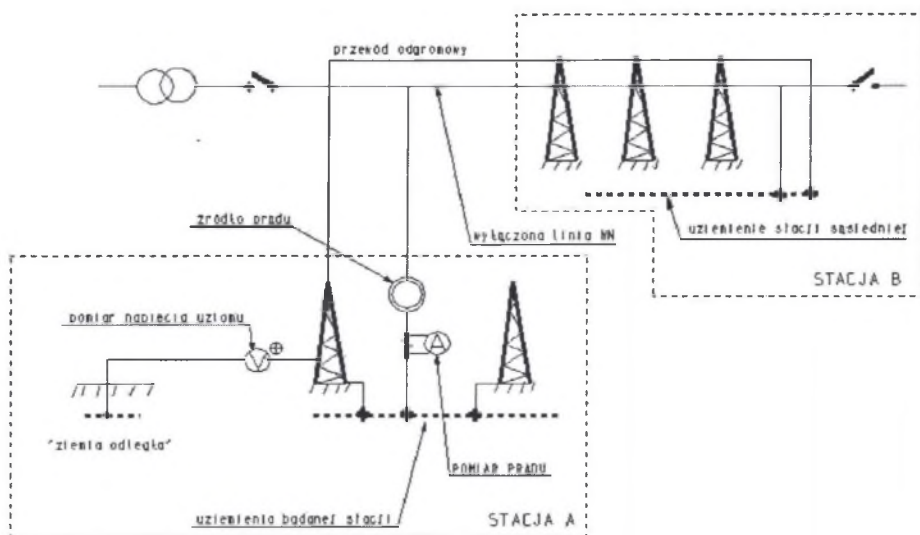
NOWY UKŁAD POMIARU REZYSTANCJI UZIEMIENI, NAPIĘĆ RAŻENIOWYCH I DOTYKOWYCH ODSPRZĘGNIĘTY OD ZAKŁÓCEŃ SIECIOWYCH

Streszczenie. W pracy opisano koncepcję nowego układu pomiaru rezystancji rozległych układów uziemień oraz oceny pomiarowej napięć rażeniowych i dotykowych, który jest odsprzęgnięty od zakłóceń sieci elektroenergetycznej. Układ bazuje na generacji dwóch częstotliwości lustrzanych względem częstotliwości sieci elektroenergetycznej. Wykazano, że zaproponowany układ różni się całkowicie od dotychczas stosowanych posiadając znacznie korzystniejsze właściwości.

NOVEL SYSTEM FOR MEASUREMENTS OF EARTHING RESISTANCE AND MEASUREMENTS OF PERMISSIBLE TOUCH VOLTAGE, DECOUPLED FROM POWER NETWORK DISTURBANCES

Summary. Novel idea of the system designed for global earthing resistance measurement as well as for measuring estimation of permissible touch voltage. The proposed system is decoupled from disturbances that come from power network. The proposed system is based on two frequencies that are mirrored in respect with the frequency of power network. It is proved that the proposed system differs completely from those that are in common usage and their properties are much better.

Jednym ze źródeł błędów występujących przy pomiarach rezystancji rozległych układów uziemień stosowanych np. w stacjach energetycznych lub elektrowniach są napięcia zakłócające o częstotliwości 50 Hz [2]. Rezystancję rozległych układów uziemień mierzy się metodą techniczną. W zależności od wymuszanego prądu rozróżnia się tzw. metodę małoprądową, średnioprądową i metodę zwarciovą [3]. Uproszczony układ połączeń do badań uziemień pokazano na rys. 1 [1]. Odległość między badanym uziomem a drugą elektrodą prądową powinna być nie mniejsza niż 5 km, dlatego zwykle wymusza się przepływ prądu między uziomami sąsiednich stacji energetycznych wykorzystując wyłączoną linię wysokiego napięcia (WN), a następnie w celu wyznaczenia impedancji uziemia mierzy się napięcia między badanym obiektem a tzw. „ziemią odległą”, tj. punktem odległym co najmniej 2,5 raza od największego wymiaru terenu zajętego przez układ uziomowy [3]. Zwykle prądem testującym jest prąd o częstotliwości 50 Hz, którego wartość powinna być wielokrotnie większa od prądów zakłócających. Przyjmuje się że prąd testujący o częstotliwości 50 Hz powinien być 20-krotnie większy od amplitudy prądu zakłócającego o tej samej częstotliwości [3]. Powinno stosować się prądy pomiarowe o wartości co najmniej 50 A. Dotychczas prąd testujący otrzymywany jest bezpośrednio lub za pomocą pomocniczego transformatora z sieci energetycznej niskiego, średniego lub wysokiego napięcia [3].

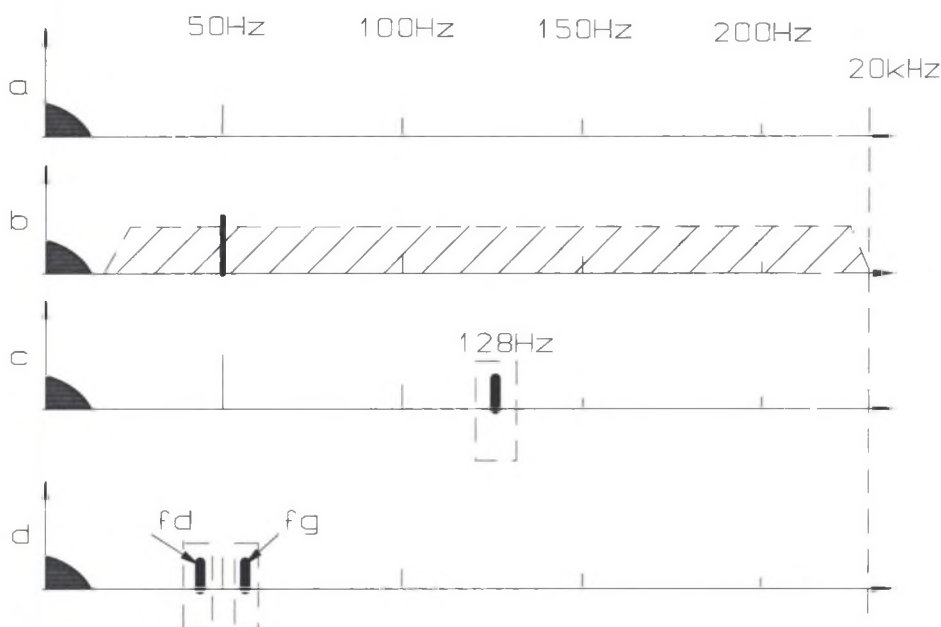


Rys. 1. Schemat układu do badań uziemień metodą mało- i średnioprądową

Fig. 1. The diagram of the global earthing system inspection using low and medium current methods

Mogą też być stosowane źródła wymuszające prąd o kształcie przebiegu innym niż sinusoidalny lub o innej częstotliwości, np. z generatora napędzanego silnikiem spalinowym [3]. Stosuje się również elektroniczne źródła prądu o częstotliwości znacznie różniącej się od częstotliwości panującej w sieci energetycznej, np. 128 Hz [8], rys. 2c, a pomiaru odpowiednich spadków napięć dokonuje się przy użyciu woltomierza selektywnego. Brak generatorów prądu o odpowiednio dużej mocy jest poważną wadą tej metody w zastosowaniu do pomiarów rozległych systemów uziemiających, bowiem moc źródła prądu musi być dość duża. Przy typowej impedancji linii wysokiego napięcia (WN) łączącej stacje, wynoszącej $0,4 \Omega/\text{km}$, odległości 5 km i prądzie 50 A potrzebna moc to ok. 5 kVA, tylko do pokonaniu spadku napięcia na samej linii WN.

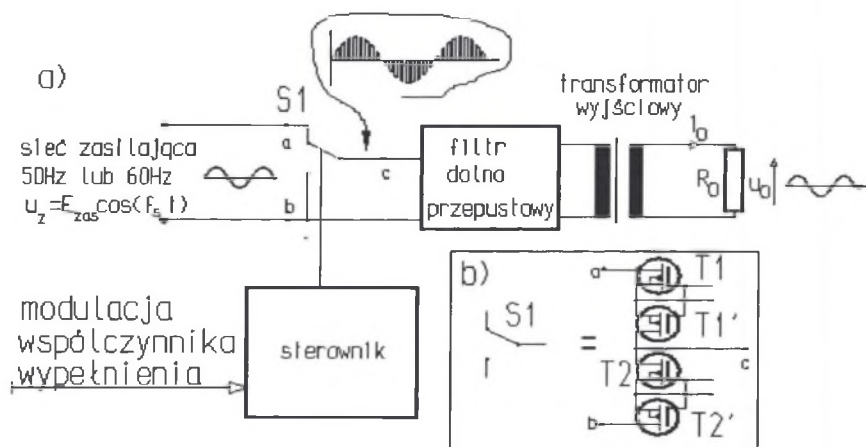
Dotyychczas pomiary napięć rażeniowych, dotykowych oraz pomiary spadków napięć na impedancjach uziomów wykonywane są woltomierzem napięć przemiennych, na wejściu którego znajduje się układ symulujący impedancję ciała ludzkiego. Napięcie występujące na uziomach składa się z sygnału pomiarowego i sygnału zakłócającego. Stosunkowo duża szerokość pasma częstotliwości (rys. 2b) używanych przyrządów może być przyczyną dodatkowych błędów. Stosowanie prądu pomiarowego o częstotliwości 50 Hz może powodować znaczne błędy wyznaczania rezystancji uziemienia. Potwierdziły to badania przeprowadzone w połowie lat 70 XX w. przez Instytut Energetyki w Warszawie [1]. Aby zmniejszyć wpływ napięć zakłócających wykonuje się trzy pomiary, pierwszy, w którym mierzy się tylko składową zakłóceń i dwa pomiary z prądem testującym o umownej fazie początkowej 0 i fazie zmienionej o 180 stopni. Następnie spadek na rezystancji uziemienia oblicza się stosując twierdzenia Carnota [2]. W przypadku stosowania prądu testującego o częstotliwości 128 Hz napięcie zakłóceń może być znacznie ograniczone dzięki zastosowaniu woltomierza selektywnego rys. 2c, ale brak generatorów o dużej mocy wyjściowej jest poważną wadą tej metody. W niezrealizowanym jeszcze układzie pomiarowym, według pomysłu autora [10], wytwarza się dwa prądy testujące, jeden o częstotliwości wyższej od częstotliwości panującej w sieci energetycznej (f_g), a drugi o częstotliwości niższej od panującej w sieci energetycznej (f_d), rys. 2d. Prądy te proponuje się wytworzyć przy użyciu impulsowego regulatora napięcia przemiennego [7].



Rys. 2. Uproszczone widmo częstotliwościowe na zaciskach wejściowych przyrządów mierzających napięcia uziomowe: a) widmo napięcia występujące na impedancji uziemienia; b) składowe mierzone typowym miernikiem uniwersalnym; c) pomiar napięcia wywołanego prądem pomiarowym o częstotliwości 128 Hz miernikiem selektywnym; d) pomiar napięcia wywołanego prądami testującymi według pomysłu autora

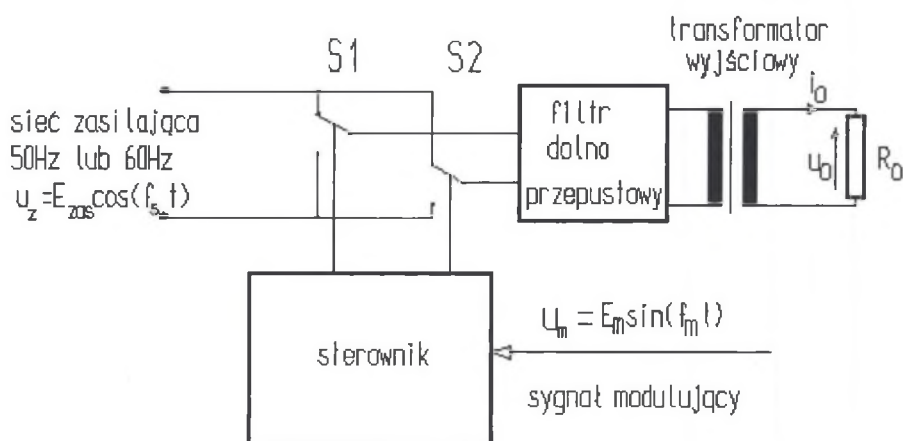
Fig. 2. Simplified voltage frequency spectrum on the input of the measurement instrument: a) voltage spectrum on the earthing impedance; b) spectrum components measured by universal measurement; c) measurement of voltage induced by testing current of 128 Hz using a selective meter; d) measurement of voltage induced by testing current according to the author's concept

Autor zgromadził już znaczne doświadczenie (od 1995 r.) w stosowaniu odmian tego układu do konstrukcji testerów mających dużą moc wyjściową i generujących duże prądy, przeznaczonych głównie do testowania zabezpieczeń energetycznych [9]. Zasadę działania układu pokazano na rys. 3. Układ zasilany jest bezpośrednio z sieci energetycznej bez odrębnego zasilacza mocy, z czym wiąże się redukcja masy urządzenia. Przełącznik S1 zbudowany z tranzystorów MOSFET (rys. 3b) przełączany z częstotliwością znacznie większą od częstotliwości napięcia zasilającego (np. 5 kHz) powoduje, że do wejścia filtra dolno-przepustowego doprowadzony jest ciąg impulsów, których amplituda równa jest amplitudzie napięcia zasilającego, zaś współczynnik wypełnienia modulowany jest zewnętrznym sygnałem. Dobór elementów filtra i analiza wpływu obciążenia jest osobnym zagadnieniem i nie będzie tu omawiana. Układ ma dużą sprawność i jest łatwy w sterowaniu bezpośrednio z systemu mikroprocesorowego. Modyfikując powyższy układ przez dodanie drugiego przełącznika S2 (rys. 4) otrzymamy dwukwadrantowy układ umożliwiający nie tylko transformację, ale również zmianę fazy napięcia na obciążeniu [4]. Konstruując odpowiednio układ sterujący przełącznikami można uzyskać tę właściwość, że napięcie wyjściowe będzie iloczynem chwilowego napięcia zasilającego i chwilowego napięcia modulującego (sterującego).



Rys. 3. Schemat blokowy impulsowego regulatora napięcia przemiennego stosowanego w testerach zabezpieczeń

Fig. 3. Block diagram of the pulsing AC controller used in protection testing devices



Rys. 4. Schemat blokowy zmodyfikowanego impulsowego regulatora napięcia przemiennego proponowanego do zastosowania w testerach uziomów

Fig. 4. Block diagram of the modified pulsing AC controller used in protection testing devices

Jeżeli układ zasilany będzie napięciem sinusoidalnie zmiennym o pulsacji ω_s , a napięcie sterujące również będzie sinusoidalnie zmienne o pulsacji ω_m , to napięcie wyjściowe opisane jest zależnością (1).

$$u_{wy} = A_m E_{zas} \cos(\omega_s t) U_m \cos(\omega_m t), \quad (1)$$

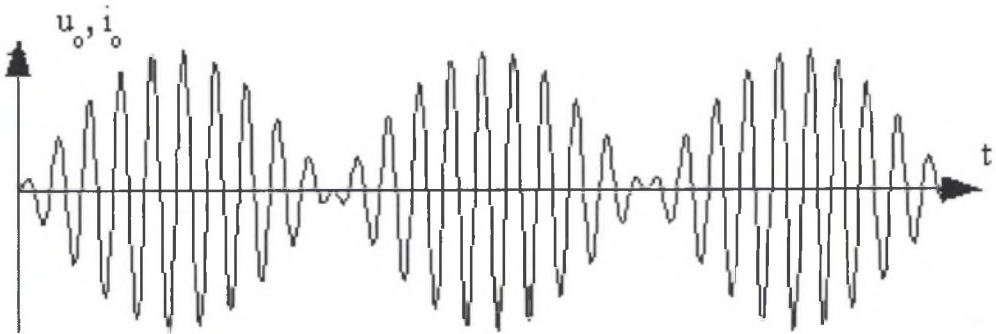
gdzie: E_{zas} - amplituda napięcia zasilającego,
 U_m - amplituda napięcia modulującego,
 A_m - stała modulatora.

Graficznie równanie (1) pokazano na rys. 5, gdy $\omega_s = 20\omega_m$. Zależność (1) przekształcić możemy do postaci:

$$u_{wy} = 0,5 A_m E_{zas} U_m [\cos(\omega_s + \omega_m)t + \cos(\omega_s - \omega_m)t] \quad (2)$$

Zależności (1) i (2) w postaci ogólnej znane są w teorii telekomunikacji jako twierdzenie o modulacji [6]. Impulsowy regulator napięcia przemiennego może więc służyć do bezpośredniego przekształcenia napięcia o częstotliwości 50 Hz (60 Hz), w dwie dużej mocy składowe o częstotliwościach położonych symetrycznie względem częstotliwości panującej w sieci energetycznej (rys. 2d).

$$f_d = (\omega_s - \omega_m) / (2\pi) \quad \text{i} \quad f_g = (\omega_s + \omega_m) / (2\pi) \quad (3)$$



Rys. 5. Zmodulowane napięcie (prąd) na obciążeniu impulsowego regulatora
Fig. 5. Modulated voltage (current) on the output load of the pulsing AC controller

W proponowanej metodzie pomiaru ważny jest wybór częstotliwości sygnału modulującego, gdy częstotliwość będzie względnie mała, wtedy składowe prądów testujących zbliżone będą do częstotliwości sieci energetycznej, co zapewni dużą wiarygodność w przenoszeniu otrzymanych wyników na zagrożenia mogące pojawić się w czasie eksploatacji badanego obiektu, ale wtedy trudno będzie odfiltrować sygnał użyteczny od zakłóceń sieciowych. Gdy częstotliwość modulacji będzie względnie duża sytuacja będzie odwrotna. Autor stawia tezę, że ze względu na odporność na zakłócenia o częstotliwości sieci i jej harmonicznych:

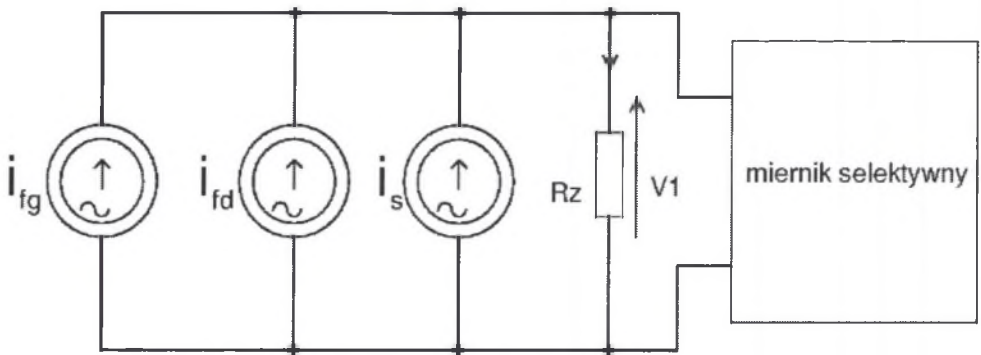
częstotliwość modulacji f_m powinna być równa częstotliwości panującej w sieci energetycznej podzielonej przez liczbę całkowitą

$$f_m = f_s / k, \quad (4)$$

zatem biorąc pod uwagę (3) mamy:

$$f_d = f_s \left(1 - \frac{1}{k} \right), \quad (5)$$

$$f_g = f_s \left(1 + \frac{1}{k} \right). \quad (6)$$



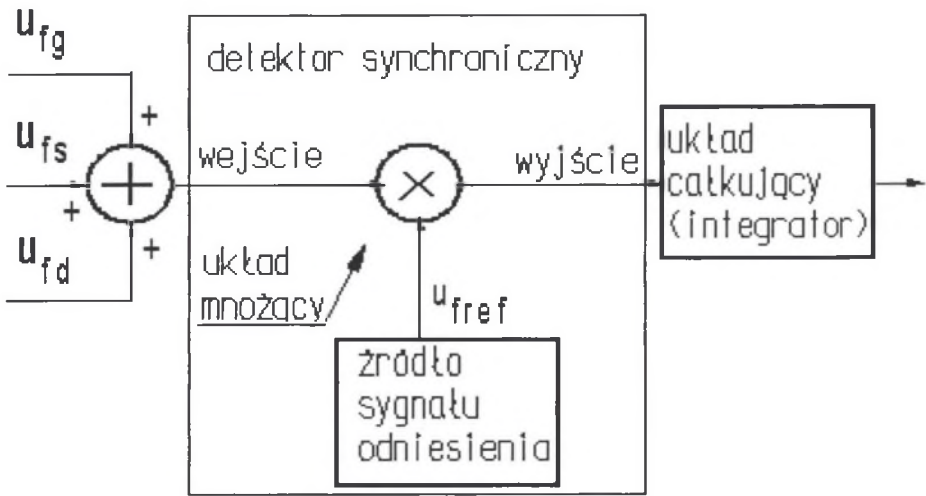
Rys. 6. Uproszczony schemat rozptyłu prądów w badanym uziemiu

Fig. 6. Simplified diagram of the current propagation on the tested earthing system

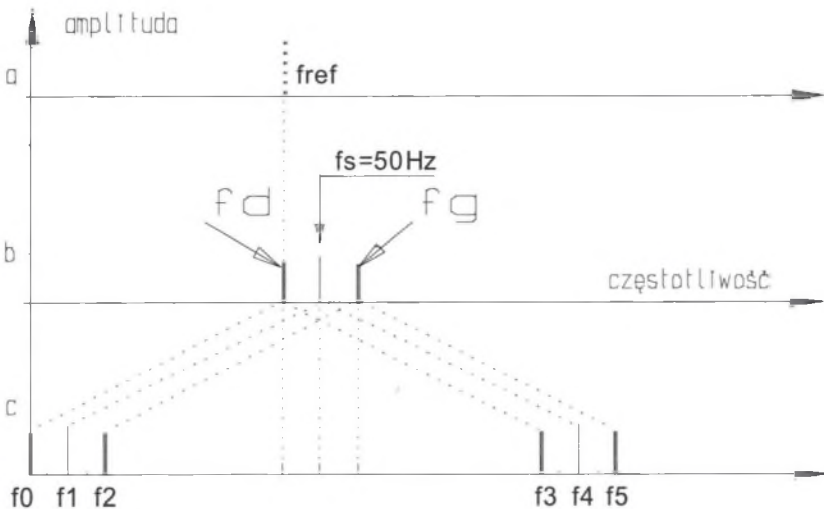
Możliwość zmiany częstotliwości prądów testujących przez prostą zmianę współczynnika podziału k jest dużą zaletą proponowanego układu, gdyż mimo jak to pokazano dalej, dużej odporności na zakłócenia o częstotliwości sieci energetycznej, możliwy jest wybór takiej częstotliwości pomiarowej, która pozwoli zmniejszyć zakłócenia niekoherentne z częstotliwością sieci. Prądy testujące o częstotliwościach f_d i f_g wraz z zakłóceniami, których główna składowa pochodzi od prądów błędzących o częstotliwości sieciowej f_s (50 Hz), przepływają przez badany system uziemień i wywołują na nim spadek napięcia (rys. 6). Spadki napięć wywołane prądami testującymi o częstotliwościach f_d i f_g proponuje się mierzyć dwukanałowym miernikiem selektywnym z układami detekcji synchronicznej współpracującymi z przetwornikami analogowo-cyfrowymi przetwarzającymi sygnały metodą podwójnego całkowania. W celu wyznaczenia modułu napięcia dla każdej częstotliwości pomiarowej na badanym uziemiu w każdym kanale zastosowane będą po dwa detektory synchroniczne sterowane ortogonalnymi sygnałami odniesienia. Na rys. 7 pokazano jeden kanał pomiarowy. Głównymi elementami składowymi detektora synchronicznego są układ mnożący i źródło sygnału o częstotliwości odniesienia. Do wejścia detektora synchronicznego doprowadzone jest, zgodnie z rys. 6, wypadkowe napięcie będące sumą napięć wywołanych prądami testującymi i_{fd} , i_{fg} o częstotliwościach f_d , f_g oraz napięcie zakłócające wywołane prądem i_{fs} o częstotliwości f_s , co przedstawiono w postaci węzła sumacyjnego umieszczonego z lewej strony (rys. 7). Do drugiego wejścia układu mnożącego doprowadzony jest sygnał odniesienia u_{ref} o częstotliwości f_{ref} . Pokazany z prawej strony (rys. 7) integrator jest częścią przetwornika analogowo-cyfrowego.

Przyjmijmy dla uproszczenia do dalszej analizy następujące założenia:

1. Detektor synchroniczny jest liniowym układem mnożącym.
2. Sygnał odniesienia f_{ref} jest sinusoidalny, a jego częstotliwość równa jest częstotliwości dolnej składowej prądu testującego f_d .
3. Do wejścia doprowadzone są tylko sinusoidalne sygnały o częstotliwościach prądów testujących i sinusoidalny sygnał zakłócający u_{fs} o częstotliwości sieci energetycznej (50 Hz), rys. 8b.



Rys. 7. Schemat blokowy detektora synchronicznego z sygnałami wejściowymi
 Fig. 7. Block diagram of the synchronous detector together with input signals



Rys. 8. Widmo częstotliwościowe sygnałów w układzie pomiarowym z rys.7: a) częstotliwość odniesienia; b) widmo sygnałów na wejściu detektora synchronicznego; c) widmo sygnałów na wejściu układu całkującego (wyjściu układu mnożącego)

Fig. 8. Frequency spectrum of signals in testing circuit in fig. 7: a) reference frequency; b) signal spectrum on the synchronous detector input; c) signal spectrum on the integrator input (multiplier output)

Z twierdzenia o modulacji [6] wynika, że pomnożenie dowolnego sygnału przez sygnał sinusoidalny o częstotliwości f_{ref} przesuwa widmo częstotliwościowe sygnału mnożonego o $\pm f_{ref}$ względem f_{ref} (rys. 7c), zatem do wejścia układu całkującego doprowadzone są sygnały o częstotliwościach $f_0, f_1, f_2, f_3, f_4,$ i f_5 , przy czym mając na uwadze założenie 2 i równanie (5) mamy:

$$f_0 = f_d - f_d = 0 \quad (7)$$

Sygnal o częstotliwości zerowej jest składową stałą proporcjonalną do amplitudy napięcia wywołanego prądem testującym o częstotliwości f_d i cosinusa przesunięcia fazowego względem sygnału odniesienia o częstotliwości f_{ref} , równej w tym przypadku częstotliwości f_d , dalej:

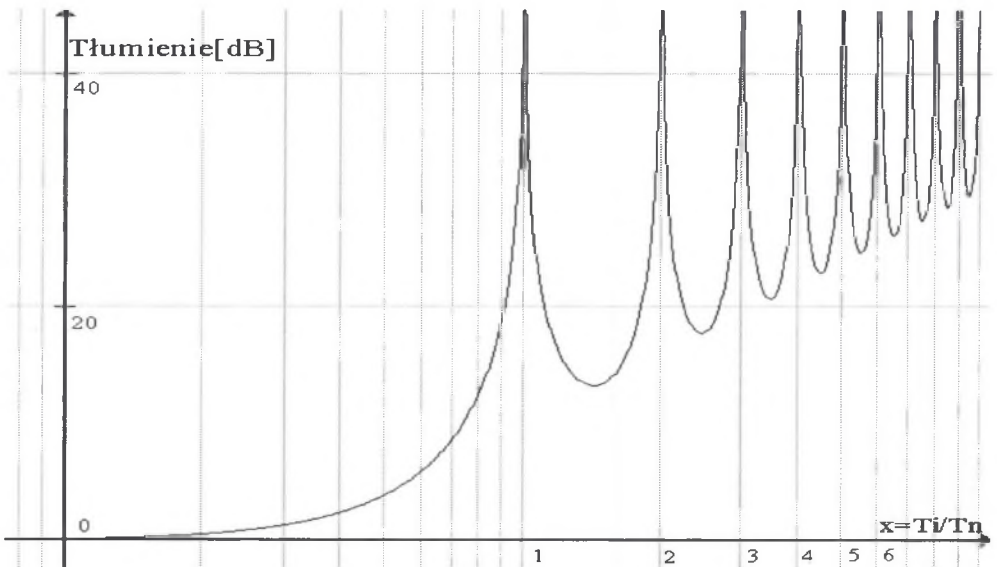
$$f_1 = f_s - f_d = f_s - f_s \left(1 - \frac{1}{k}\right) = f_m \quad (8)$$

$$f_2 = f_g - f_d = 2f_m \quad (9)$$

$$f_3 = f_d + f_d = 2f_s \left(1 - \frac{1}{k}\right) = 2f_s - 2f_m \quad (10)$$

$$f_4 = f_d + f_s = f_s \left(1 - \frac{1}{k}\right) + f_s = 2f_s - f_m \quad (11)$$

$$f_5 = f_d + f_g = 2f_s \quad (12)$$



Rys. 9. Tłumienie zakłóceń okresowych w funkcji stosunku czasu całkowania do okresu sygnału zakłócającego [5]

Fig. 9. Rejection of periodic signals in relation to the ratio of the integration time to the disturbance signal period [5]

Dołączone do wyjść detektorów synchronicznych przetworniki analogowo-cyfrowe przetwarzają sygnały z wyjść detektorów metodą podwójnego całkowania. Jeśli okres pierwszego całkowania w takim przetworniku będzie równy całkowitej wielokrotności okresu

sygnału zakłócającego nałożonego na składową stałą, to wynik przetwarzania jest proporcjonalny tylko do wartości średniej sygnału mierzonego i nie zależy od sygnału zakłócającego. Tłumienie zakłóceń dane zależnością (13) [5] jest funkcją stosunku czasu T_i pierwszego całkowania do okresu T_n sygnału zakłócającego rys. 9 ($x=T_i/T_n$).

$$y = \frac{\pi \cdot x}{|\sin(\pi \cdot x)|} \quad (13)$$

Jeśli przyjmie się czas pierwszego całkowania równy całkowitej wielokrotności okresu modulującego, tj.:

$$T_i = \frac{nk}{f_s}, \quad (14)$$

wtedy wartości stosunku T_i/T_n dla poszczególnych składowych zakłócających w proponowanym układzie są takie, jak pokazane w tabeli 1. Jak widać, gdy n i k są liczbami całkowitymi, wtedy wartość stosunku T_i/T_n poszczególnych składowych również wyrażona jest liczbą całkowitą, dzięki czemu okresowe składowe zakłócające pojawiające się na wejściu integratora przetwornika A/C usytuowane są w punktach ich maksymalnego tłumienia, rys. 9. Podobne wyniki otrzymamy, gdy jako częstotliwość odniesienia przyjmiemy częstotliwość f_g lub gdy założymy, że w układzie występują częstotliwości harmoniczne sieci.

Tabela 1

Wartość stosunku T_i/T_n w proponowanym układzie

Częstotliwość	T_i/T_n
f_1	N
f_2	2 n
f_3	2n(k-1)
f_4	n(2k-1)
f_5	2nk

WNIOSKI

Wykazano że zaproponowana metoda pomiaru może stanowić podstawę do budowy nowoczesnego systemu pomiaru rezystancji rozległych przemysłowych układów uziemień, napięć rażeniowych i dotykowych, w znacznie większym stopniu odpornego na harmoniczne zakłócenia o częstotliwości sieci energetycznej, które jak dotąd, są jednym z głównych źródeł błędów występujących w tych pomiarach.

LITERATURA

1. Anderson I.E.: *Wyniki badań uziemień i zagrożenia porażeniowego przy zwarciaach w urządzeniach wysokiego napięcia*, Energetyka 1975, nr 9, Biul. Inst. Energetyki nr 7/10 s. 60-62.
2. Boguta Z., Legieżyński M.: *Badania uziomów rozległych*, Energetyka 1975, nr 5, s. 164-166.
3. Danielski L., Jabłoński W.: *Zasady wykonywania badań ochrony przeciwporażeniowej i pomiaru rezystancji uziemień w urządzeniach wysokiego napięcia*, Biuletyn INPE nr 41, 2001, s. 31-53.
4. Fedyczak Z., Klytta M., Strzelecki R.: *Topologie i aplikacje jednofazowych sterowników matrycowych i matrycowo-reakcyjnych*, V Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Ergoelektronice i Napędzie Elektrycznym, Łódź-Arturówek, 14-16 listopad 2001, s. 131-138.
5. Kulka Z., Nadachowski M., Libura A.: *Przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe*, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 1987.
6. Lathi B.P.: *Teoria sygnałów i układów telekomunikacyjnych*, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1970.
7. Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1998.
8. MRU 101, miernik rezystancji uziemień, ulotka reklamowa.
9. Wiliński J.: *Instrukcje obsługi cyfrowych wymuszalników prądu EMEXxx*.
10. Wiliński J.: *Sposób i urządzenie do wytwarzania prądów testowych i pomiaru spadków napięć wywołanych tymi prądami*, zgłoszenie patentowe nr P367369 z dnia 19.04 2004.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Edward Anderson

Wpłynęło do Redakcji: 12 maja 2004 r.