

## Lokalizacja źródeł wyładowań niepełnych z wykorzystaniem matrycy mikropaskowych anten UHF

**Streszczenie.** Artykuł porusza temat lokalizacji wyładowań niepełnych (wnz) w transformatorach energetycznych. Autorzy proponują innowacyjną metodę, wykorzystującą matryce sensorowe zbudowane z anten mikropaskowych, obejmujących swoim zakresem pasmo wysokich i ultra wysokich częstotliwości (HF/UHF). Analiza sygnałów przeprowadzana jest z użyciem algorytmów określania kierunków nadejścia sygnału (ang. DOA – Direction-of-Arrival). W artykule zaprezentowano metodologię projektowania wybranego typu anteny wraz z określeniem, na drodze symulacji obliczeniowych, jej użytecznych parametrów, które zostały porównane z wartościami zmierzonymi.

**Abstract.** The paper discusses the topic of partial discharges localization in power transformers. The authors propose an innovative method, using sensor arrays built of microstrip patch antennas, including their range of high and ultra high frequencies (HF/UHF). Signal analysis is carried out using the Direction-of-Arrival (DOA) estimation algorithms. A methodology for designing a selected antenna type together with the determination of its useful parameters, by way of computational simulations along with the comparison with the measured values were presented. (**Partial discharge sources localization with the use of microstrip patch antennas array.**)

**Słowa kluczowe:** wyładowania niepełne, antena UHF, antena mikropaskowa matryca sensorowa, estymacja kierunku nadejścia sygnału  
**Keywords:** partial discharges, UHF antenna, microstrip antenna, sensor array, Direction-of-Arrival estimation

### Wstęp

W systemie elektroenergetycznym wykorzystuje się różne poziomy napięcia. Energia elektryczna w elektrowniach wytwarzana jest zazwyczaj na poziomie kilku-kilkudziesięciu kilowoltów, jednak efektywny przesył odbywa się przy napięciu dużo wyższym. Do zmiany poziomu napięcia wykorzystywane są transformatory energetyczne, najczęściej z papierowo-olejowym układem izolacyjnym. „Żywotność” transformatorów jest bezpośrednio zależna od odporności ich układu izolacyjnego na procesy starzeniowe i wszelkiego rodzaju anomalie pojawiające się w sieci [1]. Podczas projektowania przyjmuje się, że bezobsługowy okres eksploatacji powinien wynosić minimum 30 lat. W polskim systemie elektroenergetycznym większość zainstalowanych transformatorów przekroczyła już ten wiek. Zestarzony układ izolacyjny jest bardziej podatny na uszkodzenia mechaniczne, a pojawiające się w okolicach defektów wyładowania niepełne (wnz) są najczęstszą przyczyną ewentualnej awarii transformatora.

Awaria transformatora, oprócz strat finansowych sięgających nawet dziesiątek milionów złotych, niesie za sobą ogromne zagrożenia środowiskowe (pożary, zanieczyszczenie powietrza). Z uwagi na wysoki koszt takich jednostek oraz złożony proces logistyczno-montażowy na całym świecie dąży się do jak najdokładniejszego określania aktualnego stanu technicznego transformatorów. Dzięki przeprowadzaniu okresowych badań diagnostycznych i coraz częściej stosowanym systemom monitoringu on-line możliwe jest podjęcie odpowiednich działań w celu przedłużenia żywotności transformatorów oraz utrzymania ich w dobrej kondycji.

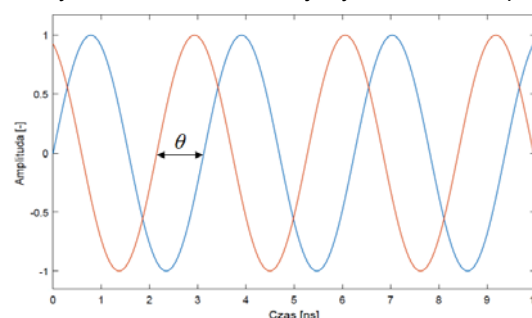
W ostatnich latach obserwowany jest intensywny rozwój metod lokalizacji wnz bazujących na sygnałach elektromagnetycznych (HF/VHF/UHF) emitowanych przez wyładowania. Metody takie są już zresztą powszechnie stosowane m.in. w diagnostyce linii i rozdzielnic izolowanych gazem (GIL/GIS), kabli energetycznych czy maszyn wirujących. Adaptacja „metod elektromagnetycznych”, głównie w zakresie UHF, do diagnostyki transformatorów jest aktualnie przedmiotem wielu badań naukowych na całym świecie [4, 5, 7-12].

Niniejszy artykuł prezentuje innowacyjną koncepcję systemu lokalizacji wyładowań niepełnych łączącego

technikę matryc sensorowych z algorytmami estymacji kierunku nadejścia sygnału (ang. DOA – Direction-Of-Arrival) wykorzystującymi zjawisko formowania wiązki (ang. beamforming).

### Teoria matryc sensorowych

Matryca sensorowa to zbiór co najmniej dwóch elementów sensorycznych ułożonych względem siebie w pewnym określonym szyku. Spełnienie założeń teoretycznych umożliwia otrzymanie większej ilości parametrów odbiorczych. Algorytmy bazujące na tej technice wykorzystują przesunięcia fazowe pomiędzy sygnałami a nie opóźnienia w dotarciu sygnału do każdego z elementów odbiorczych, jak ma to miejsce w dotychczas stosowanych metodach lokalizacji wyładowań niepełnych



Rys.1. Przesunięcie fazowe dwóch sygnałów

Stosując algorytmy formowania wiązki, takie jak *Delay-and-Sum (DAS)* czy *Minimum Variance Distortionless Response (MVDR)*, dzięki analizie sygnałów w dziedzinie częstotliwości, możliwe jest oszacowanie kierunku nadejścia sygnału do matrycy. Całkowitą moc sygnału na wyjściu z matrycy określa się wzorem:

$$(1) \quad P(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}} \mathbf{w},$$

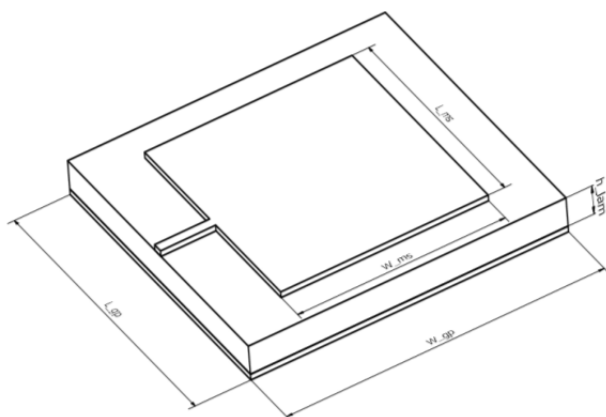
gdzie:  $\mathbf{w}$  – wektory wagowe, charakterystyczne dla różnych algorytmów,  $H$  – sprzężenie hermitowskie,  $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$  – estymowana macierz kowariancji odebranego sygnału.

Wynikiem szeregu obliczeń jest charakterystyka mocy sygnału względem rozpatrywanego kąta. Lokalne maksima takiej charakterystyki wskazują estymowany kierunek dotarcia sygnału do matrycy [6, 13, 14].

Zarówno teoria matryc sensorowych jak i algorytmy kształtowania wiązki zostały wyczerpująco opisane przez autorów w [9, 10].

### Projekt anteny mikropaskowej

Projektowanie sond UHF przeznaczonych do odbioru sygnałów pochodzących od defektów układu izolacyjnego transformatora odbywa się na zasadzie poszukiwania kompromisu pomiędzy odpowiednimi właściwościami mechanicznymi (m.in. kształt, wymiary, wytrzymałość w środowisku pracy) a elektrycznymi, pozwalającymi na odpowiednie zarejestrowanie sygnału. Punktem wyjścia przy doborze anten UHF jest przede wszystkim dopasowanie pasma częstotliwościowego, w którym anteny powinny cechować się najwyższą, możliwą do osiągnięcia, czułością [2, 7, 10]. Jako rozpatrywany zakres częstotliwości obrano przedział 300-400 MHz, który teoretycznie jest wolny od zaburzeń zewnętrznych, emitowanych przez stałe źródła nadawcze (np. stacje radiofoniczne, radionawigacja lotnicza, nadajniki telewizji cyfrowej i telefonii komórkowej, itp.) [1]. Spośród wielu rozpatrywanych konstrukcji, jako najbardziej optymalna z punktu widzenia projektowanej matrycy, została wybrana antena mikropaskowa. Antena taka posiada relatywnie wąskie pasmo przenoszenia, co w perspektywie projektowanego układu pomiarowego jest zaletą, gdyż jednocześnie zapewnione jest filtrowanie innych częstotliwości.



Rys.2. Rysunek konstrukcyjny anteny mikropaskowej z naniesionymi istotnymi parametrami geometrycznymi

Szerokość promiennika anteny mikropaskowej ( $W_{ms}$ ) obliczana jest ze wzoru [3, 13]:

$$(2) \quad W_{ms} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}},$$

gdzie:  $c$  – prędkość propagacji fali,  $f_r$  – częstotliwość rezonansowa,  $\epsilon_r$  – przenikalność elektryczna względna materiału, z którego wykonane jest podłoże (laminat).

Dla relatywnie niskich częstotliwości zakresu UHF należy obliczyć referencyjną przenikalność elektryczną ( $\epsilon_{ref}$ ) podłoża (laminatu):

$$(3) \quad \epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W_{ms}} \right]^{-\frac{1}{2}},$$

gdzie:  $h$  – wysokość laminatu.

Geometryczna długość promiennika wyznaczana jest z zależności:

$$(4) \quad L_{ms} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L.$$

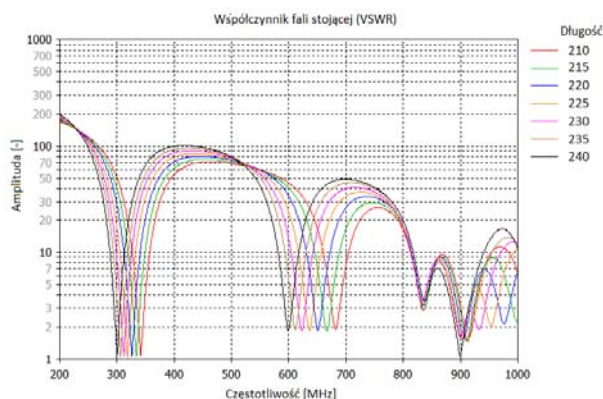
W wyniku nieliniowego rozkładu pola elektrycznego przy krawędziach promiennika, uznaje się, że efektywna długość części odbiorczej z obydwu stron jest teoretycznie wydłużona o dodatkowe odcinki  $\Delta L$ , obliczane ze wzoru:

$$(5) \quad \frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)}.$$

Całkowita wielkość anteny mikropaskowej uzależniona jest od wielkości płaszczyzny masy, której wymiary powinny spełnić poniższe warunki [2, 3, 13]:

$$(6) \quad L_{gp} \geq 6h + L; \quad W_{gp} \geq 6h + W.$$

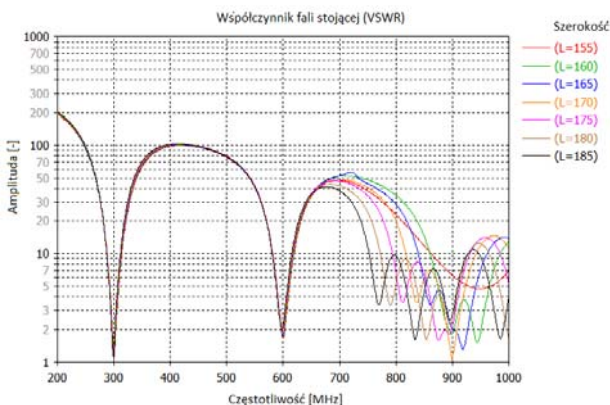
Wymiary geometryczne obliczone ze wzorów 2-6 były jedynie punktem wyjścia do wyznaczenia dokładnych wymiarów. Wyznaczenie dokładnych wymiarów odbyło się na podstawie iteracyjnego obliczania parametrów odbiorczych w programie CST Microwave Studio. Zmiennymi były długość i szerokość promiennika. Wyniki symulacji parametrów transmisyjnych anteny zostały przedstawione na rysunkach 3-5 w postaci wykresów współczynnika fali stojącej (ang. VSWR – Voltage Standing Wave Ratio) oraz charakterystyki kierunkowej.



Rys.3. Wykres współczynnika fali stojącej w funkcji częstotliwości dla różnych długości anteny mikropaskowej (stała szerokość  $L_{ms} = 170$  mm) – wynik symulacji

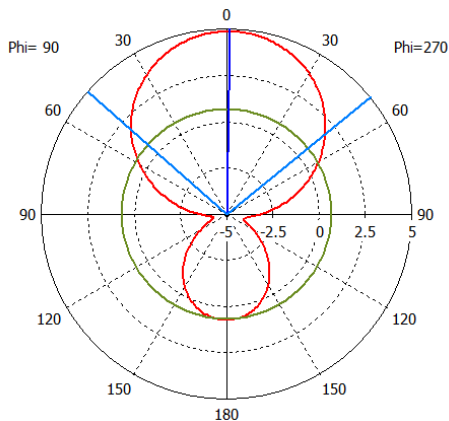
W praktyce wartość VSWR powinna być jak najmniejsza – VSWR jest miarą niedopasowania impedancyjnego do toru transmisyjnego – idealnym przypadkiem takiego dopasowania jest VSWR = 1.

Z wykresów przedstawionych na rysunkach 3 i 4 wyraźnie widać, że dobór odpowiedniej szerokości ( $W_{ms}$ ) anteny jest kluczowym krokiem podczas projektowania



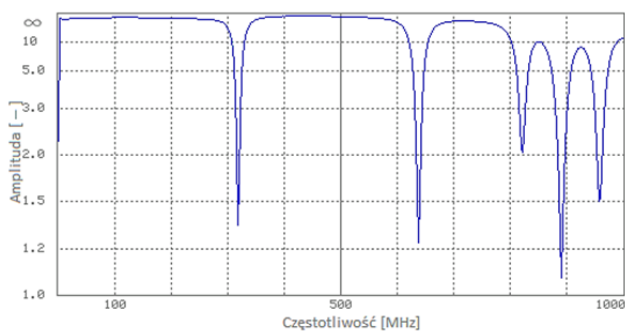
Rys.4. Wykres współczynnika fali stojącej w funkcji częstotliwości dla różnych szerokości anteny mikropaskowej (stała długość  $W_{ms} = 240$  mm) – wynik symulacji

Na rysunku 5 przedstawiono przykładową charakterystykę kierunkową anteny mikropaskowej o wymiarach 240×170 mm w dwóch płaszczyznach – horyzontalnej i wertykalnej. Wykres taki dostarcza informacji o czułości anteny względem kierunku docierającego sygnału. W tym przypadku obserwowany jest listek główny o szerokości ponad 100°. Oznacza to, że w takim zakresie sygnał będzie odbierany z tłumieniem nie większym niż -3 dB (połowa amplitudy maksymalnej).



Rys.5. Przykładowa charakterystyka kierunkowa w płaszczyźnie horyzontalnej (kolor zielony) i wertykalnej (kolor czerwony) dla częstotliwości 320 MHz – wynik symulacji

Na podstawie otrzymanych wyników do produkcji trafiła antena o wymiarach 220×170 mm (wymiar promiennika). Cała antena została wykonana na laminacie o wymiarach 300×210 mm i grubości (wysokości) 2,4 mm. Zmierzona wartość parametru VSWR pokrywa się z wynikami symulacji.



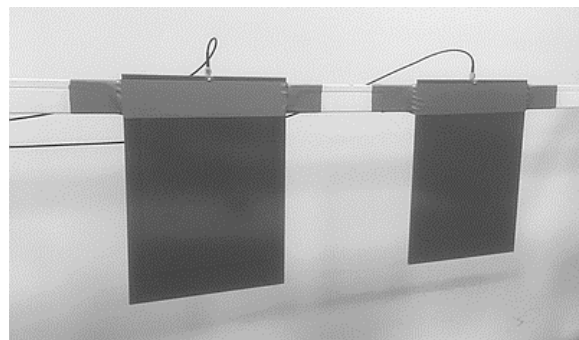
Rys.6. Zmierzone wartości współczynnika fali stojącej w funkcji częstotliwości fizycznej anteny mikropaskowej o wymiarach 220×170 mm

### Układ pomiarowy

Jak wspomniano wcześniej, najważniejszym kryterium projektowym modułu odbiorczego układu pomiarowego, czyli matrycy sensorowej, jest określenie częstotliwości odbieranego sygnału. Determinuje to modyfikacje geometryczne zarówno samych anten, jak i matrycy jako całości, w zależności od charakteru sygnału. Elementy odbiorcze matrycy powinny cechować się dookólną charakterystyką kierunkową, a pasmo częstotliwościowe powinno pokrywać się z częstotliwością odbieranego sygnału. W celu poznania częstotliwości dominującej sygnału należy przeprowadzić jego analizę widmową. Istnieje wiele metod analizy widmowej, natomiast najczęściej stosuje się szybką transformatę Fouriera (ang. FFT – *Fast Fourier Transform*). Wstępna kalibracja geometryczna została dokonana na podstawie rozeznania pasma częstotliwościowego wnz i jako częstotliwość

dominującą obrano 320 MHz, jako częstotliwość charakterystyczną dla wyładowań ślizgowych.

Na podstawie wyników obliczeń zaprojektowano i zbudowano wstępny prototyp liniowej matrycy sensorowej składający się z dwóch anten mikropaskowych według opisanego wcześniej projektu. Ustalona odległość między elementami matrycy (antenami) dla częstotliwości 320 MHz wynosiła 450 mm (spełniając warunek o rozłożeniu elementów matrycy w odstępach mniejszych niż połowa długości fali rozpatrywanego sygnału – w tym przypadku  $\lambda = 936,85$  mm). W celu wyeliminowania potencjalnego wpływu na odbierany sygnał, wszystkie nieaktywne elementy składowe matrycy wykonane są z materiałów niemetalowych (rys.7).



Rys.7. Prototyp matrycy dwuelementowej przystosowany do częstotliwości 320 MHz

Akwizycja danych odbywała się przy pomocy dwóch czterokanałowych oscyloskopów: Tektronix MDO3104 o paśmie analogowym 1 GHz/kanał i częstotliwości próbkowania 2,5 GS/s oraz Agilent 2024A (200 MHz/kanał, 2 GS/s). Oscyloskop Agilent 2024A posiada dodatkowo wbudowaną opcję interpolacji zapisywanego cyfrowo sygnału, w efekcie czego otrzymuje się wirtualną wyższą częstotliwość próbkowania (do 32 GS/s). Dokonywane jest to jednak kosztem długości rejestrowanego okna czasowego.

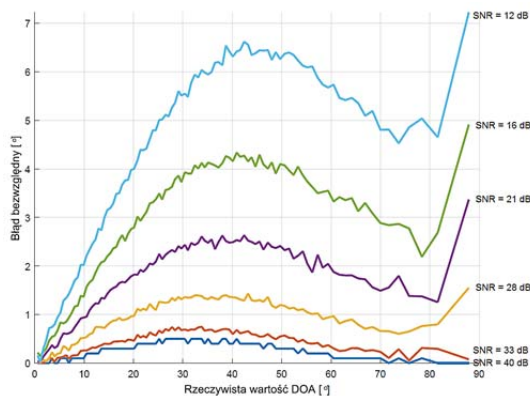
### Wyniki symulacji

Przed przystąpieniem do właściwych pomiarów przeprowadzono symulacje możliwych scenariuszy. W celu sprawdzenia wpływu czynników zewnętrznych na wynik analizy, symulowane były niezmodulowane częstotliwościowo sygnały ciągłe o częstotliwości 320 MHz, amplitudzie równej 1 i długości 20 ns. Do każdego sygnału dodany został biały szum gaussowski o średniej zerowej i różnych amplitudach (od 0,1 do 0,5 – co w rezultacie skutkowało powstaniem sygnałów o SNR wynoszących od 40 dB do około 12 dB). Sygnały próbkowane były z różną częstotliwością  $F_s$ : 2, 5, 10, 16, 25 oraz 32 GS/s.

Sygnały były przesuwane względem siebie w fazie o czas odpowiadający zmianie kierunku o 1°. W celu otrzymania wiarygodnej serii pomiarowej dla każdej pozycji wygenerowano 100 różnych przebiegów. Łącznie przeprowadzono ponad milion symulacji, w wyniku których powstała analiza potencjalnych błędów metody. Ze względu na ograniczenia edytorskie zdecydowano się na przedstawienie wyników tylko dla wybranych przypadków.

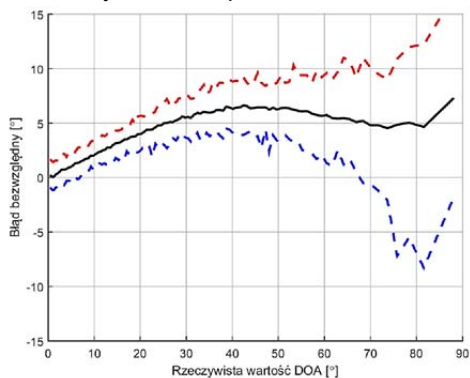
Na rysunku 8 przedstawiono średnią wartość błędu oszacowania kąta nadejścia sygnału dla sześciu różnych poziomów szumienia sygnału przy częstotliwości próbkowania 16 GS/s. Wyraźnie widoczna jest zależność – im mniejszy stosunek sygnału użytecznego do szumu, tym wynik obarczony jest większym błędem. Wielkość błędu nie zależała od częstotliwości próbkowania, dla innych wartości charakterystyki kształtowały się niemal identycznie.



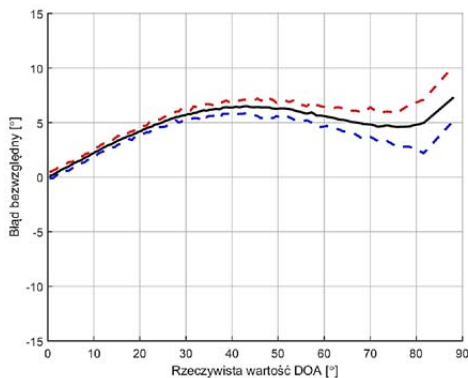


Rys. 8. Średnia wartość błędu bezwzględnej estymacji DOA dla sygnału docierającego do matrycy pod kątem 0°-90° przy różnym poziomie szumu ( $F_s = 16$  GS/s)

Na rysunkach 9 i 10 wykreślone zostały obszary (pomiędzy wartościami maksymalnymi i minimalnymi dla każdego kierunku), w których otrzymywano wyniki. Otrzymany w ten sposób rozrzut zmniejszał się wraz ze zwiększaniem częstotliwości próbkowania.



Rys. 9. Rozrzut wyników estymacji DOA dla sygnału docierającego do matrycy pod kątem 0°-90°, SNR = 12 dB,  $F_s = 2$  GS/s



Rys. 10. Rozrzut wyników estymacji DOA dla sygnału docierającego do matrycy pod kątem 0°-90°, SNR = 12 dB,  $F_s = 32$  GS/s

### Podsumowanie

W artykule przedstawiono metodologię i proces projektowania zarówno matrycy, jak i mikropaskowych anten UHF będących jej elementami składowymi. Zbudowany na podstawie przedstawionego projektu układ pomiarowy przystosowany jest do wyznaczania kierunku nadejścia sygnału od źródeł (wnz) emitujących sygnały o częstotliwości 320 MHz. Lokalizacja, czyli precyzyjne wskazanie miejsca we współrzędnych kartezjańskich, wymaga zastosowania co najmniej dwóch takich matryc.

W postaci symulacji komputerowych przeprowadzono analizę wystąpienia możliwych błędów i niedokładności

pomiarów w zależności od różnych czynników zewnętrznych, takich jak zaszumienie sygnału lub częstotliwość próbkowania odbieranego sygnału.

Wyniki jednoznacznie wskazują, iż stosując algorytmy kształtowania wiązki (ang. *beamforming*), takie jak *DAS* czy *MVDR*, w celu otrzymania precyzyjnych wyników, konieczne jest zadbanie o odpowiednią moc rejestrowanego sygnału i zapewnienie względnie wysokiej częstotliwości próbkowania. Obydwa przytoczone parametry są kluczowe przy ocenie dokładności otrzymywanych wyników. Odpowiednie wzmocnienie użytecznego sygnału i filtracja od zakłóceń ma bezpośredni wpływ na dokładność – im większy szum, tym większe błędy wyznaczonego kąta nadejścia sygnału, z kolei wyższa częstotliwość próbkowania skutkuje mniejszym rozrzutem wokół wartości średniej otrzymywanych wyników.

*Artykuł finansowany przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju ze środków Programu Badań Stosowanych w ramach projektu PBS3/A4/12/2015 pt. "System monitoringu wyładowań niezupełnych w transformatorze energetycznym oparty na wykorzystaniu metod EA, HF i UHF".*

**Autorzy:** mgr inż. Filip Polak, E-mail: [filip.r.polak@doctorate.put.poznan.pl](mailto:filip.r.polak@doctorate.put.poznan.pl); dr inż. Wojciech Sikorski, E-mail: [wojciech.sikorski@put.poznan.pl](mailto:wojciech.sikorski@put.poznan.pl); dr hab. inż. Krzysztof Siodła, prof. PP, E-mail: [krzysztof.siodla@put.poznan.pl](mailto:krzysztof.siodla@put.poznan.pl); Politechnika Poznańska, Instytut Elektroenergetyki, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań

### LITERATURA

- [1] Jezierski E., Transformatory. Podstawy teoretyczne, WNT, Warszawa, 1965
- [2] Sarkar B., Mishra D.K., Koley C., Roy N.K., Microstrip patch antenna based UHF sensor for detection of partial discharge in high voltage electrical equipments, *Annual IEEE India Conference (INDICON)*, 2014, 1-6
- [3] Balanis C.A., Antenna theory, analysis and design, (2005)
- [4] Judd M.D., Experience with UHF Partial Discharge Detection and Location in Power Transformers, *Proc. IEEE Electrical Insulation Conference*, Annapolis, USA, 2011, 201-205
- [5] Judd M.D., Yang Li, Hunter I. B., Partial Discharge Monitoring for Power Transformers Using UHF Sensors. Part 1: Sensors and Signal Interpretation, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Vol. 21, No. 2, March/April 2005, 5-14
- [6] Zhizhang Chen, Gopal Gokeda, Yiqiang Yu, Introduction to Direction-of-Arrival Estimation, Norwood, 2013
- [7] Sikorski W., Szymczak C., Siodła K., Polak F., Hilbert curve fractal antenna for detection and on-line monitoring of partial discharges in power transformers. *Eksploatacja i Niezawodność – Maintenance and Reliability*, 2018, 20 (3), 343–351
- [8] Galski E., Koltunowicz W., Ariaans T., Behrmann G., Jongen R., Garnacho F., Kornhuber S., Ohtsuka S., Petzold F., Sanchez-Uran M., Siodła K., Tenbohlen S., Guidelines for partial discharge detection using conventional (IEC 60270) and unconventional methods, *Cigre Technical Brochure 662*, 2016
- [9] Polak F., Sikorski W., Siodła K., Lokalizacja źródeł wyładowań niezupełnych przy użyciu matryc sensorowych, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 10/2014, 74-77
- [10] Polak F., Sikorski W., Siodła K., Ocena możliwości zastosowania matrycy anten UHF do lokalizacji wyładowań niezupełnych, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 10/2016, 63-66
- [11] Sikorski W., Siodła K., Moranda H., Ziomek W., Location of Partial Discharge sources in Power Transformers Based on Advanced Auscultatory Technique, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol.19, (2012), 1948-1956
- [12] Raja K., Devaux F., Lelaidier S., Recognition of discharge sources using UHF PD Signatures, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Vol:18, Issue: 5, (2002), 8-14
- [13] Milligan T.A., Modern antenna design, John Wiley & Sons, Hoboken, 2005
- [14] Haykin S., Ray Liu K. J., Handbook on Array Processing and Sensor Networks, John Wiley & Sons, 29-58