

Filip POLAK*
Wojciech SIKORSKI*
Krzysztof SIODŁA*

LOKALIZACJA ŹRÓDEŁ WYŁADOWAŃ NIEZUPEŁNYCH PRZY UŻYCIU MATRYCY PRZETWORNIKÓW

Artykuł dotyczy problematyki lokalizacji źródeł wyładowań niezupełnych (wnz) przy użyciu techniki matryc przetworników emisji akustycznej oraz wysokorozdzielczej techniki estymacji kierunku nadejścia sygnału. W pracy, oprócz założeń teoretycznych obu technik, przedstawiono wyniki symulacji, w których do rejestracji sygnałów emisji akustycznej generowanych przez defekty układu izolacyjnego transformatora energetycznego, zastosowano liniową matrycę przetworników (ang. *ULA – Uniform Linear Array*). Z kolei do estymacji kierunku nadejścia sygnałów akustycznych, które propagują się od defektu generującego wyładowania do zainstalowanej na kadzi transformatora matrycy przetworników, wybrano algorytm *Multiple Signal Classification* (MUSIC). Dzięki możliwości lokalizacji wyładowań wieloźródłowych (nawet przy bardzo niskim stosunku sygnału użytecznego od szumu), przyjęte rozwiązanie wykazuje przewagę nad technikami konwencjonalnymi.

SŁOWA KLUCZOWE: wyładowania niezupełne, lokalizacja źródeł sygnałów, matryca przetworników, estymacja kierunku nadejścia sygnału (DOA), algorytm *Multiple Signal Classification*

1. WPROWADZENIE

Defekty wysokonapięciowego układu izolacyjnego stanowiące źródło wyładowań niezupełnych (wnz), są jedną z głównych przyczyn awarii dużych transformatorów energetycznych. Problematyka dotycząca detekcji, identyfikacji i lokalizacji źródeł wnz stanowi obecnie przedmiot szeroko prowadzonych prac badawczych [1-6]. Ich celem jest, m.in. rozwój i poprawa wiarygodności aktualnie stosowanych technik diagnostyki i monitoringu transformatorów energetycznych opartych na detekcji zjawiska wnz, z których główne to: konwencjonalna metoda elektryczna (PN-EN 60270), metody elektromagnetyczne (HF/VHF/UHF), metoda emisji akustycznej (EA) i metoda gazów rozpuszczonych w oleju (DGA). Prace badawcze autorów niniejszego artykułu koncentrują się obecnie na poszukiwaniu nowych rozwiązań teoretycznych i technologicznych, które pozwoliłyby wydatnie poprawić dokładność lokalizacji defektów wysokonapięciowego układu

* Politechnika Poznańska.

izolacyjnego. Jedną ze ścieżek badawczych dotyczy możliwości zastosowania techniki macierz przetworników do oszacowania kierunku nadejścia sygnału (ang. DOA – *Direction-of-Arrival Estimation*) generowanego przez wnz. Genezą podjęcia prac nad tym zagadnieniem jest fakt, że popularne techniki lokalizacji (standardowa i zaawansowana technika osłuchowa oraz technika triangulacyjna), w niektórych, trudnych z metrologicznego punktu widzenia przypadkach, tj. przy występowaniu wielu źródeł wnz, czy rejestrowaniu silnie zaszumionych sygnałów EA, nie pozwalają z oczekiwaną dokładnością wyznaczyć współrzędnych XYZ defektu. Z kolei technologia macierz przetworników (ang. *Sensor Array*), wsparta dodatkowo najnowszymi, wysokorozdzielczymi algorytmami estymacji kierunku nadejścia sygnału (MUSIC, Root-MUSIC, ESPRIT, Min-Norm itp.) jest, przynajmniej teoretycznie, pozbawiona wad i ograniczeń wspomnianych wcześniej technik konwencjonalnych [7].

W dalszej części artykułu omówiono teoretyczne podstawy zastosowania liniowej macierzy przetworników emisji akustycznej i algorytmu MUSIC do lokalizacji źródeł wyładowań niezupełnych.

2. LINIOWA MATRYCA PRZETWORNIKÓW – MODEL DANYCH

Rozważmy liniową macierz odbiorczą (ang. ULA – Uniform Linear Array) składającą się z M identycznych, równo od siebie oddalonych i ułożonych wzdłuż jednej linii, przetworników pomiarowych. Odległość pomiędzy sąsiadującymi przetwornikami wynosi Δ , zaś odległość od defektu (źródła sygnału) do pierwszego przetwornika macierzy odbiorczej (patrząc od prawej) wynosi d_d .

Z kolei sygnał generowany przez źródło zdefiniujemy jako [8]:

$$s_i^r(t) = \alpha_i(t) \cos[2\pi f_c t + \beta_i(t)] \quad 1 \leq i \leq d \quad (1)$$

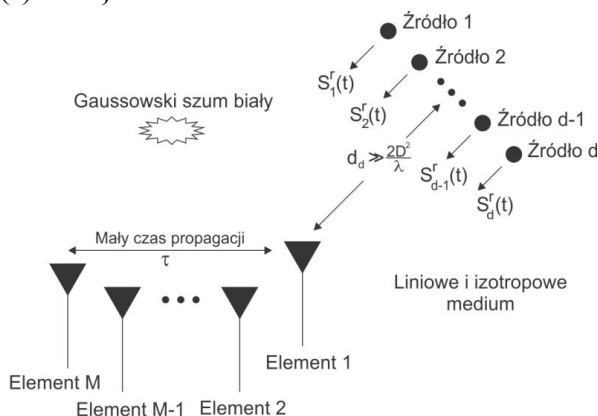
gdzie $\alpha_i(t)$ – amplituda sygnału, f_c – częstotliwość dominująca sygnału, $\beta_i(t)$ – przesunięcie fazowe, d – liczba źródeł sygnałów.

Dodatkowo założmy, że sygnały te mają charakter wąskopasmowy. Oznacza to, że amplitudy $\alpha_i(t)$ i fazy $\beta_i(t)$ zmieniają się powoli w odniesieniu do τ , który jest czasem, w którym fala propaguje się między jednym a kolejnym przetwornikiem (rys. 1). Możemy zatem zapisać, że:

$$\begin{aligned} \alpha_i(t - \tau) &\approx \alpha_i(t) \\ \beta_i(t - \tau) &\approx \beta_i(t) \end{aligned} \quad (2)$$

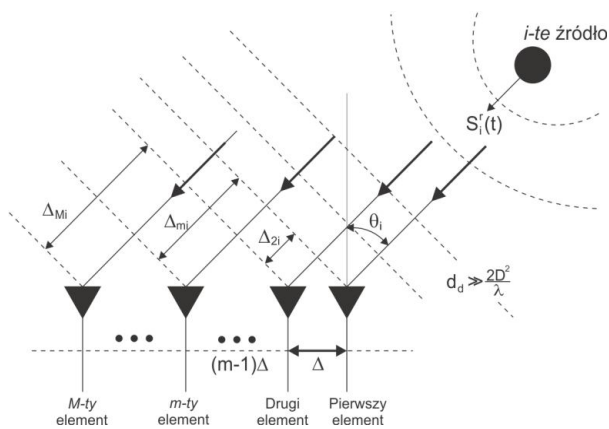
Wolne zmiany wartości amplitudy $\alpha_i(t)$ i fazy $\beta_i(t)$ gwarantują wtedy, że większość składowych częstotliwościowych w transformacji Fouriera z (1) jest w bliskim sąsiedztwie składowej dominującej f_c . Zależność (1) można również przedstawić w postaci obwiedni zespolonej (ang. *complex envelope*), lub w postaci

tw. fazora (wskazu), czyli z pominięciem pulsacji: $s_i^{\text{env}}(t) = \alpha_i(t)e^{j\beta_i(t)}$, takiej że $s_i^r(t) = \text{Re}\{s_i^{\text{env}}(t)e^{j2\pi f_c t}\}$.



Rys. 1. Scenariusz rozpatrywany w artykule

Założmy teraz, że fala płaska generowana przez źródło dociera do macierzy przetworników z prędkością v i pod kątem θ_i (rys. 2).



Rys. 2. Model danych estymacji kierunku nadejścia sygnału za pomocą M-elementowej liniowej macierzy przetworników

Sygnał pokonując drogę d_d dociera w pierwszej kolejności do przetwornika znajdującego się najbliżej źródła po czasie $\tau_d = \frac{d_d}{v}$. Możemy zatem zapisać, że:

$$s_{i1}(t) = s_i^r(t - \tau_d) = \alpha_i(t - \tau_d) \cos[2\pi f_c(t - \tau_d) + \beta_i(t - \tau_d)] = \text{Re}\{\alpha_i(t - \tau_d)e^{j[2\pi f_c t + \beta_i(t - \tau_d) + 2\pi f_c \tau_d]}\} \quad (3)$$

Ponieważ wszystkie przetworniki matrycy odbiorczej ułożone są wzdłuż jednej linii, to sygnał docierający do m -tego przetwornika pokonuje, w porównaniu do sygnału docierającego do skrajnego prawego (pierwszego) przetwornika, pewien dodatkowy dystans, który można wyznaczyć z następującej zależności:

$$\Delta_{mi} = (m-1)\Delta \sin \theta_i, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (4)$$

W związku z tym przyjmujemy, że sygnał dotrze do m -tego przetwornika z opóźnieniem τ_{mi} :

$$\tau_{mi} = \frac{\Delta_{mi}}{v} = \frac{(m-1)(\Delta \sin \theta_i)}{v} \quad (5)$$

Dlatego też, sygnał zarejestrowany przez m -ty przetwornik możemy zdefiniować jako opóźnioną wersję sygnału $s_{i1}(t)$ (zarejestrowanego przez pierwszy, skrajnie prawy przetwornik) z dodatkowym opóźnieniem τ_{mi} :

$$\begin{aligned} s_{im}(t) &= s_{i1}(t - \tau_{mi}) = s_i^r(t - \tau_d - \tau_{mi}) = \\ &= \alpha_i(t - \tau_d - \tau_{mi}) \cos[2\pi f_c(t - \tau_d - \tau_{mi}) + \beta(t - \tau_d - \tau_{mi})] \approx \\ &\approx \alpha_i(t - \tau_d) \cos[2\pi f_c(t - \tau_d) + \beta(t - \tau_d) - (m-1)\mu_i] = \\ &= \operatorname{Re}[s_i(t) e^{j(m-1)\mu_i}] \end{aligned} \quad (6)$$

gdzie $\mu_i = -\frac{2\pi f_c}{v} \Delta \sin \theta_i = -\frac{2\pi}{\lambda} \Delta \sin \theta_i$ jest częstotliwością przestrzenną (ang. spatial frequency), która jest powiązana z i -tym źródłem, generującym sygnał pod kątem padania θ_i ; $\lambda = \frac{v}{f_c}$ oznacza długość fali o częstotliwości dominującej f_c .

Przy wyznaczaniu równania (6) uwzględniana jest aproksymacja (2). Wtedy zależność na $s_{im}(t)$ w postaci zespolonej przyjmuje następującą postać:

$$s_{im}(t) \approx \alpha_i(t - \tau_d) e^{j[2\pi f_c(t - \tau_d) + \beta_i(t)]} e^{j(m-1)\mu_i} = s_i(t) e^{j(m-1)\mu_i} \quad (7)$$

Równanie (7) pokazuje, że sygnał $s_{im}(t)$ zarejestrowany przez m -ty przetwornik, który został wygenerowany przez i -te źródło, jest identyczny jak sygnał $s_{i1}(t)$ zarejestrowany przez pierwszy (skrajnie prawy) przetwornik, ale z dodatkowym współczynnikiem przesunięcia fazowego $e^{j(m-1)\mu_i}$. Wartość tego współczynnika zależy wyłącznie od częstotliwości przestrzennej μ_i i od położenia danego przetwornika względem pierwszego. Każdemu kątowi padania sygnału θ_i odpowiada częstotliwość przestrzenna μ_i . Dlatego, przy estymacji kierunku nadejścia sygnału, podstawowym celem jest wyodrębnienie częstotliwości przestrzennej μ_i z zarejestrowanych przez matrycę przetworników sygnałów. Należy przy tym spełnić warunek o minimalnej odległości pomiędzy przetwornikami Δ , która powinna być mniejsza lub równa połowie długości falowej λ .

Rozważmy teraz sytuację, w której wszystkie sygnały $s_i(t)$ generowane przez d-źródeł oraz szumy $n_m(t)$ rejestrowane przez m-ty przetwornik w chwili czasowej t, możemy przedstawić za pomocą następujących zależności:

$$\begin{aligned} x_m(t) &= \sum_{i=1}^d s_i(t) + n_m(t) = \sum_{i=1}^d s_i(t) e^{j(m-1)\mu_i} + n_m(t) = \\ &= s_i(t) \sum_{i=1}^d e^{j(m-1)\mu_i} + n_m(t) \quad m=1,2,\dots,M \end{aligned} \quad (8)$$

W formie macierzowej zależność (8) można przedstawić jako:

$$x(t) = [a(\mu_1), a(\mu_2) \dots a(\mu_d)] \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \dots \\ s_d(t) \end{bmatrix} + n(t) = As(t) + n(t) \quad (9)$$

gdzie $x(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_M(t)]^T$ to dane zarejestrowane przez M-elementową macierz przetworników, $s(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \dots \ s_M(t)]^T$ to sygnał generowany przez źródła, $n(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ \dots \ n_M(t)]^T$ to biały szum Gaussowski o zerowej średniej.

Tablica wektorów sterujących (częstotliwości przestrzenne μ_i to niewiadome) jest definiowana jako:

$$a(\mu_i) = [1 e^{j\mu_i} e^{j2\mu_i} \dots e^{j(M-1)\mu_i}]^T \quad (10)$$

W postaci macierzowej (macierz o rozmiarze M d) możemy wtedy zapisać, że:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\mu_1} & e^{j\mu_2} & \dots & e^{j\mu_d} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ e^{j(M-1)\mu_1} & e^{j(M-1)\mu_2} & \dots & e^{j(M-1)\mu_d} \end{bmatrix} \quad (11)$$

3. ESTYMACJA KIERUNKU NADEJŚCIA SYGNAŁU METODĄ MULTIPLE SIGNAL CLASSIFICATION (MUSIC)

Metoda MUSIC (ang. *Multiple Signal Classification*) to jedna z najszerzej stosowanych, wysokorozdzielczych technik estymacji kierunku nadejścia sygnału. Należy ona do grupy metod podprzestrzeni (ang. *subspace methods*), a działanie jej algorytmu można najkrócej przedstawić w następujących krokach:

- Krok 1: Zarejestruj sygnały wejściowe $x(t_n)$ $n = 1, 2, \dots, N$ i dokonaj estymacji macierzy kowariancji:

$$R_{xx} \approx \hat{R}_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(t_n) x^H(t_n) \quad (12)$$

- Krok 2: Wykonaj dekompozycję macierzy kowariancji $\widehat{\mathbf{R}}_{xx}$ względem wartości własnych

$$\widehat{\mathbf{R}}_{xx} \mathbf{V} = \mathbf{V} \Lambda \quad (13)$$

gdzie $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M\}$, $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$ są wartościami własnymi, a zawiera wszystkie wektory własne $\widehat{\mathbf{R}}_{xx}$.

- Krok 3: Dokonaj estymacji wielokrotności k najmniejszej wartości λ_{\min} oraz liczby źródeł sygnałów d według zależności:

$$d = M - k \quad (14)$$

- Krok 4: Wyznacz widmo częstotliwościowe MUSIC:

$$P(\theta) = P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (15)$$

gdzie $\mathbf{V}_n = [\mathbf{q}_{d+1}, \dots, \mathbf{q}_M]$ z \mathbf{q}_l , $l = d+1, d+2, \dots, M$ będącymi wektorami własnymi odpowiadającymi najmniejszej wartości własnej λ_{\min} .

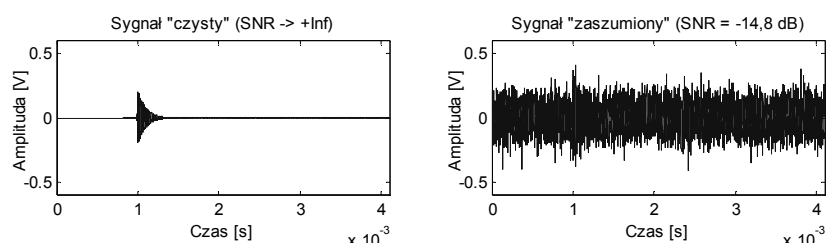
- Krok 5: Znajdź d wartości szczytowych w widmie $P_{\text{MUSIC}}(\theta)$, które odpowiadają wartościom kątów (kierunków) nadejścia sygnałów.

4. LOKALIZACJA ŹRÓDEŁ WNZ W TRANSFORMATORZE ENERGETYCZNYM – WYNIKI SYMULACJI

Wyładowania niezupełne, w zależności od typu defektu i układu izolacyjnego, emitują fale emisji akustycznej o częstotliwościach zawierających się w zakresie od 30 kHz do ok. 600 kHz. W przeprowadzonych symulacjach, sygnał EA modelowano w postaci kombinacji funkcji sinusoidalnej i wykładniczej:

$$f(t) = \begin{cases} 0,5e^{(-2 \cdot 10^5(t-t_0))} \sin(2\pi ft) & 0 \leq t \leq t_0 \\ 0,5e^{(-10^4(t-t_0))} \sin(2\pi ft) & t_0 < t \leq t_1 \end{cases} \quad \text{gdzie: } \begin{matrix} t_0 = 0,001s \\ t_1 = 0,0041s \end{matrix} \quad (16)$$

o częstotliwości 110 kHz. Wybór tej wartości podyktowany był faktem, iż jest to częstotliwość dominująca dla impulsów wyładowań powierzchniowych (rejestrowanych przetwornikiem typu PAC WD) o dominującej stałej normalnej pola elektrycznego i wysokoenergetycznych iskier ślizgowych, które stanowią największe zagrożenie dla papierowo-olejowego układu izolacyjnego transformatora [6]. Dodatkowo, aby w symulacji jak najdokładniej odzwierciedlić trudne warunki pomiarowe panujące na stacji energetycznej (wysoki poziom szumów i szerokopasmowych zakłóceń), do niezaszumionych sygnałów harmonicznnych dodawano biały szum gaussowski. Tak zamodelowane sygnały charakteryzowały się stosunkowo niską wartością współczynnika SNR (ang. *Signal-to-Noise Ratio*), od -11,3 do -14,8 dB, która określa stosunek sygnału użytecznego do szumu (rys. 3).



Rys. 3. Przykładowe przebiegi czasowe zamodelowanych sygnałów EA (niezaszumionych i zaszumionych) generowanych przez wylądowania niezupełne typu powierzchniowego

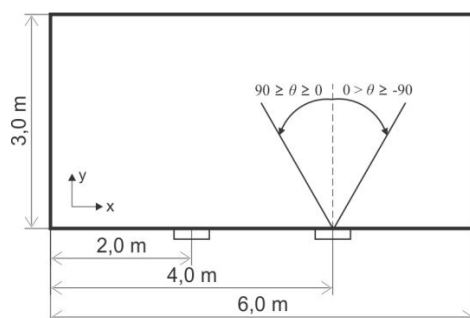
Do rejestracji sygnałów użyto matematycznego modelu liniowej matrycy sensorów (ang. ULA – Uniform Linear Array) składającej się z czterech przetworników, o parametrach odpowiadających popularnym, szerokopasmowym przetwornikom piezoelektrycznym typu PAC WD (pasmo przenoszenia: 100-1000 kHz; częstotliwości rezonansowe: 125 kHz, 200 kHz, 280 kHz, 420 kHz, 530 kHz, kierunkowość: $\pm 1,5$ dB) [6]. Aby spełnić warunek o minimalnej dopuszczalnej odległości pomiędzy przetwornikami, która powinna być mniejsza lub równa połowie długości falowej λ , przyjęto, że są one rozmieszczone w odstępach wynoszących 5 mm.

Należy podkreślić, że przy pomocy matrycy liniowych możliwe jest wyznaczenie jedynie azymutu (kąt θ). W celu oszacowania kierunku nadejścia sygnału w układzie trójwymiarowym, konieczna jest jeszcze znajomość kąta elewacji. Możliwe jest to wyłącznie poprzez zastosowanie co najmniej dwuwymiarowej matrycy przetworników (np. kołowej lub prostokątnej).

Dlatego w przeprowadzonych symulacjach przyjęto uproszczenie, że źródło sygnału emisji akustycznej generowanego przez wzn znajduje się na tej samej wysokości co matryce przetworników. W efekcie tego założenia pominięto współrzędną Z, czyli współrzędną trzeciego wymiaru (rys. 4).

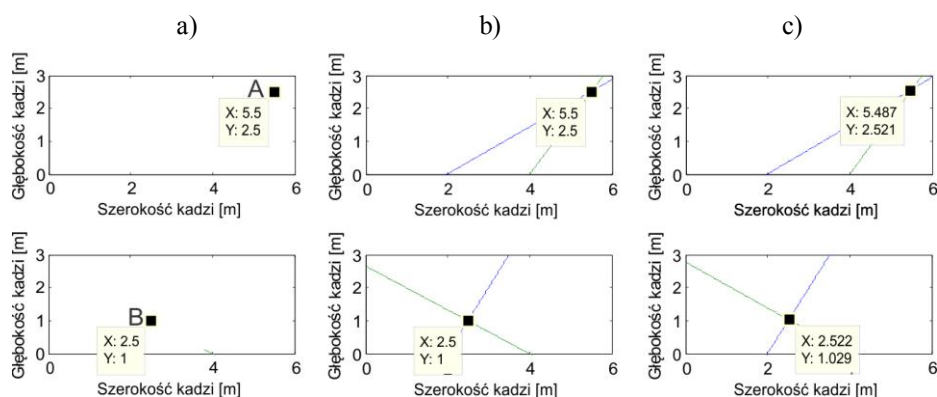
Jako obiekt badań zamodelowano kadź transformatora energetycznego o długości $x = 6$ m i szerokości $y = 3$ m. Przyjęto, że punkt o współrzędnych $[0,0]$ położony jest w lewym dolnym rogu. Aby wyznaczyć współrzędne XY defektu, należy umieścić matrycę przetworników w co najmniej dwóch różnych miejscach kadzi (w efekcie tego otrzymamy co najmniej dwa różne kąty nadejścia sygnału). Następnie wystarczy poprowadzić półproste (pod wyznaczonym kątem nadejścia sygnału) od punktów wyznaczających środek matryc przetworników. Wtedy współrzędne punktu przecięcia się tych półprostych definiują nam położenie defektu.

W przypadku wykonanych symulacji, matryce przetworników zostały umieszczone na osi OX (przednia ściana kadzi transformatora) w odległości dwóch i czterech metrów od początku układu współrzędnych (rys. 4).



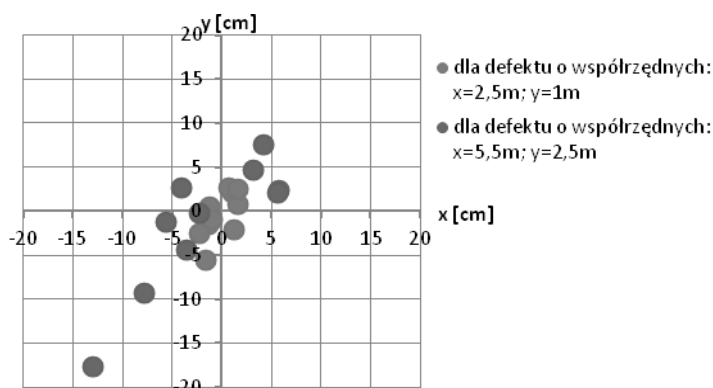
Rys. 4. Schemat modelu kadzi transformatora energetycznego (rzut z góry) z zaznaczonymi miejscami rozmieszczenia matrycy przetworników i sposobem oznaczania kąta θ nadejścia sygnału

Przyjęty w symulacji scenariusz zakładał dwa przypadki. W pierwszym przypadku (oznaczonym jako A) sygnał EA generowany był przez źródło o współrzędnych $x = 5,5$ m i $y = 2,5$ m, zaś w drugim przypadku (B) źródło położone było w punkcie o współrzędnych $x = 2,5$ m i $y = 1$ m (rys. 5).



Rys. 5. Symulacja lokalizacji źródeł wzn przy użyciu liniowej macierzy przetworników EA: a) miejsca położenia defektów (przypadek A i B), b) przykładowy wynik lokalizacji dla sygnału nieszumionego (SNR $\rightarrow \infty$), c) przykładowy wynik lokalizacji dla sygnału silnie zaszumionego (SNR = -14 dB)

Wyniki przeprowadzonych symulacji wykazały, że dzięki zastosowaniu wysokorozdzielczego algorytmu MUSIC, błąd lokalizacji współrzędnych źródła wyładowań niepełnych jest pomijalnie mały. W przypadku silnie zaszumionych sygnałów średni błąd oszacowania położenia defektu wyniósł zaledwie 5,5 cm w osi OX i 5,2 cm w osi OY.



Rys. 6. Błędy lokalizacji źródła wzn (podane w [cm]) naniesione na układ współrzędnych (punkt o współrzędnych [0,0] stanowi w tym przypadku punkt odniesienia – miejsce lokalizacji defektu)

5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono wyniki rekonesansowych prac badawczych dotyczących określenia możliwości zastosowania macierzy przetworników emisji akustycznej i algorytmu wysokorozdzielczej estymacji kierunku nadejścia sygnału (MUSIC) do lokalizacji źródeł wyładowań niepełnych w transformatorach energetycznych. Uzyskane wyniki symulacji pozwalają sądzić, że proponowana przez autorów metoda może stanowić korzystną alternatywę dla klasycznej techniki triangulacyjnej (szczególnie, w przypadku, gdy rejestrowane sygnały są silnie zaszumione, lub gdy pochodzą one z różnych źródeł). Kolejny etap zaplanowanych prac badawczych będzie obejmował zaprojektowanie i wykonanie dwuwymiarowej macierzy przetworników EA oraz wykonanie badań laboratoryjnych na rzeczywistym modelu kadzi transformatora.

LITERATURA

- [1] Sinaga H.H., Phung B.T., Blackburn T.R., Recognition of single and multiple partial discharge sources in transformers based on ultra-high frequency signals, IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 8, pp. 160-169, 2014.
- [2] Youchen Wang, Chaojie Zhu, Qiaohua Wang, Zhihao Wang, Yi Yin, Processing of partial discharge ultra-high frequency signals from a true size transformer, IEEE International Conference on Solid Dielectrics (ICSD), pp. 1012-1015, 2013.
- [3] Ahmed M.R., Geliel M.A., Khalil A., Power transformer fault diagnosis using fuzzy logic technique based on dissolved gas analysis, 21st Mediterranean Conference on Control & Automation (MED) '2013, pp. 584-589, 2013.

- [4] Markalous S., Tenbohlen S., Feser K., Detection and location of partial discharges in power transformers using acoustic and electromagnetic signals, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 15, pp. 1576-1583, 2008.
- [5] Sikorski W., Siodla 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, pp. 1948-1956, 2012.
- [6] Sikorski W., Ziomek W., Detection, Recognition and Location of Partial Discharge Sources Using Acoustic Emission Method (Chapter 3), *Acoustic Emission*, InTECH Publisher, ISBN 978-953-51-0056-0, 2012.
- [7] Yan-Qing Li, Qing Xie, Nan Wang, Xin Xiang, Fang-Cheng Lu, Simulation of PD location in power transformer based on Root Multiple Signal Classification method, *IEEE 9th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials – ICPADM 2009*, pp. 553-556, 2009.
- [8] Zhizhang Chen, Gopal Gokeda, Yiqiang Yu, Introduction to Direction-of-Arrival Estimation, Artech House, ISBN 978-1-59693-089-6 2003.

PARTIAL DISCHARGE SOURCE LOCALIZATION USING SENSOR ARRAY

This paper concerns the issue of partial discharges (PD) sources location using acoustic emission transducer arrays technique and the high resolution direction of arrival estimation technology. In addition to the theoretical assumptions of both techniques, the simulation result, in which an uniform linear array (ULA) was used for registration of the acoustic emission signals generated by defects in power transformer insulation system, were shown. To estimate the direction of arrival (DOA) of acoustic signals, that propagate from the discharge-generating defect to the transducer array installed on transformer tank, Multiple Signal Classification (MUSIC) algorithm was chosen. With the ability to locate multisource discharges (even at very low signal to noise ratio – SNR), the adopted solution has advantages over conventional techniques.