

POLITECHNIKA OPOLSKA

WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI AUTOMATYKI I INFORMATYKI

INSTYTUT ELEKTROENERGETYKI



ROZPRAWA DOKTORSKA

Analiza możliwości zastosowania zmodyfikowanej metody triangulacyjnej do lokalizacji wylądowań niepełnych mierzonych metodą emisji akustycznej

Promotor:

prof. dr hab. inż. Tomasz Boczar

Autor:

mgr inż. Przemysław Witkowski

Opole 2011

*Mojej Żonie Kasi oraz Rodzinie
pracę tę poświęcam.*

*Szczególne podziękowania składam mojemu promotorowi
prof. dr hab. inż. Tomaszowi Boczarowi
za cenne wskazówki, życzliwość, pomoc, cierpliwość oraz
wsparcie i czas, który mi poświęcił*

Przemysław Witkowski

Spis treści

Wykaz ważniejszych skrótów i oznaczeń	6
1. Wstęp	10
2. Cel zakres i teza pracy	13
3. Wprowadzenie do tematyki podjętej w rozprawie	15
3.1. Podstawowe formy wyładowań niezupełnych występujące w oleju izolacyjnym	15
3.2. Wyładowanie niezupełne w układzie ostrze-płyta generowane w oleju izolacyjnym	19
3.3. Metody pomiaru wyładowań niezupełnych	22
3.4. Sposoby ograniczenia sygnałów zakłócających pomiary wyładowań niezupełnych	27
3.5. Metody lokalizacji wyładowań niezupełnych	28
4. Sformułowanie problemu podjętego w rozprawie	34
5. Charakterystyka zastosowanych metod rozwiązania równań sferycznych	39
5.1. Metoda analityczna	39
5.2. Metody numeryczne	43
5.2.1. Metoda eliminacji Gaussa zapisu macierzowego	43
5.2.2. Metoda Newtona-Raphsona	46
6. Metodyka analizy sygnałów w dziedzinie czasu i częstotliwości	48
6.1. Analiza przebiegów czasowych i krzywych energii	48
6.2. Analiza czasowo-częstotliwościowa	53
7. Charakterystyka układów pomiarowych zastosowanych do lokalizacji wyładowań niezupełnych	57
7.1. Iskiernik modelujący wyładowania niezupełne typu ostrze-płyta w oleju	57
7.2. Układ do automatycznej regulacji i pomiaru napięcia zasilającego badany iskiernik typu ostrze-płyta	58
7.3. Charakterystyka układu do pomiaru i analizy sygnałów emisji akustycznej	60
7.4. Charakterystyka układu detekcji sygnałów elektrycznych	67

7.5.	Opis wykorzystanych integratorów	75
7.6.	Układ modelujący jednorodną drogę propagacji sygnałów emisji akustycznej	82
7.7.	Układy modelujące niejednorodną drogę propagacji sygnałów emisji akustycznej	84
8.	Charakterystyka środowiska obliczeniowego wykorzystanego do lokalizacji wylądowań niezupełnych	89
9.	Wyniki przeprowadzonych badań laboratoryjnych	97
9.1.	Lokalizacja wylądowań niezupełnych w oleju izolacyjnym	97
9.2.	Lokalizacja wylądowań niezupełnych w ośrodku niejednorodnym	103
10.	Wnioski	106
	Spis literatury	109
	Załącznik 1	119
	Załącznik 2	137

Wykaz ważniejszych skrótów i oznaczeń

<i>EA</i>	– emisja akustyczna
<i>WNZ</i>	– wyładowanie niezupełne
<i>q</i>	– ładunek pozorny
<i>n_p</i>	– częstość powtarzania
<i>N_w</i>	– całkowita liczba zarejestrowanych wyładowań
<i>T_r</i>	– przedział czasu rejestracji (pomiaru)
<i>I</i>	– średni prąd wyładowań
<i>q_i</i>	– ładunek pozorny pojedynczego wyładowania
<i>D</i>	– wskaźnik D – średni kwadrat ładunków WNZ
<i>P</i>	– moc wyładowania
<i>u_i</i>	– wartość chwilowa napięcia probierczego dla wyładowania o ładunku <i>q_i</i>
<i>t_i</i>	– czas wystąpienia wyładowania
<i>φ_i</i>	– kąt fazowy pojedynczego impulsu wyładowania
<i>T_n</i>	– okres napięcia probierczego
<i>U_{cz}</i>	– napięcie początkowe wyładowania
<i>U_{cg}</i>	– napięcie gaśnięcia wyładowania
<i>MNG</i>	– największej głośności
<i>tg δ</i>	– współczynnik stratności dielektrycznej
<i>U_c</i>	– napięcie na wtrącinie
<i>q_c</i>	– ładunek zgromadzony na wtrącinie
<i>C_a</i>	– pojemność izolacji bez wtrąciny
<i>C_b</i>	– pojemność izolacji usytuowanej szeregowo z wtrąciną
<i>C_c</i>	– pojemność wtrąciny
<i>FEM</i>	– fala elektromagnetyczna
<i>ε_s</i>	– przenikalność dielektryczna izolatora
<i>ε_g</i>	– przenikalność dielektryczna inkluzji gazowej
<i>P(x, y, z)</i>	– współrzędne kartezjańskie źródła WNZ
<i>S1, S2, S3</i>	– przetworniki pomiarowe

r_1, r_2, r_3	– promienie kolejnych trzech sfer
(x_{S1}, y_{S1}, z_{S1})	– współrzędne kartezjańskie pierwszego przetwornika pomiarowego $S1$
(x_{S2}, y_{S2}, z_{S2})	– współrzędne kartezjańskie drugiego przetwornika pomiarowego $S2$
(x_{S3}, y_{S3}, z_{S3})	– współrzędne kartezjańskie trzeciego przetwornika pomiarowego $S3$
V_p	– prędkości propagacji fali akustycznej
T	– czas propagacji
t_2, t_3	– czas opóźnienia dojścia sygnału do przetworników $S2$ i $S3$
ϑ	– przekładnia znamionowa transformatora
SSN	– sztuczne sieci neuronowe
AG	– algorytmy genetyczne
UHF	– ultra wysoka częstotliwość w zakresie od 300 MHz do 3 GHz
VHF	– bardzo wysoka częstotliwość w zakresie od 30 MHz do 300 MHz
n_w	– liczba wierszy w pliku pomiarowym
f_p	– częstotliwość próbkowania
f_g	– górna częstotliwość odcięcia
f_{max}	– częstotliwość maksymalna
A	– przekrój poprzeczny rdzenia cewki
i_p	– prąd płynący przez przewód
H	– natężenie pola magnetycznego
dl	– elementarnie krótki odcinek pętli cewki Rogowskiego
φ	– strumień magnetyczny skojarzony z odcinkiem dl
α_c	– kąt między wektorem natężenia pola H a wektorem odcinka dl
μ_0	– przenikalność magnetyczna próżni
ϕ	– strumień magnetyczny obejmujący cewkę
V_{out}	– napięcie wyjściowe z cewki
K_c	– czułość cewki Rogowskiego
N, n, i, j, k	– dowolna liczba naturalna
L_0	– indukcyjność własna cewki
C_0	– pojemność między zwojami cewki

R_0	– rezystancja równoważna cewki
R_a	– rezystancja obciążenia cewki,
u_0	– napięcie chwilowe cewki
R, R_f, C	– elementy układu sprzężenia zwrotnego wzmacniacza
R_L	– rezystancja wyjścia wzmacniacza
x_k	– amplituda k -tej próbki
S_i	– energia cząstkowa i -tej próbki
δ	– średnia kwadratów energii wszystkich próbek
S'_i	– energia cząstkowa i -tej próbki niwelująca szum
α	– współczynnik poprawkowy
$\sum EA$	– suma emisji akustycznej
$EA / \Delta t$	– tempo emisji akustycznej
U_{\max}	– maksymalna amplituda sygnału
RMS	– wartość skuteczna
$\sum N$	– suma zdarzeń akustycznych
$N / \Delta t$	– tempo zdarzeń akustycznych
$X(j\omega)$	– zespolona transformata Fouriera
$x(t)$	– sygnał czasowy
ω	– pulsacja
t	– czas
$A(j\omega)$	– widmo amplitudowe sygnału
$\phi(j\omega)$	– widmo fazowe sygnału
T_p	– czas próbkowania
$STFT$	– krótko-czasowa transformata Fouriera
$h(t)$	– funkcja analizowanego okna,
τ	– przesunięcie czasowe w obszarze okna $h(t)$ względem jego środka,
*	– sprzężenie funkcji zespolonej
$STFT(n, k)$	– dyskretna postać krótko-czasowego przekształcenia Fouriera
\mathbf{R}^3	– wektor zmiennych przestrzeni trójwymiarowej

$\bar{\mathbf{I}}$	– macierz jednostkowa
$\bar{\mathbf{J}}$	– macierz Jacobiego
g, m, n, p, q	– zmienne pomocnicze
L	– długość okna analizującego
Δt	– rozdzielczość czasu
Δf	– rozdzielczość częstotliwości
$\Delta x_{\%}$	– procentowy błąd lokalizacji WNZ w kierunku x
$\Delta y_{\%}$	– procentowy błąd lokalizacji WNZ w kierunku y
$\Delta z_{\%}$	– procentowy błąd lokalizacji WNZ w kierunku z
x_r, y_r, z_r	– współrzędne rzeczywiste źródła WNZ
x_w, y_w, z_w	– współrzędne wyznaczone z pomiarów źródła WNZ
x_k, y_k, z_k	– wymiary modelu kadzi
A	– przekrój poprzeczny cewki

1. Wstęp

Wysokie wymagania związane z jakością dostarczanej energii elektrycznej stawiane przez odbiorców indywidualnych i przemysłowych oraz przekształcenie rynku energetycznego w Polsce były powodem wprowadzenia zmian w sposobie działania podmiotów sektora wytwórczego, przesyłowego i dystrybucyjnego. Układy izolacyjne wysokich napięć narażone są w czasie eksploatacji na działanie wielu niekorzystnych czynników, które mogą powodować pogorszenie ich właściwości elektroizolacyjnych, a w ekstremalnych przypadkach prowadzi do ich trwałego uszkodzenia. Zwiększająca się konkurencyjność rynku wymusza na podmiotach zarządzających systemem elektroenergetycznym utrzymywanie jak najwyższej niezawodności maszyn i urządzeń wchodzących w jego skład. W przypadku niewywiązania się z umów, gwarantujących ciągłość dostaw energii elektrycznej do odbiorców finalnych, podmioty sektora elektroenergetycznego narażone są na ponoszenie stosunkowo wysokich kar o charakterze finansowym. Długi czas remontu i wysokie koszty związane z awarią obiektów energetycznych można zmniejszyć m.in. przez skuteczną i systematycznie wykonywaną diagnostykę urządzeń elektroenergetycznych, w szczególności tych o strategicznym znaczeniu dla zapewnienia ciągłości zasilania. Konsekwencją takiego kierunku działań jest dynamiczny rozwój metod diagnostycznych, skupiających się w głównej mierze na monitorowaniu stanu pracy układów elektroizolacyjnych, których defekty są dominującą przyczyną występowania awarii urządzeń wysokonapięciowych. Do urządzeń o dużym znaczeniu dla poprawnej pracy systemu elektroenergetycznego zalicza się transformatory mocy, których koszt inwestycyjny w stosunku do sumarycznej wartości wszystkich elementów wchodzących w skład całego systemu przesyłu i rozdziału energii elektrycznej może stanowić nawet ok. 20%. Wyłączenie awaryjne takiej jednostki, wywołane najczęściej uszkodzeniem papierowo-olejowego układu izolacyjnego, może skutkować stratami ekonomicznymi przewyższającymi w ekstremalnych przypadkach nawet 5-krotnie koszt zakupionego transformatora. Ich wysokość uzależniona jest od kosztów naprawy lub zakupu nowej jednostki, ale również związana jest ze stratami finansowymi wynikającymi z tytułu przerw w dostawie energii do odbiorców finalnych. Cena nowego autotransformatora sieciowego lub transformatora blokowego jest na poziomie kilku milionów złotych, a całkowite koszty wynikające z zastosowania nieinwazyjnych metod diagnostyki

nie przekraczają kilku procent tej kwoty. Dlatego też w ostatnich latach szeroko pojęta diagnostyka transformatorów elektroenergetycznych jest dynamicznie rozwijającym się przedmiotem prac ośrodków badawczo-naukowych i przedsiębiorstw elektroenergetycznych [7, 67, 170].

Jedną z podstawowych przyczyn istnienia defektów izolacji jest zjawisko występowania wyładowań niezupełnych (WNZ), które mogą przyczynić się do sukcesywnej degradacji papierowo-olejowych układów izolacyjnych, a w konsekwencji spowodować jej przebicie i trwałe uszkodzenie urządzenia elektroenergetycznego. W praktyce do oceny stanu izolacji wykorzystywane są różne metody diagnostyki, do których zalicza się metodę chromatografii gazowej, elektryczną i emisji akustycznej (EA). W ostatnich latach zauważalny jest dynamiczny rozwój badań związanych z doskonaleniem metody EA w zastosowaniu do pomiarów on-line układów izolacyjnych urządzeń elektroenergetycznych.

Wpływ na to mają przede wszystkim następujące czynniki:

- opracowanie nowoczesnych metod przetwarzania i analizy rejestrowanych sygnałów,
- wykorzystanie innowacyjnych rozwiązań w zakresie elektroniki cyfrowej w celu doskonalenia wykorzystywanych kart pomiarowych,
- obniżenie cen układów pomiarowych,
- możliwość wykorzystania technologii komputerowej i dedykowanego oprogramowania,
- możliwość modelowania komputerowego procesów związanych z powstawaniem i propagacją fal EA generowanych przez WNZ.

Podstawową zaletą metody EA jest jej nieinwazyjność i możliwość prowadzenia pomiarów parametrów charakteryzujących sygnały EA generowane przez WNZ bezpośrednio na diagnozowanym urządzeniu w czasie jego normalnej eksploatacji. Uzyskane wyniki umożliwiają dokonanie oceny faktycznego stanu badanego układu izolacyjnego [22, 25, 126, 174].

Fala akustyczna, powstająca w wyniku występowania WNZ, rozchodząc się wewnątrz transformatora, podlega zjawiskom fizycznym, do których można zaliczyć: załamanie, pochłanianie, ugięcie, rozproszenie i tłumienie. Parametry drogi propagacji sygnałów EA mają wpływ na wyniki analizy w dziedzinie czasu, częstotliwości i czasowo-częstotliwościowej. Problematyka ta została przedstawiona m.in. w pracach [29, 64, 65, 114, 143, 169]. Autorzy tych publikacji badali wpływ zmian parametrów oleju transformatorowego na prędkość rozchodzenia się fal EA [64, 65, 114], a także określili

wpływ temperatury i innych czynników na wartość współczynnika tłumienia [29, 143, 169]. W oparciu o uzyskane wyniki stwierdzono, że właściwości fizyko-chemiczne oleju wpływają na rezultaty analizy czasowej, częstotliwościowej i czasowo-częstotliwościowej. Oprócz wyżej wymienionych czynników, istotnym problemem jest określenie długości i parametrów drogi propagacji fali akustycznej generowanej przez WNZ. Należy podkreślić, że dla jednostek transformatorowych dużej mocy odległość między przetwornikiem pomiarowym rejestrującym sygnały EA a źródłem WNZ może wynosić nawet kilka metrów. Dodatkowo ich układy izolacyjne mają złożoną strukturę materiałową i konstrukcyjną, co w znaczący sposób wpływa na trudności związane z wyznaczeniem parametrów drogi propagacji emitowanych fal EA. Większość prac dotyczących doskonalenia diagnostyki transformatorów z wykorzystaniem metody EA odnosi się do problematyki rozpoznawania podstawowych form WNZ powiązanych z określonym defektem badanej izolacji przy użyciu różnego typu deskryptorów [9, 10, 12, 13, 18, 24, 31, 41, 50, 69, 88, 90, 113, 148]. Właściwie zidentyfikowane formy WNZ w konsekwencji przyczynia się do prawidłowej oceny stanu technicznego badanej izolacji.

Natomiast tematyka niniejszej pracy dotyczy problemu lokalizacji miejsc generacji WNZ przy wykorzystaniu zmodyfikowanej przez Autora metody triangulacyjnej, z wykorzystaniem cewki Rogowskiego. Właściwa lokalizacja umożliwia określenie miejsc generacji WNZ i powiązania ich z określoną częścią układu izolacyjnego. Określenie miejsca generacji oprócz pomiaru intensywności może przyczynić się do podjęcia właściwej decyzji dotyczącej badanego układu. Właściwa lokalizacja miejsc występowania WNZ pozwala na weryfikację stopnia zagrożenia badanej izolacji, a tym samym może ograniczyć potrzebę modernizacji całej jednostki. W zależności od miejsca wystąpienia WNZ właściciel jednostki może podjąć określone działania zmierzające do wyeliminowania ich przyczyny. Do tej pory najczęściej wykorzystywanymi metodami lokalizacji WNZ przy użyciu metody EA są: metoda triangulacyjna, największej głośności oraz metoda oszacowania kierunku przybycia sygnału EA rejestrowanego przy wykorzystaniu matrycy przetworników [164].

Wyniki wykonanych prac naukowo-badawczych, które zostały zaprezentowane w niniejszej rozprawie, stanowią kolejny etap badań mających na celu stworzenie systemu diagnostyki on-line układów izolacyjnych urządzeń elektroenergetycznych, umożliwiającego detekcję, pomiar, identyfikację form i lokalizację miejsc występowania WNZ, przy wykorzystaniu metody EA.

2. Cel zakres i teza pracy

Ogólnym celem niniejszej rozprawy było doskonalenie metod lokalizacji WNZ, jakie mogą występować w izolacji papierowo-olejowej urządzeń elektroenergetycznych.

Natomiast do celów szczegółowych przeprowadzonych prac, których wyniki są prezentowane w niniejszej rozprawie, można zaliczyć:

- skorelowanie zależnościami matematycznymi metody EA z sygnałami elektrycznymi pochodzącymi od cewki Rogowskiego,
- określenie możliwości i wskazanie zakresu zastosowania zmodyfikowanej przez Autora metody triangulacyjnej przy wykorzystaniu cewki Rogowskiego do lokalizacji miejsc generacji WNZ,
- określenie zmian wpływu parametrów drogi propagacji na uzyskiwane wyniki pomiarowe lokalizacji.

Na podstawie wyżej określonych celów w pracy przyjęto następującą tezę:

Zastosowanie zmodyfikowanej metody triangulacyjnej umożliwi w ściśle określonych warunkach metrologicznych lokalizację miejsc generacji wyładowań niezupełnych mierzonych metodą emisji akustycznej.

W celu udowodnienia założonej tezy w rozprawie podjęto następujące zagadnienia:

- w części wprowadzającej, o charakterze teoretycznym przedstawiono kolejno: metodę EA, opisano jej zalety i wady oraz scharakteryzowano zakres jej technicznego zastosowania, ponadto przedstawiono cewkę Rogowskiego, określono jej właściwości i zdefiniowano parametry charakterystyczne,
- dobrano aparaturę pomiarową i warunki, w jakich przeprowadzono eksperymenty laboratoryjne z uwzględnieniem rodzaju przetwornika pomiarowego, cewki Rogowskiego, układu wzmacniająco-filtrującego, karty pomiarowej i integratora,
- wykonano iskiernik umożliwiający generację WNZ w układzie ostrze-płyta,
- zaprojektowano i zbudowano integrator łączący cewkę Rogowskiego z kartą pomiarową,
- wykonano urządzenie umożliwiające radiową transmisję danych z cewki Rogowskiego do karty pomiarowej,

- zaprojektowano i zbudowano kilka rodzajów modeli dróg propagacji fali EA,
- przeprowadzono pomiary sygnałów elektrycznych z cewki Rogowskiego i EA generowanych przez układ modelujący WNZ w warunkach laboratoryjnych,
- wykonano analizę czasową i czasowo-częstotliwościową uzyskanych wyników pomiarowych w celu wyznaczenia czasów opóźnień, z jakimi sygnały EA od WNZ dochodzą do kolejnych przetworników,
- wyznaczono zależności matematyczne umożliwiające skorelowanie sygnału elektrycznego uzyskanego z cewki Rogowskiego z sygnałami EA rejestrowanymi przez przetworniki pomiarowe,
- dobrano i wyznaczono wartości kryterialne energii zarejestrowanych sygnałów EA wykorzystanych do ustalenia progu dyskryminacji, dla którego prowadzono analizę,
- w oparciu o przegląd literatury zaproponowano trzy metody, które wykorzystano do rozwiązania układu równań sferycznych, a uzyskane wyniki poddano analizie porównawczej w celu określenia ich poprawności,
- wykonano program konwersji plików danych z formatu karty pomiarowej do formatu interpretowalnego przez oprogramowanie *Matlab*,
- w środowisku *Matlab* zaimplementowano procedury numeryczne umożliwiające wyznaczenie za pomocą rozpatrywanych metod miejsc generacji WNZ na podstawie współrzędnych położenia czujników pomiarowych i zarejestrowanych sygnałów EA i elektrycznych,
- określono wpływ zmian parametrów drogi propagacji na wyniki lokalizacji uzyskane przy zastosowaniu zaproponowanej metody z wykorzystaniem analizy czasowo-częstotliwościowej,
- porównano otrzymane wyniki lokalizacji źródła WNZ z rzeczywistym ich położeniem oraz sformułowano na tej podstawie wnioski.

3. Wprowadzenie do tematyki podjętej w rozprawie

3.1. Podstawowe formy wyładowań niezupełnych występujące w oleju izolacyjnym

Zjawiska związane z generacją WNZ stanowiły podstawę opracowania różnych metod diagnostycznych [35, 52]. Najczęściej WNZ definiowane są jako lokalne wyładowania elektryczne, które występują w części układu elektroizolacyjnego. Wyładowania te mają naturę wyładowań elektrycznych, w wyniku czego towarzyszy im impuls prądowy i fala elektromagnetyczna. Część energii elektrycznej ulega przemianie na energię mechaniczną (fala sprężysta), ciepłą i chemiczną [173]. Pojedyncze WNZ występujące w układzie izolacyjnym jest bardzo dynamicznie rozwijającym się procesem fizycznym, podczas którego w obszarze lub na powierzchni, na której ma miejsce, następuje lokalny przepływ ładunku elektrycznego związanego z krótkotrwałym wystąpieniem impulsu prądowego [208].

Zależnie od zastosowanych kryteriów, WNZ można podzielić na kilka podstawowych grup [47, 50, 52, 129, 173]. Najbardziej ogólny podział, oparty na fizyce zjawisk związanych z generacją, uwzględnia zarówno rodzaj, jak i charakter źródła występowania WNZ, który z kolei związany jest z defektem układu izolacyjnego. Wielu autorów stosuje bardziej szczegółowe podziały, na podstawie których można wyróżnić następujące grupy:

- samoistne (samodzielne) i niesamoistne (niesamodzielne) – kryterium energetyczne [59, 96],
- stabilne, niestabilne i zanikające w czasie pod wpływem pola elektrycznego – kryterium intensywności [49, 203].

Innym sposobem klasyfikacji jest podział wynikający z geometrii i ukształtowania układu izolacyjnego, w którym generowane są WNZ. Z tego punktu widzenia można wyróżnić następujące formy wyładowań [88, 169, 202]:

- WNZ w polu jednostajnym lub quasi-jednostajnym,
- WNZ w polu niejednostajnym lub wybitnie niejednostajnym,

- WNZ w cieczech, gazach i ciałach stałych,
- WNZ powierzchniowe, we wtrącinach gazowych lub WNZ typu ulotowego.

Pojedyncze WNZ można porównać do mikroeksplozji występującej w dielektryku [131, 132]. W związku z dużą liczbą czynników, wpływających na rozwój mechanizmów i kształtowanie się poszczególnych form WNZ, nie jest możliwe przedstawienie jednoznacznego, teoretycznego opisu tego zjawiska. Na podstawie prac badawczych prowadzonych przez zespół prof. T. Boczara na Politechnice Opolskiej w Instytucie Elektroenergetyki sklasyfikowano osiem podstawowych form WNZ, które mogą występować w izolacji papierowo-olejowej transformatorów elektroenergetycznych [14, 24]:

- WNZ w układzie ostrze-ostrze w oleju (Klasa 1),
- WNZ w układzie ostrze-ostrze z pęcherzykami gazowymi (Klasa 2),
- WNZ w układzie ostrze-płyta w oleju (Klasa 3),
- WNZ w układzie powierzchniowym dwóch elektrod płaskich, między którymi znajduje się izolacja papierowo-olejowa (Klasa 4),
- WNZ w układzie powierzchniowym jednej elektrody płaskiej, drugiej wieloostrowej, między którymi znajduje się izolacja papierowo-olejowa (Klasa 5),
- WNZ w układzie wieloostrowe-płyta w oleju (Klasa 6),
- WNZ w układzie wieloostrowe-płyta z pęcherzykami gazowymi (Klasa 7),
- WNZ na cząstkach o nieokreślonym potencjale, które przemieszczają się w oleju (Klasa 8).

Wymienione formy WNZ można powiązać ze ściśle określonymi defektami izolacji. Klasę 1 wyładowań można identyfikować z WNZ powstającymi w wyniku uszkodzenia izolacji między sąsiadującymi zwojami uzwojenia transformatora. Klasa 2 przedstawia WNZ między zwojami dla warunków jak dla Klasy 1, ale dodatkowo z zagazowaniem oleju transformatorowego. Klasa 3 wyładowań modeluje WNZ występujące między uszkodzoną izolacją uzwojenia a konstrukcyjnymi częściami płaskimi transformatora, które są uziemione. Klasa 4 odzwierciedla wyładowania w tzw. punkcie potrójnym, gdzie powierzchnia elektrod styka się z dielektrykiem ciekłym i stałym. Klasa 5 wprowadza znaczne zaburzenie rozkładu natężenia pola w porównaniu z elektrodami płaskimi Klasy 4. Klasa 6 modeluje wyładowania między wielopunktowymi uszkodzeniami izolacji uzwojeń transformatora a płaskim uziemionymi częściami konstrukcyjnymi. Wyładowania w układzie Klasy 7 modelują WNZ, jakie mogą występować między wielopunktowymi uszkodzeniami izolacji uzwojeń transformatora a płaskim uziemionymi częściami konstrukcyjnymi w środowisku

zagazowanego oleju. Wyładowania Klasy 8 odzwierciedlają WNZ występujące w oleju zawierającym cząsteczki włókien celulozy powstające w wyniku stopniowej degradacji starzeniowej izolacji papierowo-olejowej [14, 28].

W stosowanych typach układów izolacyjnych warunki inicjowania wyładowań mają wspólne cechy charakterystyczne dla danej grupy w zależności od rodzaju defektu, źródeł występowania wyładowania i usytuowania defektu w analizowanej izolacji. Dla warstwowej izolacji papierowo-olejowej transformatora główną rolę w rozwoju mechanizmów WNZ odgrywają mikroinkluzyje. W wyniku zjonizowania cząstek gazu, a następnie zwielokrotnienia liczby nośników ładunków elektrycznych, powstałe mikroinkluzyje zapoczątkowują procesy degradacji, zmierzające do wystąpienia wyładowania zupełnego [50].

Do podstawowych wielkości charakteryzujących WNZ, które zostały opisane m.in. w pracy [48] i określone w normach zarówno krajowych, jak i międzynarodowych [79, 141] można zaliczyć:

- ładunek pozorny (q) – jest to ładunek, który doprowadzony w sposób impulsowy między zaciski badanego obiektu zmieniłby skokowo napięcie na tych zaciskach o tę samą wartość co samo wyładowanie [142],
- częstość powtarzania (n_p) – jest to średnia liczba impulsów wyładowań na sekundę, mierzona w określonym czasie [48]:

$$n_p = \frac{N_w}{T_r}, \quad (3.1)$$

gdzie:

N_w – całkowita liczba zarejestrowanych wyładowań,

T_r – przedział czasu rejestracji (pomiaru),

- średni prąd wyładowań (I) [48]:

$$I = \frac{1}{T_r} \sum_{i=1}^{N_w} |q_i|, \quad (3.2)$$

gdzie:

q_i – ładunek pozorny pojedynczego wyładowania,

- wskaźnik (D) będący średnim kwadratem ładunków WNZ wyrażany w [C^2/s] [142]:

$$D = \frac{1}{T_r} \sum_{i=1}^{N_w} q_i^2, \quad (3.3)$$

- moc wyładowań (P) [48]:

$$P = \frac{1}{T_r} \sum_{i=1}^{N_w} q_i u_i, \quad (3.4)$$

gdzie:

u_i – jest wartością chwilową napięcia probierczego w momencie wystąpienia wyładowania o ładunku q_i ,

- chwila wystąpienia wyładowania t_i – czas mierzony od narastającego przejścia przez zero napięcia przemiennego do wystąpienia wyładowania,
- kąt fazowy pojedynczego impulsu (φ_i) [48]:

$$\varphi_i = 360 \frac{t_i}{T_n}, \quad (3.5)$$

gdzie:

T_n – okres napięcia probierczego,

t_i – chwila wystąpienia wyładowania,

- napięcie początkowe wyładowania (U_{cz}) – jest to najniższa wartość napięcia skutecznego, przy której obserwuje się wyładowania za pomocą układu probierczego. W układzie probierczym napięcie przyłożone do obiektu jest stopniowo zwiększane od wartości niższej, przy której nie obserwuje się takich wyładowań. Może być również oznaczane jako (U_0) lub (U_i) [48].
- Napięcie gaśnięcia (U_{cg}) – jest to najniższa wartość napięcia skutecznego, przy której obserwuje się wyładowania za pomocą układu probierczego. W układzie probierczym napięcie przyłożone do obiektu jest stopniowo zmniejszane od wartości wyższej, przy której obserwuje się wyładowania. Może być również oznaczane jako (U_e) [48].

3.2. Wyładowanie niezupełne w układzie ostrze-płyta generowane w oleju izolacyjnym

Aby wystąpiło zjawisko generacji WNZ muszą być spełnione jednocześnie dwa warunki, z których jednym jest przekroczenie wartości krytycznej natężenia pola elektrycznego w odpowiednim obszarze dielektryka, a drugim jest obecność wolnych elektronów w tym obszarze [48].

Dielektryk w czasie pracy poddawany jest naprężeniom. Rodzaj i grubość izolacji jest zależny od napięcia znamionowego, na jakie dane urządzenie zostało zbudowane (tak, aby nie następowało przekroczenie naprężeń przebicia izolacji). Dodatkowo na etapie projektowania uwzględnia się odpowiedni zapas, aby układ izolacyjny wytrzymał napięcie probiercze i przepięcia eksploatacyjne wynikające z procesów łączeniowych oraz wyładowań piorunowych. Jednakże w każdym dielektryku występują różnego typu niejednorodności wpływające na rozkład naprężeń w nich samych lub w ich bezpośrednim otoczeniu. Naprężenia te mogą sięgać kilkukrotnie większej wartości niż naprężenie średnie [37, 38].

Zjawisko występowania wolnych elektronów opisują dwa mechanizmy: przestrzenny i emisji z powierzchni. Pierwszy z nich opiera się na efekcie wystąpienia szczeliny w przestrzeni dielektryka. Natomiast drugi zakłada, że szczelina znajduje się na powierzchni dielektryka lub na powierzchni elektrody [52, 129].

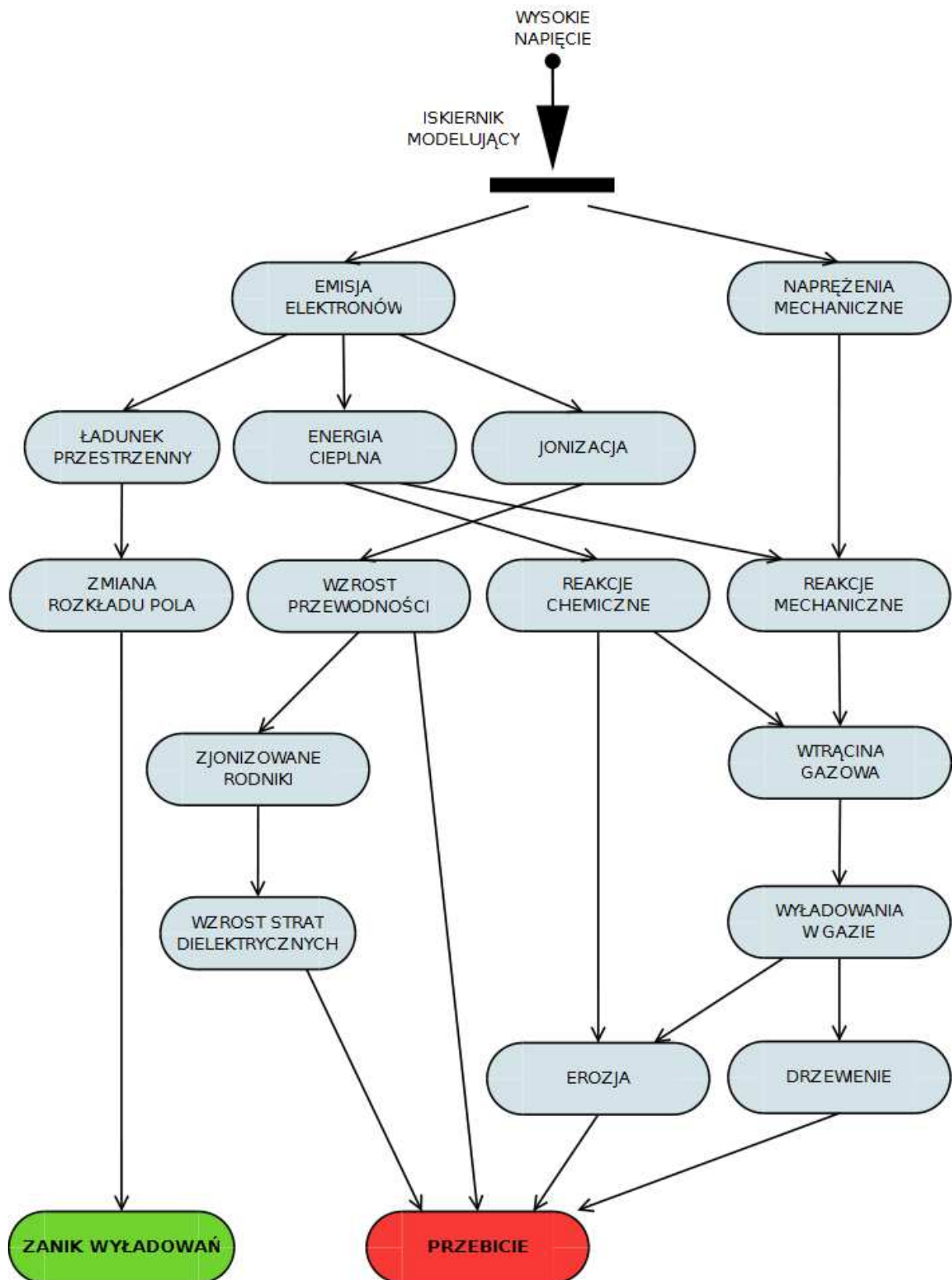
Jednym z podstawowych materiałów izolacyjnych wykorzystywanych w budowie wysokonapięciowych układów izolacyjnych urządzeń elektroenergetycznych jest olej elektroizolacyjny. Po połączeniu z dielektrykami stałymi (np. preszpan, estrofol, papier kablowy) stanowi on układ izolacyjny transformatorów elektroenergetycznych, przekładników prądowych i napięciowych, kondensatorów energetycznych oraz głowic kablowych. Obecnie w celu ochrony środowiska i zdrowia ludzkiego stosuje się oleje mineralne, odchodząc od cieczy syntetycznych, które mogły zawierać rakotwórcze polichlorowane bifenyle, określane jako związki PCB [23, 167]. Różnice parametrów fizycznych, chemicznych i dielektrycznych wpływają w sposób znaczący na stopień złożenia procesu generacji WNZ w dielektrykach ciekłych [59, 145]. Spowodowane jest to m.in.:

- złożonym charakterem sił międzycząsteczkowych i niejednorodną strukturą cieczy,
- wpływem stanu, odstępów i rodzaju elektrod oraz biegunowości tych elektrod,
- wpływem temperatury i ciśnienia,
- zdolnością cząstek cieczy do wykonywania ruchów drgających pod wpływem pola elektrycznego [48]

Mimo wielu czynników mających wpływ na powstawanie i rozwój WNZ, sformułowano kilka teorii opisujących mechanizmy przebicia tego typu dielektryków, do których można zaliczyć [3, 21, 47, 59, 173]:

- pęcherzykową teorię przebicia, znajdującą zastosowanie w olejach czystych, ale nie odgazowanych,
- elektronową teorię przebicia, służącą opisowi olejów o wysokim stopniu czystości,
- mostkową teorię przebicia, dotyczącą silnie zanieczyszczonych olejów.

Podczas badań laboratoryjnych zrealizowanych w ramach niniejszej rozprawy wykorzystano iskiernik modelujący WNZ typu ostrze-płyta. Tego typu wyładowania można powiązać z defektem izolacji związanym z wystąpieniem WNZ między uszkodzoną izolacją uzwojenia transformatora a częściami płaskimi będącymi na potencjale ziemi (części jarzma, rdzenia, kadzi, ekranów itp.). Ponadto w układzie tym uzyskano największą powtarzalność rejestrowanych pomiarów. Omawiany układ wybrano celowo na podstawie przeprowadzonych badań, ponieważ dla takiej konfiguracji elektrod uzyskano optymalną lokalizację obszaru (miejsca) generacji WNZ, ze względu na ograniczenie ostrzem powierzchni jednej z elektrod. Stanowiło to problem w przypadku wykorzystania dwóch elektrod płaskich, dla których powierzchnie ograniczające generowany obszar WNZ były znacznie większe i wpływały w sposób znaczący na uzyskiwane wyniki. Najbardziej ograniczonym pod względem obszaru generacji WNZ był układ iskierników ostrze-ostrze, ponieważ obie płaszczyzny są ograniczone ostrzami. Niestety w warunkach laboratoryjnych uzyskano małą powtarzalność generowanych WNZ. Wynikało to ze zbyt dużej niejednorodności natężenia pola między elektrodami, co związane było z dynamicznym przechodzeniem z WNZ w wyładowanie zupełne (mała stabilność WNZ). Na rys. 3.1 przedstawiono mechanizm inicjowania wyładowań niezupełnych dla układu o niejednorodnym rozkładzie pola w materiale elektroizolacyjnym [50].



Rys. 3.1 Podstawowe mechanizmy procesów inicjowanych WNZ dla układu o niejednorodnym rozkładzie pola elektrycznego [48, 166]

Do przeprowadzonych badań laboratoryjnych zastosowano olej mineralny o dużym stopniu czystości, a wykorzystany układ modelujący WNZ cechował się występowaniem silnego niejednorodnego pola elektrycznego. Dlatego też w dalszej części rozdziału zostanie opisany jedynie mechanizm elektronowej teorii przebicia. Związany jest on z modelowaniem zjawisk zachodzących w bardzo czystych olejach i dotyczy małych odległości między elektrodami. W praktyce wyróżnia się dwa zakresy odległości międzyelektrodowej [47, 49, 169]:

- pierwszy dotyczy przerw iskrowych od dziesiątych części milimetra do 1 milimetra,
- drugi obejmuje odległości co najmniej kilkumilimetrowe.

W pierwszym przypadku przyjmuje się, że mechanizm przebicia bardzo cienkiej warstwy dielektryka ciekłego przybiera formę odpowiadającą wyładowaniu Townsenda, które opisuje przebicie dielektryków gazowych na podstawie tzw. mechanizmu iskry krótkiej. Natomiast w przypadku elektrod odsuniętych od siebie na większą odległość, wyładowanie przebiega zgodnie z założeniami mechanizmu kanałowego w gazach o niejednorodnym rozkładzie pola. Przyjęcie założenia townsendowskiego dla dielektryka ciekłego opiera się na rozwoju WNZ poprzez bezpośrednią autoemisję elektronów z katody. Elektrony te mogą pochodzić z lokalnych nierówności uzwojeń roboczych transformatora, które znajdują się pod wpływem lokalnych zagęszczeń linii sił pola elektrycznego. Dochodzi wówczas do jonizacji zderzeniowej wywołanej emitowanymi elektronami. Regularne i długotrwałe zderzanie elektronów z olejem wprawia wiązania międzycząsteczkowe w ruch drgający, doprowadzając do jonizacji cząstek dielektryka ciekłego. W rezultacie tego powstaje lokalny wzrost temperatury, rozgrzanie i wyparowanie oleju, co w konsekwencji prowadzi do rozwoju WNZ, analogicznie jak w dielektrykach gazowych [52, 59, 202].

3.3. Metody pomiaru wyładowań niezupełnych

Generacji WNZ towarzyszy emisja wielu sygnałów, gdyż podczas wystąpienia wyładowania energia elektryczna jest zamieniana na energię mechaniczną, cieplną, chemiczną i elektromagnetyczną. Nie jest możliwe zdefiniowanie w sposób jednoznaczny funkcji określającej udział poszczególnych form energii, ponieważ przemiany te zależą od wielu czynników np. szybkości procesu, rodzaju dielektryka, kształtu układu wyładowczego, wystąpienia cząstek o nieokreślonym potencjale, zawartości wody czy powietrza itp. Przemianom tym towarzyszą charakterystyczne zjawiska tj. występowanie

impulsu prądowego, odkształcenie sprężyste wywołujące falę akustyczną, powstawanie fali elektromagnetycznej i chemiczne zmiany w strukturze izolacji wywołane lokalnym wzrostem temperatury. Niniejsza praca przedstawia wyniki i analizę pomiarów bazujących na zjawisku wystąpienia impulsu elektrycznego oraz fali akustycznej towarzyszącej generacji WNZ.

Pierwsze doniesienia o EA pochodzą z 1350 r. z Codex Germanicus, gdzie zamieszczono informację o sposobie sprawdzania jakości siarki poprzez dźwięk, jaki wydaje ona podczas zgniatania „Jeśli siarka przy nacisku trzeszczy, jest dobra, ale jeśli pozostaje cicha i nie trzeszczy to zła siarka” [143].

Termin *emisja akustyczna* dotyczy sygnałów o bardzo szerokim paśmie częstotliwości od pojedynczych ułamków Hz zwanych infradźwiękami, poprzez pasmo słyszalne, do ultradźwięków rzędu 100 MHz. W literaturze przedmiotu, pojęcie EA występowało pod różnymi nazwami np.: emisja fal naprężeniowych, impulsy i emisja dźwiękowa [102, 130, 183, 208].

Najbardziej dynamiczny okres badań nad EA przypada na przełom lat 60 i 70-tych aż do początku lat 80 ubiegłego wieku, kiedy to prowadzone prace dotyczyły głównie wyjaśnienia zjawisk fizycznych i sformułowania opisu matematycznego sygnałów EA [27, 30, 44, 55, 61, 72, 77, 128, 160, 188, 190, 191].

W pierwszym etapie badań dotyczących wykorzystania EA do badań nad WNZ występującymi w układach izolacyjnych urządzeń elektroenergetycznych posługiwano się analizą w dziedzinie czasu za pomocą deskryptorów je charakteryzujących. W miarę rozwoju aparatury i technik pomiarowych opis czasowy sygnałów EA od WNZ poszerzono o analizę w dziedzinie częstotliwości. Charakterystykę poszczególnych deskryptorów i ich praktyczną implementację przedstawiono m.in. w pracach [90, 111, 143, 144, 149, 152, 169, 171, 201]. Grupę ponad stu deskryptorów, które mogą być wykorzystane do opisu sygnałów EA generowanych przez WNZ można podzielić na kilka grup:

- deskryptory pochodnych zmian w czasie,
- deskryptory pochodnych przebiegów czasowych,
- deskryptory pochodnych energii,
- deskryptory pochodnych rozkładu częstotliwości,
- deskryptory czasowo-częstotliwościowe,
- wskaźniki statystyk opisowych,
- wyniki analizy korelacyjnej, czasowej i częstotliwościowej.

Na podstawie analizy wyników uzyskanych w dziedzinie czasu i częstotliwości możliwa jest detekcja i pomiar intensywności. Część prac dotyczyła wykorzystania sygnałów EA do samej detekcji wyładowań [40, 80, 98, 105, 169, 170] i wykorzystania wyników do budowy systemów monitorowania stanu urządzeń elektroenergetycznych [149, 151, 153]. Jeden z podstawowych kierunków badań związanych z doskonaleniem metody EA w zastosowaniu do detekcji i lokalizacji WNZ związany jest z problemem rozpoznawania podstawowych form WNZ, powiązanych z defektami układów izolacyjnych transformatorów elektroenergetycznych [84, 94, 194, 204]. Przy rozpoznawaniu podstawowych form WNZ wielu autorów wspomaga przetwarzanie zarejestrowanych sygnałów wykorzystując sztuczne sieci neuronowe (SSN) i algorytmy genetyczne (AG) [13, 24, 34, 73, 94, 112, 113, 135, 192] oraz stosując analizę czasowo-częstotliwościową [15, 108, 136]. Dodatkowo wykorzystuje się narzędzia statystyki opisowej, metody wnioskowania oparte na weryfikacji hipotez statystycznych, a także wprowadza się analizy korelacyjne. Zastosowanie analiz korelacyjnych tj. funkcji autokowariancji, kowariancji wzajemnej i koherencji umożliwiło wskazanie podobieństw i różnic przebiegów EA dla poszczególnych form WNZ [15, 19].

Oprócz właściwości akustycznych pierwotnym nośnikiem informacji o występowaniu WNZ są parametry elektryczne, związane z generacją impulsu prądowego i stratami dielektrycznymi. Ich wartości zależą od rodzaju dielektryka, w którym impulsy powstały i konstrukcji badanego urządzenia. W latach 20-tych ubiegłego wieku opracowano metody pomiaru $tg\delta$ (współczynnika stratności dielektrycznej) uzależniając jego wartości od napięcia. Stanowiło to wówczas kryterium występowania i intensywności WNZ. Natomiast w latach 40-tych XX-wieku wprowadzono oscylograficzne metody pomiaru impulsów elektrycznych generowanych przez WNZ. Wtedy też wykorzystano w tym celu pomiary zakłóceń radioelektrycznych [142]. Dla elektrycznych metod detekcji i lokalizacji WNZ zostały opracowane różne układy pomiarowe, do których można zaliczyć m.in.:

- układ do pomiaru ładunku pozornego,
- miernik średniego kwadratu ładunku,
- miernik zakłóceń radioelektrycznych RIV,
- układ pomiaru mocy WNZ,
- układ mostkowy pomiaru WNZ,
- układ pomiaru strat $tg\delta$ [48].

Aby scharakteryzować sygnały wykorzystywane w metodach elektrycznych pomiaru WNZ, w dalszej części rozdziału opisano mechanizm ich generacji. Przebieg zjawiska

powstawania WNZ przedstawiono w oparciu o model izolacji z wtrąciną (rys. 3.2a) i jego schemat zastępczego (rys. 3.2b). Odpowiada to mechanizmowi przebicia izolacji olejowej opisanej w rozdz. 3.2. Za pomocą kanałowego mechanizmu przebicia dielektryka gazowego w polu niejednorodnym można opisać sposób przebicia kilkumilimetrowej warstwy dielektryka ciekłego, jakim jest olej transformatorowy. Wzmocnione zewnętrzne pole elektryczne musi osiągnąć wartość krytyczną, aby zapewnić elektronowi niezbędną energię potrzebną do jego przejścia do pasma walencyjnego. Proces rozpoczyna się od jednego elektronu, przechodząc stopniowo w lawinę elektronową. Następnie kolejne elektrony tworzą się w wyniku autoemisji katodowej i fotojonizacji oleju przyległego do silnie zjonizowanego kanału (strimera). Elektrony będące w czole strimera napotykać na cząstki dielektryka ciekłego i zderzając się z nimi, powodują podniesienie temperatury. Jeżeli w rezultacie zderzeń temperatura kanału zostanie podniesiona do wartości wrzenia, wówczas dochodzi do gwałtownego parowania i wytworzenia wysoko-przewodzącego kanału plazmowego. Rozwija się on wzdłuż strimera i po osiągnięciu jego końca, na skutek silnie niejednorodnego pola o dużym natężeniu, dochodzi do skokowego rozwoju strimera. Powtarzający się proces tworzenia kolejnych strimerów, prowadzących do podniesienia temperatury w kanale, może doprowadzić do uszkodzenia dielektryka ciekłego (przebiecie oleju) [47, 52, 59, 202]. Na rys. 3.2c przedstawiono przebieg napięcia na zaciskach wtrąciny. Powstanie WNZ odpowiada zwarceniu pojemności C_c , przy której następuje rozładowanie ładunku q_c , zgodnie z zależnością (3.7), przy czym równanie (3.6) wynika z rys 3.2c.

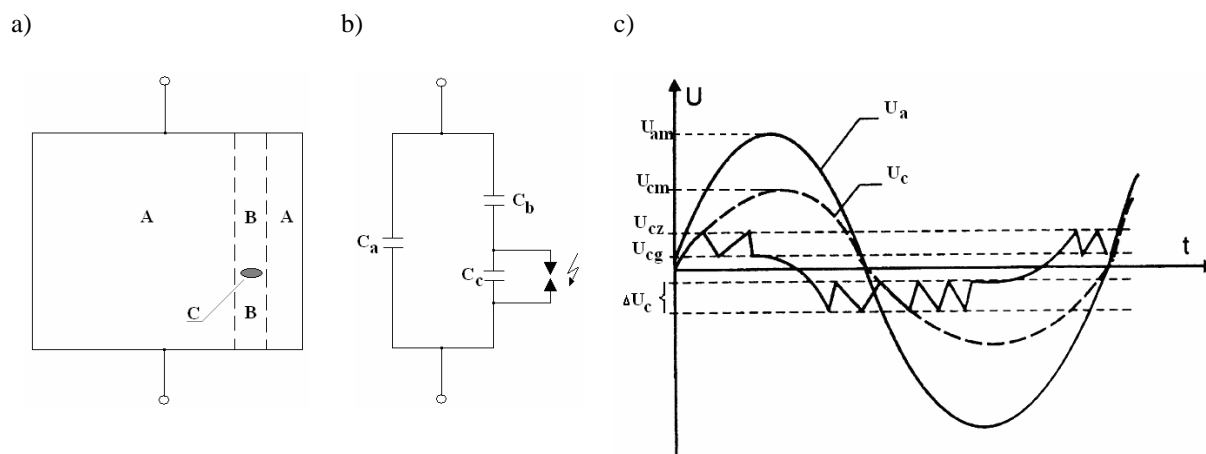
$$\Delta U_c = U_{cz} - U_{cg} \quad (3.6)$$

$$q_c = \Delta U_c \left(C_c + \frac{C_b C_a}{C_b + C_a} \right) \quad (3.7)$$

$$C_a \gg C_c \gg C_b \quad (3.8)$$

W chwili wystąpienia WNZ w jego kanale lub wzdłuż jego drogi dochodzi do gwałtownego wzrostu ruchu ładunków i powstania impulsu prądowego. Ściśle związane z impulsem prądowym jest pojawienie się fali elektromagnetycznej (FEM). Rozchodzi się ona we wszystkich kierunkach, a jej natężenie jest związane z wartością prądu przepływającego w kanale WNZ. Impuls prądowy i emisja FEM są zjawiskami, które stanowią podstawę detekcji i lokalizacji WNZ metodami elektrycznymi. Na ich podstawie powstały liczne modyfikacje i udoskonalenia metod pomiarowych [51, 69, 176, 180]. Generowany impuls prądowy i FEM mogą być wykryte poprzez rejestrację zmian parametrów elektrycznych

całego układu. Dokładne wyjaśnienie zasad pomiaru metodami elektrycznymi przedstawiono obszernie w literaturze [48, 69, 142, 172, 176, 180].



Rys. 3.2 Model izolacji z wtrąciną (a), odpowiadający mu schemat zastępczy (b) oraz przebieg napięcia U_a na izolacji i U_c na wtrącinie (c) gdzie:

A – część izolacji bez wtrącin, odwzorowana przez pojemność C_a ; B – część izolacji usytuowana szeregowo z wtrąciną, odwzorowana przez pojemność C_b ; C – wtrącina odwzorowana przez pojemność C_c ; U_{cm} – wartość max napięcia na wtrącinie, gdy nie było zapłonu WNZ; U_{cz} – wartość chwilowa napięcia na wtrącinie przy zapłonie WNZ; U_{cg} – wartość chwilowa napięcia gaśnięcia WNZ we wtrącinie; ΔU_c – spadek napięcia na wtrącinie [142]

Istnieje kilka metod przybliżonej lokalizacji obszarów występowania WNZ, które w głównej mierze wykorzystują elektryczne i elektromagnetyczne zjawiska towarzyszące WNZ [5, 26, 56, 57, 175]. Wspólną wadą tych metod jest wrażliwość na zakłócenia zewnętrzne pochodzące od ulotu w postaci FEM i znaczne ograniczenia w dokładności lokalizacji, a także trudność implementacji w warunkach rzeczywistych. Natomiast własności sygnałów EA umożliwiają lokalizację WNZ niezależnie od zjawisk elektrycznych [8, 28, 36, 91, 152].

W celu zbudowania narzędzia diagnostycznego umożliwiającego kompleksową ocenę badanej izolacji wykorzystane są narzędzia pomiarowe charakterystyczne dla różnych metod. W wyniku tego powstały liczne prace naukowe związane z zastosowaniem mechanizmów wnioskowania metody EA z optyczną, w których obie metody mogą być zarówno uzupełnieniem swoich własności pomiarowych jak i układem odniesienia dla drugiej z metod [39, 53, 54, 109, 193]. W podobny sposób połączono metodę EA z metodą elektryczną [58, 123, 162, 199, 202], szerokopasmową metodą UHF (ang. *Ultra High Frequency*) wykorzystującą sygnały z pasma od 300 MHz do 3 GHz oraz VHF (ang. *Very High Frequency*) pracującą na sygnałach o częstotliwości od 30 MHz do 300 MHz [119, 147, 187] lub wykorzystując sygnały elektryczne za pomocą cewki Rogowskiego [1, 45, 48, 60, 97, 127, 205].

3.4. Sposoby ograniczenia sygnałów zakłócających pomiary wyładowań niezupełnych

Podczas diagnostyki papierowo-olejowych układów izolacyjnych transformatorów elektroenergetycznych wykonywanej przy wykorzystaniu metody EA należy mieć na uwadze możliwość występowania sygnałów zakłócających. Mogą one pochodzić zarówno z wnętrza samego transformatora, jak również z otoczenia. Te, które powstają w obwodzie probierczym, określa się jako zakłócenia wewnętrzne, natomiast występujące poza badanym obiektem, jako zakłócenia zewnętrzne. Wewnętrzne zakłócenia elektryczne występujące podczas pomiarów WNZ metodą EA są analogiczne do tych, które występują przy pomiarach wykonywanych metodami elektrycznymi; z tą jednak różnicą, że w przeciwieństwie do metod elektrycznych, zakłócenia EA nie są odbierane bezpośrednio przez układ pomiarowy, lecz w sposób pośredni. Pasma częstotliwości sygnałów emitowanych przez wewnętrzne zakłócenia elektryczne jest bardzo szerokie i może przekraczać 1 MHz [173].

Najważniejszymi źródłami zakłóceń wewnętrznych są [142]:

- WNZ powstające w obwodzie probierczym poza badanym obiektem, tj. WNZ w przewodach doprowadzających,
- Zły stan powierzchni styku w obwodzie probierczym (zwłaszcza obiektów metalowych stykających się z uziemieniem) wpływające m.in. na oscylacje w ekranach i uziemieniach oraz nasycenie rdzenia przy próbach transformatorów,
- drgania magnetostrykcyjne rdzenia.

Natomiast do najważniejszych źródeł zakłóceń zewnętrznych można zaliczyć [142]:

- zakłócenia generowane przez zewnętrzną sieć zasilającą,
- drgania i hałas wywołane pracą urządzeń pomocniczych zainstalowanych na transformatorze, takich jak pompy i wentylatory,
- emisje radiofoniczne,
- WNZ występujące w innych obwodach probierczych,
- łuki i iskry różnego rodzaju występujące w pobliżu układu probierczego,
- sprzężenia pola elektromagnetycznego badanego obiektu i układu pomiarowego.

Amplituda szumów niejednokrotnie przewyższa wartość samych sygnałów niosących informacje o WNZ. Może to wpłynąć znacząco na poprawną interpretację uzyskiwanych wyników. Zakres widmowy zakłóceń pochodzących od drgań magnetostrykcyjnych i dynamicznych drgań uzwojeń nie przekracza 40 kHz. W celu

ich eliminacji stosuje się filtry pasmowe odcinające dolne częstotliwości z rejestrowanego sygnału EA. Podobnie postępuje się z zewnętrznymi zakłóceniami, które zdeterminowane są oddziaływaniem hałasu otoczenia na przetwornik pomiarowy. Zastosowanie w układzie pomiarowym EA filtru pasmowego pozwala na oddzielenie z całego pasma użytecznego fragmentu częstotliwości w zakresie (20–700) kHz, charakterystycznego dla podstawowych form WNZ. Zewnętrzne zakłócenia elektryczne mogą oddziaływać zarówno na przetwornik i przewody, jak również na inne elementy wykorzystywanej aparatury pomiarowej. Ich głównym źródłem są elektromagnetyczne sprzężenia aparatury pomiarowej z badanym obiektem i WNZ występujące wokół badanego urządzenia np.: wyładowania ulotowe generowane na elementach urządzeń zastosowanych w stacji elektroenergetycznej [13, 14]. Natomiast najtrudniejsze do ograniczenia są wewnętrzne zakłócenia elektryczne, ponieważ ich zakres częstotliwości pokrywa się z pasmem użytecznym WNZ. Tego typu zakłócenia wpływają jednak głównie na sygnały wykorzystywane w metodach elektrycznych, a w mniejszym stopniu na sygnały EA [142].

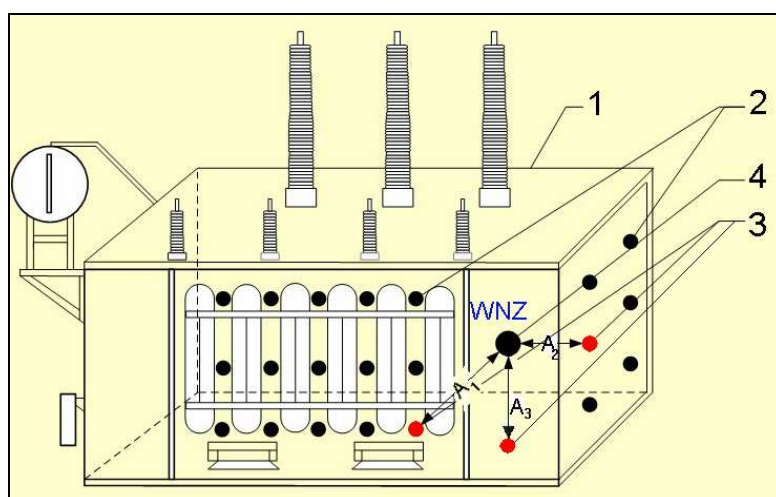
W laboratorium, w którym wykonywano pomiary w ramach niniejszej rozprawy, celem ograniczenia wpływu zakłóceń elektromagnetycznych zastosowano ekranowanie i uziemienia ochronne aparatury. Za pomocą wspólnej listwy uziemiającej uziemiono wszystkie elementy układu pomiarowego. Wyjątek stanowił radiowy tor transmisji danych i cewka Rogowskiego. Staranne wykonanie uziemienia jest niezbędne do ograniczenia przepływu prądu wyrównawczego, który może wystąpić w torze pomiarowym. W warunkach laboratoryjnych zastosowano najskuteczniejszą metodę ograniczenia zakłóceń zewnętrznych, jaką jest ekranowanie wszystkich ścian, podłogi, sufitu i drzwi za pomocą blachy stalowej. Jej arkusze zostały ze sobą połączone elektrycznie poprzez przylutowanie (zapewniając ciągłość połączeń) i uziemione.

3.5. Metody lokalizacji wyładowań niezupełnych

EA w zastosowaniu do diagnostyki izolacji urządzeń elektroenergetycznych stała się w ostatnich latach jedną z bardziej rozpowszechnionych nieniszczących i stosowanych on-line metod detekcji WNZ. W praktyce pomiarowej wykorzystywane są dwie podstawowe metody lokalizacji WNZ wykorzystujące EA, na bazie których powstały liczne modyfikacje i udoskonalenia:

- pomiar amplitudy sygnału przy zmiennej odległości od źródła WNZ – metoda największej głośności (MNG);
- pomiar czasu dojścia sygnału EA do przetworników umieszczonych w różnych odległościach od źródła WNZ – metoda triangulacyjna [173].

MNG nazywana również metodą osłuchową polega na pomiarze wielkości amplitud sygnałów EA w różnych miejscach na obudowie badanego urządzenia. W związku z tym odległość między źródłem WNZ a przetwornikiem pomiarowym jest zmienna. Celem metody NG jest znalezienie takiego miejsca na obudowie badanego urządzenia, w którym amplituda rejestrowanego sygnału EA jest największa. Ideę lokalizacji WNZ w kadzi transformatora elektroenergetycznego metodą NG przedstawiono na rys. 3.3 [169].

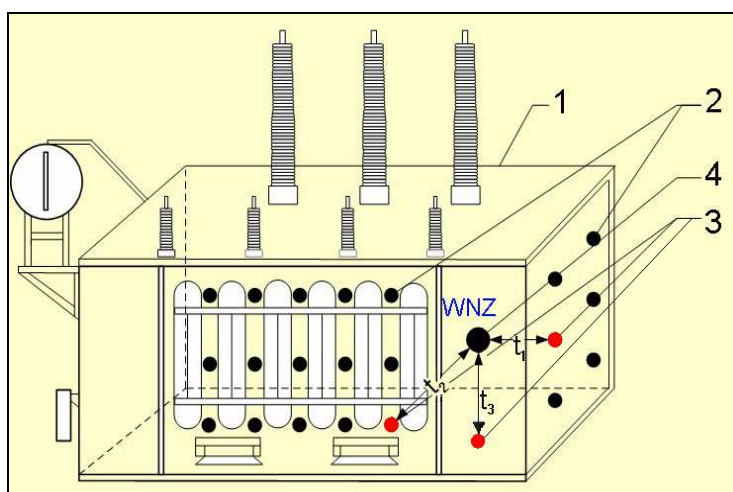


Rys. 3.3 Ideowe przedstawienie lokalizacji WNZ metodą największej głośności, gdzie:
 1 – kadź transformatora, 2 – punkty pomiarowe, 3 – punkty, w których sygnały EA mają największe amplitudy,
 4 – obszar generacji WNZ [195]

Po wyznaczeniu obszarów o największej amplitudzie zarejestrowanych sygnałów EA zakłada się, że bezpośrednio w linii prostej pod powierzchnią ściany kadzi zlokalizowane jest źródło WNZ. MNG jest jednym z najprostszych, jednakże w dużym stopniu przybliżonych sposobów lokalizacji WNZ. Dlatego jej praktyczne zastosowanie na obiektach rzeczywistych wiąże się z możliwością wystąpienia znaczących błędów. W głównej mierze wynikają one ze złożonej konstrukcji transformatorów elektroenergetycznych i zastosowania materiałów o różnych współczynnikach tłumienia fal we wszystkich kierunkach. Ma to decydujące znaczenie w przypadku gdy fala EA propaguje przez kilka różnych przegród charakteryzujących się różnymi prędkościami rozchodzenia fal, współczynnikami odbicia, załamania i tłumienia. Tylko w przypadku, gdy przestrzeń propagacji sygnałów EA jest

jednorodna, można określić bezpośrednią zależność między amplitudą sygnałów EA a odległością przetwornika od źródła WNZ [169, 170].

Metoda triangulacja była znana i wykorzystywana od XVI wieku do tworzenia map geodezyjnych. Polega ona na wyznaczaniu współrzędnych punktu za pomocą układu trójkątów, wyznaczonych przez te punkty [170]. Jest obecnie najczęściej stosowaną metodą w geodezji, radiolokacji i astronomii. Metoda triangulacyjna ma również zastosowanie do lokalizacji obszarów generacji WNZ. Bazuje ona na pomiarze czasów opóźnień, z jakimi sygnały EA dochodzą do przetworników pomiarowych znajdujących się w różnych miejscach na ścianach badanego urządzenia. Sposób wykonywania pomiarów przy wykorzystaniu metody triangulacyjnej przedstawiono na rys. 3.4 [170, 198].



Rys. 3.4 Ideowe przedstawienie lokalizacji WNZ metodą triangulacyjną gdzie: 1 – każdy transformatora, 2 – punkty pomiarowe, 3 – punkty, do których sygnały akustyczne docierają w najkrótszym czasie, 4 – obszar generacji WNZ [196].

Jeżeli sygnał EA w drodze do przetwornika przechodzi tylko przez jeden dielektryk (np. olej), to odległość źródła od przetwornika oblicza się bezpośrednio na podstawie wartości prędkości rozchodzenia fali akustycznej w ośrodku propagacji. Jeżeli sygnał EA przechodzi przez różne ośrodki propagacji na drodze do przetwornika, w takim przypadku należy wyznaczyć prędkość zastępczą rozchodzenia się fali EA.

W tab. 3.1. przedstawiono przykładowe wartości prędkości rozchodzenia się fal sprężystych o częstotliwościach akustycznych w różnych materiałach, które wykorzystywane są w budowie transformatorów energetycznych [169].

Powstała w wyniku generacji WNZ fala EA jest falą kulistą. Oznacza to, że zmienne występujące w równaniu falowym są funkcją odległości i czasu między wystąpieniem wyładowania, a zarejestrowaniem go przez przetwornik. Amplituda sygnałów jest odwrotnie

proporcjonalna do odległości między miejscem generacji a punktem pomiaru. Natomiast występujące zależności czasowe zostały przedstawione w sposób szczegółowy w rozdz. 7 niniejszej pracy.

Tab. 3.1 Prędkości rozchodzenia się fali akustycznej dla różnych rodzajów materiałów [169].

Lp.	Rodzaj materiału	Prędkość propagacji sygnału EA [m/s]
1	Olej transformatorowy	1390
2	Zaoliwiony preszpan	2300
3	Bakelit	2590
4	Ebonit	2300
5	Miedź	4400
6	Aluminium	6350
7	Mosiądz	4640
8	Stal	5830

W rzeczywistych obiektach elektroenergetycznych, w których wykorzystuje się złożone układy izolacyjne istnieje małe prawdopodobieństwo, aby sygnał EA przechodził tylko przez jeden ośrodek propagacji fali. Ponadto w warunkach przemysłowych występują WNZ wieloźródłowe i wielokrotne, co dodatkowo wpływa na trudności interpretacyjne uzyskiwanych wyników pomiarowych. Najczęściej występują obszary generacji sygnałów EA, a powstałe w nich sygnały są przesunięte względem siebie zarówno w czasie jak i przestrzeni. W wyniku tego do przetworników pomiarowych umieszczonych na ścianach kadzi badanego transformatora docierają sygnały EA będące wypadkowymi sumy sygnałów źródłowych, które podlegały wcześniej różnym zjawiskom fizycznym [69, 76, 104].

Informacja o występowaniu WNZ, oprócz właściwości akustycznych, charakteryzuje się również parametrami elektrycznymi związanymi z generacją impulsu prądowego i fali elektromagnetycznej oraz stratami dielektrycznymi. Wśród nieinwazyjnych lub mało inwazyjnych metod lokalizacji źródła WNZ jednymi z najpopularniejszych są metody rejestrujące sygnały radiowe. W literaturze, można znaleźć liczne artykuły dotyczące zastosowań szerokopasmowych sygnałów UHF i VHF do lokalizacji WNZ [6, 81, 82, 83, 85, 120, 121, 122, 124, 125, 182]. Ich zasada działania bazuje na pomiarach sygnałów z wykorzystaniem co najmniej czterech przetworników lub anten. Na podstawie uzyskanych

wyników pomiarowych obliczane są różnice czasów, z jakimi sygnały UHF lub VHF dochodzą do kolejnych przetworników. Mnożąc uzyskane czasy przez prędkość rozchodzenia fali w danym ośrodku, otrzymuje się odległości źródła WNZ od poszczególnych przetworników. Na podstawie obliczonych czasów opóźnień, z jakimi sygnały dochodzą do poszczególnych przetworników, wskazany jest kanał pomiarowy, do którego sygnał dotarł najszybciej, który przyjmowany jest jako odniesienie względem pozostałych. W konsekwencji w dalszych obliczeniach współrzędnych położenia źródła WNZ wykorzystywane są wyniki uwzględniające sygnał z kanału odniesienia. Dlatego na poprawność uzyskanych rezultatów w sposób znaczący wpływa liczba użytych anten lub odpowiednio przetworników pomiarowych oraz ich usytuowanie względem źródła WNZ. Celem uzyskania dużej dokładności należy tak rozmieścić przetworniki pomiarowe, aby kanał odniesienia znajdował się możliwie najbliżej źródła WNZ. W ten sposób ograniczony zostanie wpływ czasu propagacji T na uzyskiwane zależności.

Podobne problemy dotyczące dokładności uzyskiwanych wyników i wykorzystania jednego kanału pomiarowego jako odniesienia, występują przy zastosowaniu sygnałów EA do lokalizacji WNZ metodą triangulacyjną. W pracach [41, 43, 78, 103, 112, 116, 170, 189, 206], prezentujących wyniki wykorzystania EA do triangulacyjnej lokalizacji WNZ, problem wyznaczenia czasu propagacji T został rozwiązany poprzez zastosowanie iteracyjnych metod rozwiązywania równań nieliniowych lub implementacje AG w celu znalezienia optymalnych rozwiązań równań. Podobnie jak w przypadku detekcji WNZ, wykorzystującej sygnały otrzymywane różnymi metodami pomiarowymi, również do lokalizacji WNZ wykorzystuje się połączenie różnych metod pomiarowych. Aby prawidłowo wyznaczyć czas propagacji T , przy jednoczesnym zmniejszeniu liczby punktów pomiarowych, połączono metodę akustyczną z metodą UHF/VHF [74, 114, 115, 117, 184] lub z metodą elektryczną [57, 58, 68, 150, 161, 199, 202]. W ostatnich latach duży nacisk kładzie się na wizualizację uzyskiwanych wyników najczęściej w formie map akustycznych zarówno dla metody triangulacyjnej, jak i największej głośności, łączonych z innymi metodami pomiarowymi. Na podstawie analizy mapy akustycznej w zestawieniu ze zdjęciami układów izolacyjnych badanego urządzenia można określić przybliżone miejsca występowania WNZ [58, 163, 164, 165, 200].

Transformatory elektroenergetyczne należą do złożonych obiektów badawczych, ze względu na zastosowanie wielu różnych materiałów. Przy rozpatrywaniu wpływu dróg propagacji sygnałów EA na uzyskiwane wyniki pomiarów WNZ należy mieć na uwadze możliwość występowania szeregu zjawisk fizycznych związanych z odbiciami, załamaniem

i tłumieniem fal akustycznych. Należy zauważyć, że wyniki prac badawczych związanych z lokalizacją źródeł generacji WNZ, prezentowanych m.in. w pracach [78, 103, 162, 181] w większości przypadków dotyczą jedynie jednorodnych ośrodków propagacji. Przy zastosowaniu kilku metod pomiarowych, zaawansowanych metod przetwarzania sygnałów i elementów sztucznej inteligencji podejmowane są próby określenia miejsc generacji sygnałów EA od WNZ w ośrodkach niejednorodnych, które występują w rzeczywistych obiektach elektroenergetycznych [56, 114, 115, 118, 166].

4. Sformułowanie problemu podjętego w rozprawie

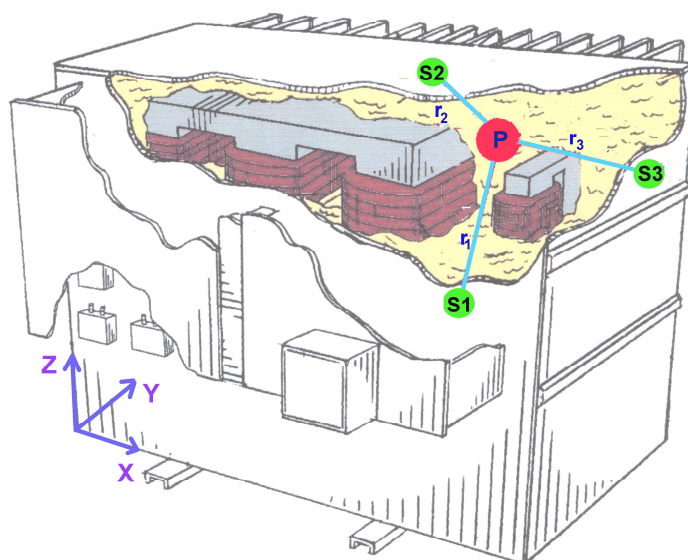
Wprowadzenie w Polsce wolnego rynku obrotu energią elektryczną spowodowało powstanie konkurencyjności między przedsiębiorstwami z sektora wytwórczo-dystrybucyjnego. Wynikiem tego jest wzrost niezawodności pracy systemu elektroenergetycznego i w konsekwencji podniesienie jakości świadczonych usług. Ze względu na długi brak znaczących inwestycji urządzenia służące przesyłowi i dystrybucji energii elektrycznej znajdują się obecnie najczęściej w złym stanie technicznym. Skutkiem tego położono nacisk na diagnostykę poszczególnych elementów wchodzących w skład systemu elektroenergetycznego. Jednym z jej najważniejszych elementów są transformatory, których koszt zakupu jest stosunkowo wysoki, a wystąpienie awarii związane jest z koniecznością poniesienia dużych strat finansowych. Obecnie podczas badań okresowych lub odbiorczych szczególną uwagę zwraca się na możliwość występowania w diagnozowanych układach izolacyjnych WNZ. Na podstawie uzyskanych wyników podejmowane są próby lokalizacji miejsc generacji WNZ. Dokładne określenie tych miejsc ma duże znaczenie praktyczne, ponieważ na tej podstawie można ocenić możliwość dalszej bezawaryjnej eksploatacji lub wskazać na konieczność dokonania ewentualnych napraw diagnozowanej izolacji. W konsekwencji może to zapobiec wystąpieniu awarii lub zniszczeniu układu izolacyjnego. Uzyskiwane wyniki lokalizacji powinny być skorelowane z pomiarami intensywności WNZ, a także z detekcją ich form. W praktyce diagnostycznej wykorzystywane są dwie metody lokalizacji WNZ, które opisano w rozdz. 3.5. Ich praktyczna realizacja jest jednakże bardzo ograniczona, ponieważ istnieje konieczność zastosowania podczas badań diagnostycznych dużej liczby przetworników pomiarowych. Dodatkowo WNZ powinny charakteryzować się dużą intensywnością występowania impulsów o podobnej wartości mocy każdego z nich. Równomierność mocy WNZ jest konieczna przy lokalizacji metodą NG, aby móc porównywać amplitudy w kolejnych punktach pomiarowych. Natomiast intensywność występowania WNZ, zarówno przy pomiarach metodą triangulacyjną jak i NG, wpływa na czas potrzebny na ustalenie do której ściany transformatora sygnały EA docierają z maksymalną amplitudą lub minimalnym czasem (przetworniki są przenoszone w różne miejsca w celu wyznaczenia optymalnego położenia). Dlatego liczba przetworników wykorzystywanych podczas badań

wykonywanych metodą triangulacyjną w znaczący sposób wpływa na poprawność uzyskiwanych wyników [99].

W literaturze której tematyka dotyczy triangulacyjnej metody lokalizacji WNZ w większości przypadków badania wykonywane są przy zastosowaniu co najmniej czterech czujników pomiarowych lub bardzo dużej liczby punktów pomiarowych [78, 86, 103, 120, 181, 206]. W większości prac za pomocą jednego równania wyznaczany jest czas propagacji T , który wykorzystywany jest w pozostałych równaniach. W ten sposób otrzymuje się układ $N-1$ równań z wyeliminowaną niewiadomą T . Natomiast metody, polegające na umieszczaniu przetworników w wielu punktach pomiarowych, obarczone są bardzo dużym prawdopodobieństwem błędnej lokalizacji w przypadku występowania wyładowań wieloźródłowych.

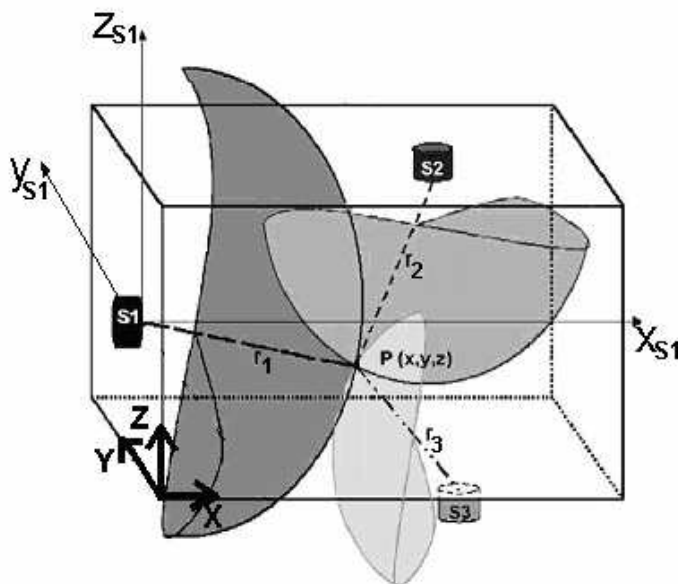
Zaproponowana przez Autora niniejszej pracy metoda lokalizacji oparta jest na klasycznej metodzie triangulacyjnej z wykorzystaniem tylko trzech piezoelektrycznych przetworników pomiarowych i dodatkowego urządzenia, jakim jest cewka Rogowskiego.

Przyjęto założenie, że wewnątrz kadzi transformatora występuje pojedyncze WNZ w punkcie P o współrzędnych (x, y, z) . Natomiast na zewnętrznych ścianach kadzi umieszczono trzy przetworniki pomiarowe oznaczone jako: $S1$, $S2$, $S3$ odpowiednio w punktach o współrzędnych: (x_{S1}, y_{S1}, z_{S1}) , (x_{S2}, y_{S2}, z_{S2}) , (x_{S3}, y_{S3}, z_{S3}) (rys. 4.1).



Rys. 4.1 Schemat poglądowy metody triangulacyjnej lokalizacji WNZ mierzonych metodą EA w przykładowym modelu transformatora

W modelu matematycznym opisującym metodę triangulacyjną można przyjąć, że punkty położenia przetworników znajdują się w środkach sfer (rys. 4.2), a promienie tych sfer (r_1, r_2, r_3) są iloczynem prędkości propagacji fali akustycznej (V_p) i czasu niezbędnego do pokonania drogi od źródła WNZ do przetwornika.



Rys. 4.2 Graficzna interpretacja sposobu lokalizacji WNZ z wykorzystaniem trzech przetworników pomiarowych

Układ równań (4.1) opisuje omawiane sfery przedstawione na rys. 4.2. Uwzględnia on fakt, że do kolejnych przetworników pomiarowych $S1, S2, S3$ sygnały EA dochodzą odpowiednio z opóźnieniem: $T, (T + t_2), (T + t_3)$.

Rozwiązaniem układu równań (4.1) jest miejsce przecięcia się wyznaczonych sfer, które z kolei stanowią położenie źródła WNZ.

$$\begin{cases} (x - x_{S1})^2 + (y - y_{S1})^2 + (z - z_{S1})^2 = (V_p \cdot T)^2 \\ (x - x_{S2})^2 + (y - y_{S2})^2 + (z - z_{S2})^2 = [V_p \cdot (t_2 + T)]^2 \\ (x - x_{S3})^2 + (y - y_{S3})^2 + (z - z_{S3})^2 = [V_p \cdot (t_3 + T)]^2 \end{cases} \quad (4.1)$$

gdzie:

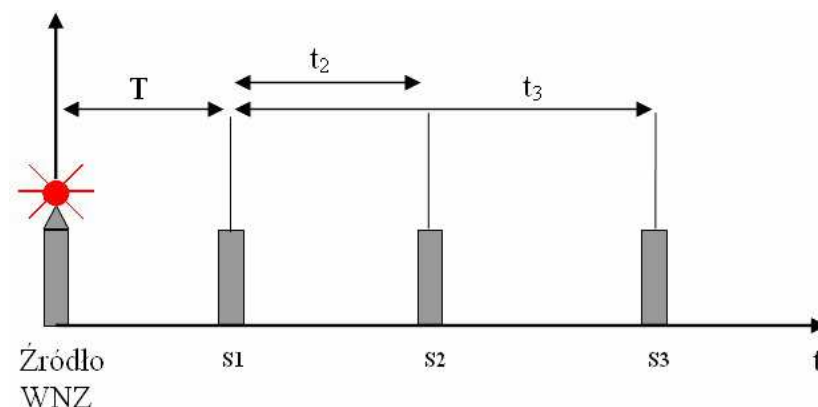
x, y, z – współrzędne źródła WNZ;

$(x_{S1}, y_{S1}, z_{S1}), (x_{S2}, y_{S2}, z_{S2}), (x_{S3}, y_{S3}, z_{S3})$ – współrzędne określające położenia przetworników pomiarowych $S1, S2, S3$;

V_p – prędkość rozchodzenia się fali akustycznej w danym ośrodku;

- T – czas od momentu wystąpienia WNZ do rejestracji przez pierwszy przetwornik $S1$,
- t_2, t_3 – czasy opóźnień względem T dotarcia sygnału do przetworników $S2, S3$ zgodnie z rys. 4.2.

W układzie równań (4.1) wielkości: $x_{S1}, x_{S2}, x_{S3}, y_{S1}, y_{S2}, y_{S3}, z_{S1}, z_{S2}, z_{S3}, V_p, t_2, t_3$ mają znane wartości: t_2, t_3 odczytuje się z przebiegów czasowych generowanych na podstawie wyników pomiarowych, prędkość V_p jest wielkością stabilizowaną, a pozostałe z nich są znanymi współrzędnymi określającymi miejsca zamocowania przetworników pomiarowych. Natomiast nieznaną wielkością jest czas propagacji T i poszukiwane współrzędne punktu generacji WNZ $P(x, y, z)$. W praktyce diagnostycznej podstawowym problemem jest określenie czasu propagacji T , potrzebnego do przebycia przez sygnały EA od WNZ drogi od punktu generacji do miejsca umieszczenia najbliższego przetwornika, który rozpoczyna właściwy zapis danych (rys.4.3).



Rys. 4.3 Zależności czasowe sygnału EA pomiędzy kolejnymi przetwornikami pomiarowymi

Zaproponowanym przez Autora sposobem wyznaczenia wartości czasu T jest zastosowanie cewki Rogowskiego jako urządzenia wyzwalającego (tzw. triggera) kartę pomiarową. Cewka ta zaliczana jest do grupy transformatorów bezrdzeniowych, w których w uzwojeniu wtórnym zostaje wyindukowane napięcie proporcjonalne do pochodnej prądu.

Metoda triangulacyjna została wybrana celowo, ponieważ wyniki uzyskiwane przy jej zastosowaniu nie zależą w sposób znaczący od energii z jaką generowane są WNZ. Liczba przetworników stykowych została ograniczona do trzech. Zaproponowana przez Autora koncepcja zastosowania cewki Rogowskiego została szczegółowo opisana w rozdz. 7.4 niniejszej pracy.

Ze względu na skomplikowaną budowę układu izolacyjnego transformatora elektroenergetycznego i złożoność zjawisk związanych z generacją WNZ, wszystkie pomiary i analizy, których wyniki są prezentowane w niniejszej rozprawie, zostały przeprowadzone na wykonanych modelach laboratoryjnych. Wyjątek stanowią badania i pomiary związane z próbą detekcji i lokalizacji WNZ na obiekcie rzeczywistym, jakim był transformator elektroenergetyczny o mocy znamionowej 25 MVA i przekładni 110/15 kV/kV. Badany transformator wyprodukowano w 1982 r. przez firmę ELTA i do czasu przeprowadzenia niniejszych badań był eksploatowany. Uzyskane na podstawie tych badań wyniki, zostały przedstawione w artykule [93], nie będąc tym samym prezentowane w niniejszej rozprawie.

5. Charakterystyka zastosowanych metod rozwiązania równań sferycznych

5.1. Metoda analityczna

W celu wyznaczenia rozwiązania układu równań sferycznych (4.1) jako pierwszą zastosowano analityczną metodę przekształceń stereometrycznych. Polega ona na przekształcaniu równań zgodnie z interpretacją przestrzenną aż do chwili, kiedy wartości wszystkich niewiadomych zostaną w sposób jednoznaczny wyznaczone [92]. W celu zredukowania zapisu (4.1) przyjęto następujące zmienne (5.1):

$$\begin{aligned} (V_p \cdot T)^2 &= a, & x_{s1} &= x_1, & y_{s1} &= y_1, & z_{s1} &= z_1 \\ [V_p \cdot (t_2 + T)]^2 &= b, & x_{s2} &= x_2, & y_{s2} &= y_2, & z_{s2} &= z_2 \\ [V_p \cdot (t_3 + T)]^2 &= c, & x_{s3} &= x_3, & y_{s3} &= y_3, & z_{s3} &= z_3 \end{aligned} \quad (5.1)$$

Dodatkowo, aby możliwe było dalsze przekształcanie zależności, układ równań (4.1) został rozłożony na trzy równania sfer (5.2), (5.3), (5.4) przy wykorzystaniu uproszczeń zapisanych wzorami (5.1).

$$(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2 = a \quad (5.2)$$

$$(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 + (z - z_2)^2 = b \quad (5.3)$$

$$(x - x_3)^2 + (y - y_3)^2 + (z - z_3)^2 = c \quad (5.4)$$

Każde dwie spośród tych trzech sfer (5.2), (5.3), (5.4) przecinają się, a źródło WNZ znajduje się na płaszczyźnie ich przecięcia. Równanie płaszczyzny przecięcia dwóch pierwszych sfer otrzymano jako różnicę równań (5.2) i (5.3). Po dokonaniu przekształceń matematycznych (5.5), (5.6), (5.7) i wprowadzeniu oznaczeń stałych zapisano je w postaci zależności (5.8) i (5.8 a, b, c, d):

$$(x - x_1)^2 - (x - x_2)^2 + (y - y_1)^2 - (y - y_2)^2 + (z - z_1)^2 - (z - z_2)^2 = a - b \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned} x^2 - 2xx_1 + x_1^2 - x^2 + 2xx_2 - x_2^2 + y^2 - 2yy_1 + y_1^2 - y^2 + 2yy_2 - y_2^2 + \\ + z^2 - 2zz_1 + z_1^2 - z^2 + 2zz_2 - z_2^2 = a - b \end{aligned} \quad (5.6)$$

$$x(x_2 - x_1) + y(y_2 - y_1) + z(z_2 - z_1) = (x_2^2 - x_1^2 + y_2^2 - y_1^2 + z_2^2 - z_1^2 + a - b)/2 \quad (5.7)$$

$$xk_1 + yk_2 + zk_3 = k_4 \quad (5.8)$$

gdzie:

$$k_1 = x_2 - x_1, \quad (5.8a)$$

$$k_2 = y_2 - y_1, \quad (5.8b)$$

$$k_3 = z_2 - z_1, \quad (5.8c)$$

$$k_4 = (x_2^2 - x_1^2 + y_2^2 - y_1^2 + z_2^2 - z_1^2 + a - b) / 2. \quad (5.8d)$$

Odejmując stronami równania (5.2) i (5.4) i wykonując analogicznie jak wyżej przekształcenia, można otrzymać równanie drugiej płaszczyzny przecięcia w postaci zależności (5.9) i (5.9a, b, c, d):

$$xk_5 + yk_6 + zk_7 = k_8, \quad (5.9)$$

gdzie:

$$k_5 = x_3 - x_1, \quad (5.9a)$$

$$k_6 = y_3 - y_1, \quad (5.9b)$$

$$k_7 = z_3 - z_1, \quad (5.9c)$$

$$k_8 = (x_3^2 - x_1^2 + y_3^2 - y_1^2 + z_3^2 - z_1^2 + a - c) / 2. \quad (5.9d)$$

Wynikiem przecięcia płaszczyzn (5.8) i (5.9) jest prosta, na której leży źródło WNZ. Równanie prostej w postaci krawędziowej jest układem równań dwóch płaszczyzn nierównoległych, które można zapisać zależnością (5.10):

$$\begin{cases} xk_1 + yk_2 + zk_3 = k_4 \\ xk_5 + yk_6 + zk_7 = k_8. \end{cases} \quad (5.10)$$

Konieczne jest przekształcenie postaci krawędziowej prostej do postaci kierunkowej, a następnie parametrycznej. W tym celu obliczony został iloczyn wektorowy (5.14) wektorów normalnych płaszczyzn, a także wyznaczony dowolny punkt (x_0, y_0, z_0) leżący na omawianej prostej (5.15).

$$\bar{v} = (k_1, k_2, k_3) \quad (5.11)$$

$$\bar{w} = (k_5, k_6, k_7) \quad (5.12)$$

$$\bar{v} \times \bar{w} = (k_2k_7 - k_3k_6, k_3k_5 - k_1k_7, k_1k_6 - k_2k_5) \quad (5.13)$$

$$\bar{v} \times \bar{w} = (k_x, k_y, k_z) \quad (5.14)$$

gdzie:

$$k_x = k_2 k_7 - k_3 k_6, \quad (5.14a)$$

$$k_y = k_3 k_5 - k_1 k_7, \quad (5.14b)$$

$$k_z = k_1 k_6 - k_2 k_5, \quad (5.14c)$$

$$(x_0, y_0, z_0) = \left(\frac{k_4 k_6 - k_8 k_2}{k_1 k_6 - k_2 k_5}, \frac{k_8 k_1 - k_4 k_5}{k_6 k_1 - k_2 k_5}, 0 \right). \quad (5.15)$$

Możliwe jest więc zapisanie równania linii w przestrzeni trójwymiarowej w postaci kierunkowej (5.19):

$$\frac{x - x_0}{k_x} = \frac{y - y_0}{k_y} = \frac{z - z_0}{k_z}, \quad (5.16)$$

$$\frac{x - \frac{k_4 k_6 - k_8 k_2}{k_1 k_6 - k_2 k_5}}{k_2 k_7 - k_3 k_6} = \frac{y - \frac{k_8 k_1 - k_4 k_5}{k_6 k_1 - k_2 k_5}}{k_3 k_5 - k_1 k_7} = \frac{z - 0}{k_1 k_6 - k_2 k_5}, \quad (5.17)$$

$$\frac{x - \frac{k_4 k_6 - k_8 k_2}{k_1 k_6 - k_2 k_5}}{\frac{k_2 k_7 - k_3 k_6}{k_1 k_6 - k_2 k_5}} = \frac{y - \frac{k_8 k_1 - k_4 k_5}{k_6 k_1 - k_2 k_5}}{\frac{k_3 k_5 - k_1 k_7}{k_1 k_6 - k_2 k_5}} = z, \quad (5.18)$$

$$\frac{x - x_0}{k_9} = \frac{y - y_0}{k_{10}} = z, \quad (5.19)$$

gdzie:

$$k_9 = \frac{k_2 k_7 - k_3 k_6}{k_1 k_6 - k_2 k_5}, \quad (5.19a)$$

$$k_{10} = \frac{k_3 k_5 - k_1 k_7}{k_1 k_6 - k_2 k_5}. \quad (5.19b)$$

Postać parametryczna (5.21) wymaga przyrównania każdej ze stron równań do zmiennej rzeczywistej oznaczonej jako h (5.20):

$$\begin{cases} \frac{x - x_0}{k_9} = h \\ \frac{y - y_0}{k_{10}} = h \\ z = h \end{cases} \quad (5.20)$$

$$\begin{cases} x = k_9 h + x_0 \\ y = k_{10} h + y_0 \\ z = h \end{cases} \quad (5.21)$$

Stąd źródło WNZ znajduje się na linii (5.21) i na trzech sferach (5.2), (5.3), (5.4). Jeden z punktów przecięcia linii z dowolnie wybraną sferą wyznacza poszukiwane miejsce wystąpienia WNZ. W związku z tym podstawiając zmienne (x, y, z) z układu równań (5.21) do zależności opisującej pierwszą sferę (5.2) otrzymuje się równanie kwadratowe zmiennej h określone wzorem (5.25):

$$(k_9 h + x_0 - x_1)^2 + (k_{10} h + y_0 - y_1)^2 + (h - z_1)^2 = a, \quad (5.22)$$

$$k_9^2 h^2 + x_0^2 + x_1^2 + 2k_9 h x_0 - 2k_9 h x_1 - 2x_0 x_1 + k_{10}^2 h^2 + y_0^2 + y_1^2 + 2k_{10} h y_0 - 2k_{10} h y_1 - 2y_0 y_1 + h^2 - 2h z_1 + z_1^2 = a, \quad (5.23)$$

$$h^2 (k_9^2 + k_{10}^2 + 1) + h(2k_9 x_0 - 2k_9 x_1 + 2k_{10} y_0 - 2k_{10} y_1 - 2z_1) + x_0^2 + x_1^2 - 2x_0 x_1 + y_0^2 + y_1^2 - 2y_0 y_1 + z_1^2 - a = 0, \quad (5.24)$$

$$h^2 k_{11} + h k_{12} + k_{13} = 0, \quad (5.25)$$

gdzie:

$$k_{11} = k_9^2 + k_{10}^2 + 1, \quad (5.25a)$$

$$k_{12} = 2k_9 x_0 - 2k_9 x_1 + 2k_{10} y_0 - 2k_{10} y_1 - 2z_1, \quad (5.25b)$$

$$k_{13} = x_0^2 + x_1^2 - 2x_0 x_1 + y_0^2 + y_1^2 - 2y_0 y_1 + z_1^2 - a. \quad (5.25c)$$

Rozwiązaniem równania kwadratowego (5.25) są dwa punkty. Jeden z nich można odrzucić ze względu na lokalizację znajdującą się poza obszarem kadzi transformatora lub bardzo blisko jej ścian. Natomiast drugie rozwiązanie jest miejscem generacji źródła WNZ.

5.2. Metody numeryczne

5.2.1. Metoda eliminacji Gaussa zapisu macierzowego

Jedną z metod numerycznego rozwiązywania układu trzech równań (4.1) z trzema niewiadomymi jest metoda eliminacji Gaussa. Umożliwia ona uzyskanie dokładnego rozwiązania układu przez wykonanie skończonej liczby działań. Może być wykorzystana do rozwiązywania układu równań sferycznych w zapisie macierzowym, o ile macierz ta jest nieosobliwa, tzn. jej wyznacznik jest różny od zera. Metodę tą zastosowano ze względu na otrzymywanie rozwiązania dokładnego, a nie rozwiązania o charakterze przybliżonym. Jednocześnie macierzowy sposób zapisu jest bardziej przejrzysty w porównaniu do metody przekształceń stereometrycznych opisanej w rozdz. 5.1 [32, 33, 46, 89, 110].

W celu sprowadzenia równań (5.2), (5.3), (5.4) do postaci macierzowej wykonano następujące zmiany oznaczeń: niewiadome (x, y, z) oznaczono jako: $(x^{(1)}, x^{(2)}, x^{(3)})$, co umożliwiło zapis w postaci wektora zmiennych przestrzeni \mathbf{R}^3 . W analogiczny sposób zapisano wektory współrzędnych przetworników pomiarowych, umieszczonych w środkach sfer o promieniach: r_1, r_2, r_3 . Po wprowadzeniu wyżej wymienionych oznaczeń uzyskano formuły określone za pomocą zależności (5.26) i (5.27) [33].

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} x^{(1)} \\ x^{(2)} \\ x^{(3)} \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

$$\bar{s}_1 = \begin{bmatrix} s_1^{(1)} \\ s_1^{(2)} \\ s_1^{(3)} \end{bmatrix} \quad \bar{s}_2 = \begin{bmatrix} s_2^{(1)} \\ s_2^{(2)} \\ s_2^{(3)} \end{bmatrix} \quad \bar{s}_3 = \begin{bmatrix} s_3^{(1)} \\ s_3^{(2)} \\ s_3^{(3)} \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

Na podstawie równania (5.2), z uwzględnionymi nowymi zmiennymi (5.26) i (5.27), sformułowano zależność (5.28) w postaci kanonicznej dla pierwszej sfery, a następnie wykorzystując wzory skróconego mnożenia rozwinięto je do postaci (5.29) i w konsekwencji przekształcono do postaci macierzowej wyrażonej formułami (5.30) i (5.31).

$$(x^{(1)} - s_1^{(1)})^2 + (x^{(2)} - s_1^{(2)})^2 + (x^{(3)} - s_1^{(3)})^2 = r_1^2 \quad (5.28)$$

$$(x^{(1)})^2 + (x^{(2)})^2 + (x^{(3)})^2 - 2[x^{(1)}s_1^{(1)} + x^{(2)}s_1^{(2)} + x^{(3)}s_1^{(3)}] + (s_1^{(1)})^2 + (s_1^{(2)})^2 + (s_1^{(3)})^2 = r_1^2 \quad (5.29)$$

$$\begin{bmatrix} x^{(1)} & x^{(2)} & x^{(3)} \end{bmatrix} \begin{vmatrix} x^{(1)} \\ x^{(2)} \\ x^{(3)} \end{vmatrix} - 2 \begin{bmatrix} x^{(1)} & x^{(2)} & x^{(3)} \end{bmatrix} \begin{vmatrix} s_1^{(1)} \\ s_1^{(2)} \\ s_1^{(3)} \end{vmatrix} + \begin{bmatrix} s_1^{(1)} & s_1^{(2)} & s_1^{(3)} \end{bmatrix} \begin{vmatrix} s_1^{(1)} \\ s_1^{(2)} \\ s_1^{(3)} \end{vmatrix} = r_1^2 \quad (5.30)$$

$$\bar{x} \bar{x} - 2\bar{x} \bar{s}_1 + \bar{s}_1 \bar{s}_1 = r_1^2 \quad (5.31)$$

W analogiczny sposób wykonano przekształcenia równań (5.3) i (5.4), odpowiednio dla przetworników pomiarowych: S_2 i S_3 , otrzymując tym samym równania w postaci macierzowej (5.32) i (5.33).

$$\bar{x} \bar{x} - 2\bar{x} \bar{s}_2 + \bar{s}_2 \bar{s}_2 = r_2^2 \quad (5.32)$$

$$\bar{x} \bar{x} - 2\bar{x} \bar{s}_3 + \bar{s}_3 \bar{s}_3 = r_3^2 \quad (5.33)$$

Miejsce wystąpienia WNZ ma współrzędne w punkcie przecięcia się sfer, czyli jest rozwiązaniem układu równań (5.34) lub zapisując równoważnie spełnia zależność (5.35).

$$\begin{cases} \bar{x} \bar{x} - 2\bar{x} \bar{s}_1 + \bar{s}_1 \bar{s}_1 = r_1^2 \\ \bar{x} \bar{x} - 2\bar{x} \bar{s}_2 + \bar{s}_2 \bar{s}_2 = r_2^2 \\ \bar{x} \bar{x} - 2\bar{x} \bar{s}_3 + \bar{s}_3 \bar{s}_3 = r_3^2 \end{cases} \quad (5.34)$$

$$\bar{x} \bar{x} - 2\bar{x} \bar{s}_i + \bar{s}_i \bar{s}_i = r_i^2, \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.35)$$

W celu oddzielenia i pogrupowania niewiadomych przekształcono zależność (5.35) do postaci (5.36).

$$\bar{s}_i \bar{x} = \left(\bar{x} \bar{x} + \bar{s}_i \bar{s}_i - r_i^2 \right) / 2, \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.36)$$

Następnie upraszczając zapis (5.36) otrzymano zależność (5.37).

$$\bar{s}_i \bar{x} = (l + g) / 2 \quad (5.37)$$

gdzie:

$$l = \bar{x} \bar{x}, \quad (5.37a)$$

$$g = \bar{s}_i \bar{s}_i - r_i^2. \quad (5.37b)$$

Niech \bar{S} będzie macierzą, której kolumnami są \bar{s}_i , gdzie $i = 1, 2, 3$, wówczas równanie (5.37) można zapisać w postaci równania macierzowego (5.38) lub w zapisie równoważnym za pomocą zależności (5.39).

$$\bar{S}^T \bar{x} = (l \cdot \bar{m} + \bar{g})/2 \quad (5.38)$$

gdzie:

$$\bar{m} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (5.38a)$$

$$\bar{g} = \bar{\mathbf{1}} \left(\bar{S}^T \bar{S} \right)^{-1} \bar{r} \cdot, \quad (5.38b)$$

$\bar{r} \cdot$ – każdy element macierzy \bar{r} ,

$\bar{\mathbf{1}}$ – macierz jednostkowa.

$$\bar{x} = (l \cdot \bar{p} + \bar{q})/2 \quad (5.39)$$

gdzie:

$$\bar{p} = \bar{S}^{-T} \bar{m}, \quad (5.39a)$$

$$\bar{q} = \bar{S}^{-T} \bar{g}. \quad (5.39b)$$

Podstawiając zależność (5.39) do równania (5.37a) uzyskuje się zależności (5.40) lub odpowiednio (5.41).

$$l = \bar{x}^T \bar{x} = \frac{1}{4} (l \bar{p} + \bar{q})^T (l \bar{p} + \bar{q}) \quad (5.40)$$

$$\begin{pmatrix} \bar{p}^T & \bar{p} \end{pmatrix} l^2 + \left(2 \bar{p}^T \bar{q} - 4 \right) l + \bar{q}^T \bar{q} = 0 \quad (5.41)$$

W ten sposób otrzymano zależność (5.41), która jest równaniem kwadratowym zmiennej skalarnej l . Jego rozwiązania można zapisać za pomocą równania (5.42).

$$l_{1,2} = \frac{2 - \bar{p}^T \bar{q} \pm \sqrt{\left(2 - \bar{p}^T \bar{q} \right)^2 - \begin{pmatrix} \bar{p}^T & \bar{p} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{q} & \bar{q} \end{pmatrix}}{\begin{pmatrix} \bar{p}^T & \bar{p} \end{pmatrix}} \quad (5.42)$$

Są to dwa zestawy współrzędnych kartezjańskich, stanowiące punkty przecięcia się trzech sfer, jednak z praktycznego punktu widzenia tylko jedno z tych rozwiązań jest

akceptowalne. W celu jego wyznaczenia zostawano kryterium odległości hipotetycznego źródła od ścian kadzi, w obszarze, którego WNZ nie mogłoby fizycznie wystąpić.

5.2.2. Metoda Newtona-Raphsona

Trzecim zaproponowanym przez Autora sposobem rozwiązania układu równań sferycznych jest metoda Newtona-Raphsona, która należy do metod iteracyjnych umożliwiających uzyskanie rozwiązania przybliżonego.

Dany jest układ równań nieliniowych (5.43) [87, 89, 146]:

$$f^{(i)}(x^{(1)}, x^{(2)}, x^{(3)}) = 0, \quad \text{gdzie } i = 1, 2, 3, \quad (5.43)$$

który można zapisać równoważnie w postaci wektorowej (5.44):

$$\bar{f}(\bar{x}) = 0, \quad (5.44)$$

gdzie:

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} x^{(1)} \\ x^{(2)} \\ x^{(3)} \end{bmatrix} = [x^{(1)} \quad x^{(2)} \quad x^{(3)}]^T, \quad (5.44a)$$

$$\bar{f} = [f^{(1)}(\bar{x}), f^{(2)}(\bar{x}), f^{(3)}(\bar{x})]. \quad (5.44b)$$

Niech:

$$\bar{x}_k = [x_k^{(1)} \quad x_k^{(2)} \quad x_k^{(3)}]^T, \quad (5.45)$$

będzie k -tym przybliżeniem rozwiązania rzeczywistego:

$$\bar{x}^* = [x^{*(1)} \quad x^{*(2)} \quad x^{*(3)}]^T. \quad (5.46)$$

Dokładną wartość można wyrazić wzorem (5.47):

$$\bar{x}^* = \bar{x}_k + \bar{\epsilon}_k, \quad (5.47)$$

gdzie:

$$\bar{\epsilon}_k = [\epsilon_k^{(1)} \quad \epsilon_k^{(2)} \quad \epsilon_k^{(3)}]^T \quad (5.47a)$$

$\bar{\epsilon}_k$ – jest błędem pierwiastka przybliżonego \bar{x}_k .

Zakładając, że pochodne cząstkowe funkcji $f^{(i)}(\bar{x})$, $i = 1, 2, 3$ są ciągłe i macierz Jacobiego \bar{J} ma postać zależności (5.48), która jest nieosobliwa w otoczeniu pierwiastka rzeczywistego \bar{x}^* .

$$\bar{J}(\bar{x}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f^{(1)}}{\partial x^{(1)}}(\bar{x}) & \frac{\partial f^{(1)}}{\partial x^{(2)}}(\bar{x}) & \frac{\partial f^{(1)}}{\partial x^{(3)}}(\bar{x}) \\ \frac{\partial f^{(2)}}{\partial x^{(1)}}(\bar{x}) & \frac{\partial f^{(2)}}{\partial x^{(2)}}(\bar{x}) & \frac{\partial f^{(2)}}{\partial x^{(3)}}(\bar{x}) \\ \frac{\partial f^{(3)}}{\partial x^{(1)}}(\bar{x}) & \frac{\partial f^{(3)}}{\partial x^{(2)}}(\bar{x}) & \frac{\partial f^{(3)}}{\partial x^{(3)}}(\bar{x}) \end{bmatrix} = \left(\frac{\partial f^{(i)}}{\partial x^{(j)}}(\bar{x}) \right)_{i,j=1}^3 \quad (5.48)$$

Ciąg Newtona-Raphsona określony wzorem iteracyjnym (5.49):

$$\bar{x}_{k+1} = \bar{x}_k - [\bar{J}(\bar{x}_k)]^{-1} \cdot \bar{f}(\bar{x}_k), \quad k = 1, 2, \dots \quad (5.49)$$

jest zbieżny do rozwiązania \bar{x}^* tylko wtedy, gdy punkt startowy \bar{x}_0 zostanie wybrany dostatecznie blisko \bar{x}^* .

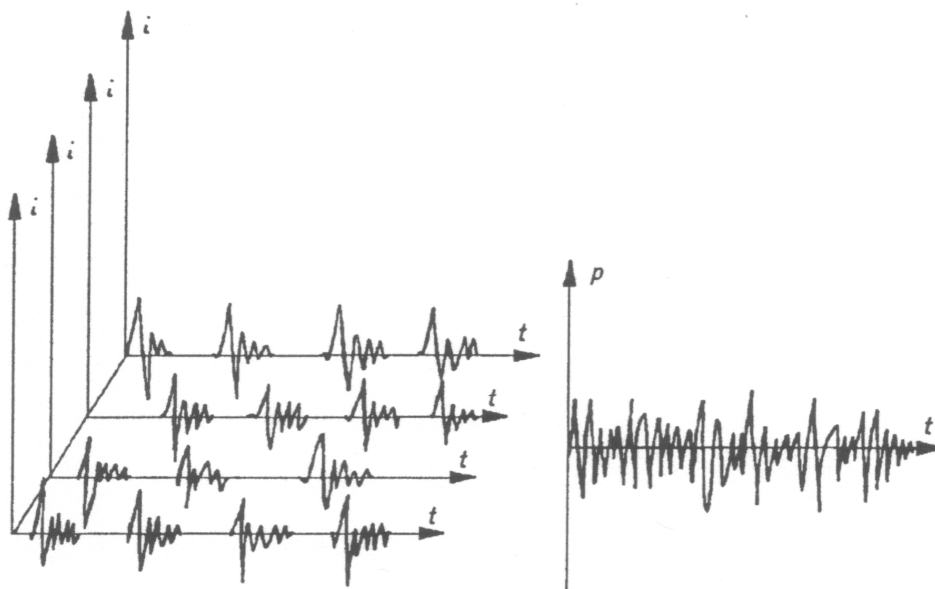
W praktycznych rozwiązaniach ograniczenie to może spowodować, że niewłaściwie dobrany punkt startowy spowoduje zbieżność przybliżonych rozwiązań do wyników, które nie są akceptowalne ze względu na rozmiary geometryczne kadzi transformatorowej (przykładowo wyznaczy położenia źródła WNZ poza kadzią transformatora).

Ponadto należy zauważyć, że \bar{x}_0 przy k dążącym do nieskończoności jest zbieżny do \bar{x}^* . W celu wyznaczenia rozwiązania i implementacji, liczba iteracji k musi zostać ograniczona. W przeciwnym wypadku metoda będzie wyszukiwała rozwiązania nieskończenie długo, aż do całkowitego obciążenia pamięci operacyjnej komputera obliczającego iteracje [159]. Natomiast w przypadku złożonych układów może to skutkować znaczną rozbieżnością wyznaczonego rozwiązania od wyniku rzeczywistego.

6. Metodyka analizy sygnałów w dziedzinie czasu i częstotliwości

6.1. Analiza przebiegów czasowych i krzywych energii

Zakładając, że WNZ generowane przez iskiernik ostrze-płyta ma miejsce w ośrodku jednorodnym oraz, że odległość między ostrzem a płytą iskiernika jest wielokrotnie mniejsza od odległości między tym iskiernikiem a najbliższym przetwornikiem pomiarowym, to wówczas można przyjąć, że analizowane WNZ jest punktowym zaburzeniem. Emitowana przez źródło fala akustyczna rozchodzi się w ośrodku w postaci fali sferycznej. Jednak teoretyczna idealizacja zjawiska EA polegająca na ograniczeniu do jednego WNZ jest nieuzasadniona. W badaniach rzeczywistych WNZ występują wielokrotnie i nie tylko w jednym punkcie. Taka fizyka procesu powoduje, że w izolacji występuje nie pojedynczy impuls akustyczny, ale cała ich grupa. Powstałe impulsy EA są przesunięte względem siebie zarówno w czasie, jak również w przestrzeni (rys. 6.1) [169].



Rys. 6.1 Poglądowe przedstawienie generacji EA przez wieloźródłowe WNZ [169]

Ponadto na kształt sygnału rejestrowanego przez przetwornik piezoelektryczny mają wpływ wszystkie procesy fizyczne, jakim sygnały EA ulegają nim dotrą do miejsca pomiaru. Tak więc sygnał uzyskany na wyjściu przetwornika jest sumą sygnałów: pochodzących

od źródła WNZ i sygnałów odbitych, załamanych, wy tłumionych, a także szumów. Dlatego poprawna lokalizacja WNZ w układach izolacyjnych urządzeń elektroenergetycznych wysokiego napięcia nie jest możliwa w oparciu o bezpośrednią analizę przebiegów czasowych sygnałów EA. Na bazie tych założeń wyselekcjonowano szereg deskryptorów, do których można zaliczyć [20, 21, 173]:

- sumę EA ($\sum EA$), określającą liczbę kolejnych amplitud sygnałów przekraczających zadany próg dyskryminacji,
- tempo EA ($EA/\Delta t$) określane na podstawie zliczania amplitud EA przekraczających zadany próg dyskryminacji w zadanym czasie,
- maksymalną amplitudę sygnału U_{\max} określającą największą amplitudę pojedynczego sygnału lub ciągu sygnałów,
- wartość skuteczną (RMS) sygnału EA,
- sumę ($\sum N$) i tempo ($N/\Delta t$) zdarzeń akustycznych, które są zdefiniowane analogicznie do sumy i tempa EA, z tą różnicą, że zliczane są obwiednie sygnałów, a nie pojedyncze impulsy.

Wymienione deskryptory nie umożliwiają jednak lokalizacji miejsca generacji WNZ zaproponowaną metodą elektryczno-akustyczną ani szeroko znanymi metodami przypisywania rozpoznanych form do charakterystycznych źródeł WNZ. Deskryptory te umożliwiają jedynie dokonanie wstępnej oceny wielkości i intensywności występujących WNZ w badanej izolacji [24, 90, 144, 152, 169].

Dynamiczny rozwój układów pomiarowych i nowoczesnych metod przetwarzania sygnałów stał się powodem zmiany sposobu analizowania WNZ mierzonych metodą EA. Do ustalenia wartości opóźnień sygnałów EA, tj. obliczenia czasów: T , t_2 , t_3 w równaniach sferycznych zastosowano kryterium wartości minimalnej określonej z krzywej energii sygnału [66, 114, 116, 117]. Sygnał akustyczny zarejestrowany przez kolejne przetworniki pomiarowe w celu zapisu cyfrowego i dalszej analizy był poddany próbkowaniu przez przetwornik A/C karty pomiarowej. W wyniku tego otrzymano zbiór N dyskretnych próbek sygnału analogowego. Zatem wskazanie minimum krzywej energii jest równoważne z wyznaczeniem takiego j , dla którego odsumiona energia cząstkowa S'_j (6.2) dla próbki j -tej przyjmuje wartość najmniejszą.

Energia cząstkowa S_j próbki j -tej można wyrazić za pomocą zależności (6.1) [114]

$$S_j = \sum_{k=0}^j x_k^2 \quad (6.1)$$

gdzie:

x_k – amplituda k -tej próbki.

Celem odseparowania sygnału cząstkowego S_j od szumu wykorzystano kryterium S'_j wyrażone równaniem (6.2) [114].

$$S'_j = S_j - j\delta = \sum_{k=0}^j x_k^2 - j\delta \quad (6.2)$$

gdzie:

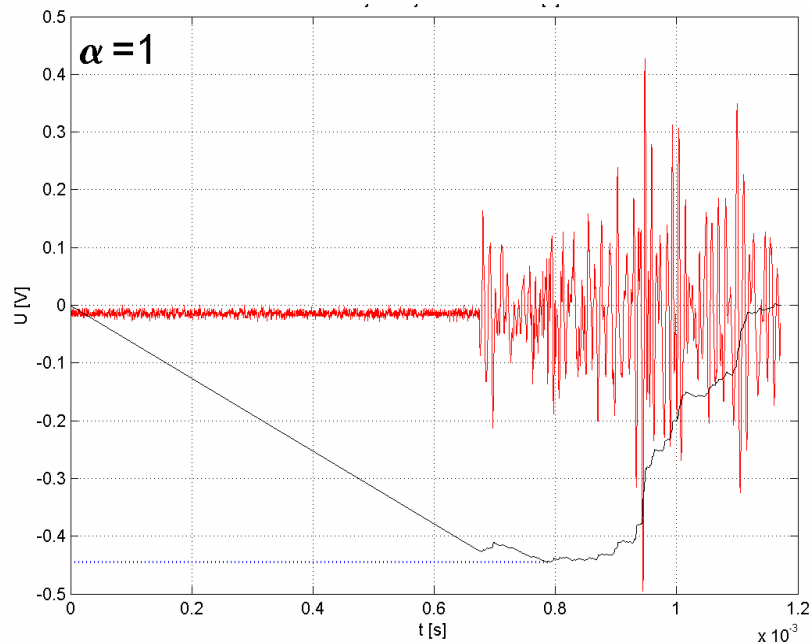
δ – średnia kwadratów energii wszystkich N próbek, którą można wyrazić za pomocą zależności (6.3).

$$\delta = \frac{S_N}{\alpha \cdot N} \quad (6.3)$$

gdzie:

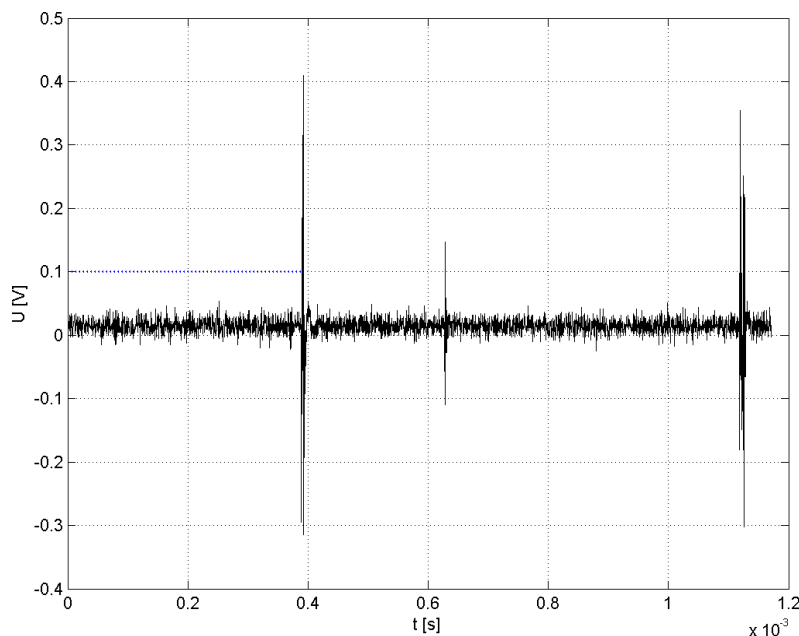
α – współczynnik poprawkowy.

W pracach [66, 114, 116, 117] współczynnik poprawkowy α wykorzystywany do strojenia opisanej metody jest równy jedności, jednak na podstawie własnych badań nad dostosowaniem tego kryterium do prezentowanych obliczeń zastosowano zmodyfikowaną wartość $\alpha = 2,5$. Taka wartość współczynnika poprawkowego znacznie zwiększyła dokładność uzyskiwanych wyników. W celu zweryfikowania poprawności zastosowania wybranego kryterium, zamocowano jeden przetwornik pomiarowy na ścianie kadzi modelującej w odległości 0,4 m od źródła WNZ, a następnie wygenerowano WNZ. Zarejestrowany przez przetwornik pomiarowy sygnał EA oraz zarejestrowany elektryczny sygnał z cewki Rogowskiego poddano analizie w dziedzinie czasu. Na rys. 6.2 kolorem czerwonym wykreślono przebieg sygnału akustycznego, kolor czarny reprezentuje krzywą energii dla proponowanego w literaturze współczynnika $\alpha = 1$ [66, 116, 117, 114], natomiast przerywana niebieska linia wskazuje wyliczone minimum. Czas wyznaczony na podstawie wartości minimalnej obwiedni energii sygnału wyniósł $t = 786 \mu\text{s}$.



Rys. 6.2 Sposób wyznaczania czasu opóźnienia sygnału akustycznego (kolor czerwony) i jego krzywej energii (kolor czarny) dla $\alpha = 1$

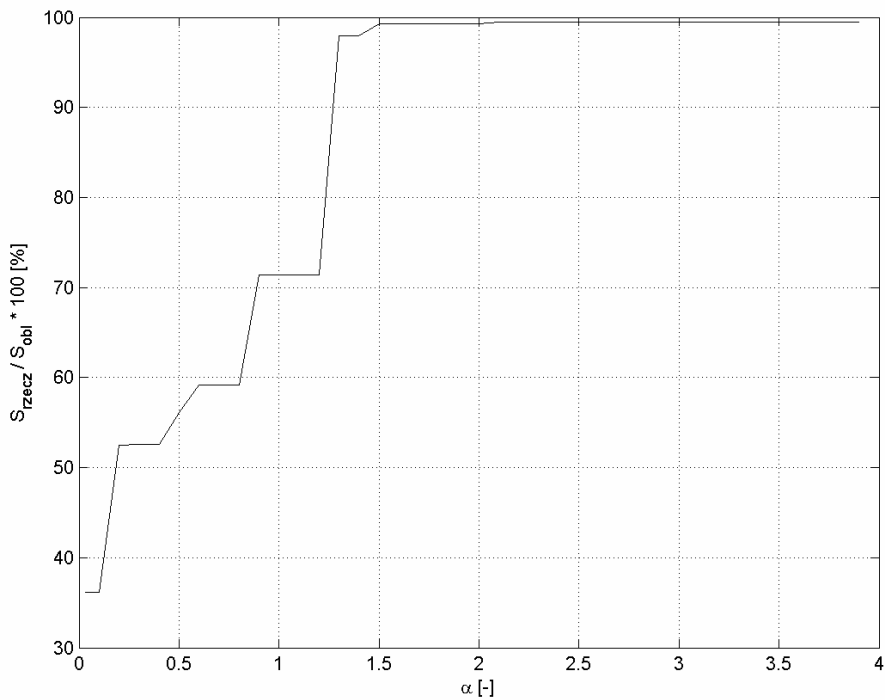
Przeliczając wyznaczony czas dla $\alpha = 1$ pomniejszony o czas odniesienia odczytany z charakterystyki czasowej cewki dla tego samego pomiaru (rys. 6.3), uzyskano opóźnienie sygnału EA z przetwornika równe $\Delta t = 396 \mu\text{s}$.



Rys. 6.3 Przykładowy przebieg czasowy zarejestrowanego sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego

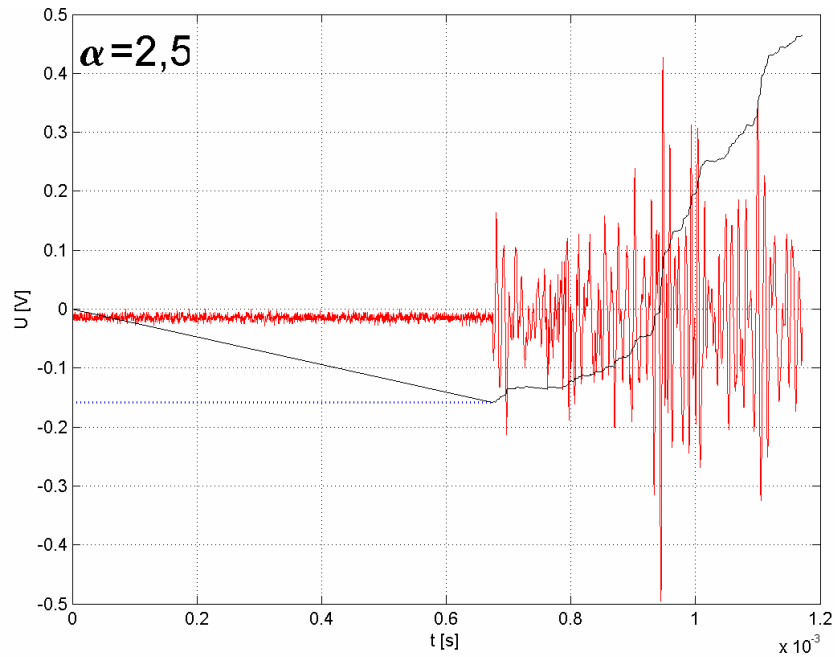
W takim czasie sygnał EA może pokonać w oleju transformatorowym drogę równą 0,55 m. Pamiętając, że dystans rzeczywisty wynosił 0,4 m. Wynik 0,55 m należy odrzucić jako niepoprawny. Dlatego przeprowadzono analizę wpływu wartości współczynnika α na

otrzymywane wyniki lokalizacji WNZ. Zmieniano wartość współczynnika α w zakresie od 0,1 do 4 ze skokiem 0,1 wyznaczając każdorazowo wartość energii minimalnej sygnałów i tym samym określając czas opóźnienia. Rys. 6.4 przedstawia na osi odciętych kolejne wartości współczynnika α , natomiast na osi rzędnych umieszczono procentowe wartości ilorazu odległości rzeczywistej (S_{rzecz}) i obliczonej (S_{obl}).



Rys. 6.4 Charakterystyka zależności uzyskanych wyników od wartości współczynnika α

Dla $\alpha = 1$ algorytm wyznaczał minimum krzywej energii z 72% dokładnością, natomiast dla $\alpha \geq 2,2$ precyzja pozostawała na stałym poziomie równym 98,7 %. W związku z tak znacznym wpływem współczynnika α na uzyskiwane wartości minimum krzywych energii sygnałów, do przeprowadzenia dalszych obliczeń przyjęto wartość $\alpha = 2,5$. Przykład wyznaczenia wartości opóźnienia czasowego dla przebiegu w dziedzinie czasu sygnału EA zilustrowanego na rys. 6.2, z przyjętym współczynnikiem $\alpha = 2,5$ przedstawiono na rys. 6.5.



Rys. 6.5 Sposób wyznaczania czasu opóźnienia sygnału akustycznego (kolor czerwony) i jego krzywej energii (kolor czarny) dla $\alpha=2,5$

Podobnie jak w poprzednim przypadku przeliczając czas rejestracji WNZ na podstawie czasu wyznaczonego z minimum krzywej energetycznej sygnału z rys. 6.5, dla $\alpha = 2,5$, pomniejszonego o czas odniesienia odczytany z charakterystyki czasowej sygnału z cewki dla tego samego pomiaru (rys. 6.3), uzyskano opóźnienie sygnału przetwornika równe $\Delta t = 284 \mu\text{s}$. Przeliczając jego wartość na długość drogi, jaką sygnał EA może pokonać w oleju transformatorowym, otrzymano $s = 39,5 \text{ cm}$, co daje akceptowalną dokładność określenia czasu opóźnienia sygnału EA wynoszącą 98,7 %.

6.2. Analiza czasowo-częstotliwościowa

Bardzo istotnym czynnikiem przy lokalizacji WNZ jest odpowiednie dobranie wartości prędkości rozchodzenia się fali EA w badanym układzie. Jej wartości są bardzo zróżnicowane w zależności od ośrodka propagacji i jej prawidłowe oszacowanie może mieć znaczący wpływ na poprawność uzyskiwanych wyników. Ośrodkiem występującym wewnątrz kadzi transformatora, a mającym najmniejszą prędkość rozchodzenia się fali EA, jest olej (1390 m/s [169]). Jest to podstawowy ośrodek propagacji dla sygnałów EA, które generowane są przez WNZ wewnątrz kadzi. Dla stali, z której wykonana jest kadź, prędkość rozchodzenia się fal EA wynosi 5830 m/s [169]. W tym samym czasie sygnał akustyczny

może przebyć czterokrotnie dłuższą drogę poprzez konstrukcję stalową niż przez olej transformatorowy.

Drugim bardzo ważnym parametrem wpływającym na poprawność interpretacji wyników jest współczynnik tłumienia fali akustycznej opisujący utratę części energii w skutek absorpcji lub rozpraszania. Jego wartość w dużym stopniu zależy od rodzaju materiału. Dielektryki o niskim współczynniku sprężystości (np. preszpan, bakelit) mają wartość współczynnika tłumienia o około jeden rząd wyższą niż dla stali (od $5 \cdot 10^{-2}$ dB·MHz/cm do $5 \cdot 10^{-1}$ dB·MHz/cm). Amplitudy sygnałów akustycznych przenikających przez przegrody wykonane z dielektryków o najwyższych współczynnikach tłumienia są o około połowę mniejsze niż w przypadku rozchodzenia się fal tylko w oleju [169].

Na podstawie przebiegów czasowych i wyników analizy z wykorzystaniem krzywej energii sygnału akustycznego nie można uzyskać informacji o drodze propagacji sygnałów EA i o rodzaju źródła WNZ. W związku z tym podjęto próbę określenia wpływu parametrów drogi propagacji na wyniki analizy czasowo-częstotliwościowej z wykorzystaniem przekształcenia STFT (ang. *Short-Time Fourier Transform*) [134, 148, 208].

Metodą łączącą czas wystąpienia zmiany w analizowanym sygnale EA z jego widmem częstotliwościowym jest przekształcenie czasowo-częstotliwościowe. Transformata STFT umożliwia łączną czasowo-częstotliwościową dekompozycję analizowanego sygnału, czyli prezentację zmian amplitud (mocy, energii), częstotliwości i fazy chwilowej. Przekształcenie czasowo-częstotliwościowe wyrażane jest poprzez reprezentację parametrów typu czas-częstotliwość lub skala-częstotliwość. Podczas analizy czasowo-częstotliwościowej chwilowe przebiegi widm sygnału są estymowane na podstawie kolejnych skończonych w czasie fragmentów analizowanego sygnału [134, 208].

Podstawową cechą przekształcenia STFT jest możliwość analizy widmowej wykonywanej nie dla całego zarejestrowanego sygnału, ale dla wyselekcjonowanego okna przesuwanego się w czasie. Zmiana rozdzielczości w dziedzinie czasowej jest uzyskiwana poprzez zmianę szerokości okna analizującego. Wpływa to w odwrotny sposób na rozdzielczość w dziedzinie częstotliwości. Czasowo-częstotliwościowa rozdzielczość jest ściśle związana z zasadą nieoznaczoności Heisenberga, mówiącą o tym, że zmiana długości okna przetwarzania sygnału nie wpływa na zmianę jego powierzchni. Zwiększenie rozdzielczości w dziedzinie czasu wpływa na zmniejszenie rozdzielczości w dziedzinie częstotliwości. Przy zastosowaniu szerokiego okna analizującego $h(t)$ możliwe jest uzyskanie dużej rozdzielczości w dziedzinie częstotliwości. Natomiast wykorzystanie

wąskiego okna powoduje zwiększenie rozdzielczości w dziedzinie czasu. Przy zastosowaniu STFT nie można uzyskać jednocześnie wysokiej rozdzielczości w dziedzinie czasu i częstotliwości [19, 31, 186, 208]. Przekształcenie STFT można zapisać za pomocą zależności (6.4).

$$STFT(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot h^*(t - \tau) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (6.4)$$

gdzie:

$h(t)$ – funkcja okna analizującego,

τ – przesunięcie czasowe w obszarze okna $h(t)$ liczone względem jego środka,

$x(t)$ – przebieg czasowy sygnału,

f – częstotliwość,

t – czas,

*

– sprzężenie funkcji zespolonej [19, 207, 208]

STFT pozwala na zmianę jednowymiarowego sygnału czasowego na dwuwymiarową przestrzeń w dziedzinach czas-częstotliwość (t, f). Wykorzystując przekształcenie STFT można stosować różne typy okien obserwacyjnych, które różnią się między sobą szerokością w dziedzinie częstotliwości, poziomem listków bocznych względem listka głównego, a także nachyleniem charakterystyki poza pasmem przenoszenia. Najczęściej wykorzystywane są następujące typy okien: Hamminga, Hanninga, Blackmana, Kaisera-Bessela, prostokątne, trójkątne. Ich szczegółową charakterystykę, przebiegi i parametry je opisujące przedstawiono m.in. w pracach [133, 140]. W obliczeniach wykonanych w ramach niniejszej pracy zastosowano okno czasowe Hamminga, które najczęściej wykorzystywane jest do analizy przebiegów szybkozmiennych [14, 133]. Funkcja opisująca wykorzystane okno Hamminga została opisana zależnością (6.5):

$$h(t) = 0,54 - 0,46 \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{t}{T}\right) \quad \text{dla } 0 < t < T. \quad (6.5)$$

Wykonując analizę STFT należy zwrócić uwagę na kształt elementarnej komórki, który może ulec zmianie w wyniku zmiany parametrów okna analizującego. Rezultaty analizy zarejestrowanych sygnałów EA można przedstawić za pomocą spektrogramów SPEC (t, f), których wartość jest obliczana jako kwadrat modułu STFT (6.6).

$$SPEC(t, f) = |STFT(t, f)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot h^*(t - \tau) \cdot e^{-j2f\tau} d\tau \right|^2 \quad (6.6)$$

Wyznaczanie spektrogramu $SPEC(t, f)$ daje możliwość analizy zmian widmowej gęstości mocy w czasie. Sygnałom dyskretnym zapisanym w postaci cyfrowej odpowiada dyskretny spektrogram $SPEC(n, k)$, który wyrażony jest zależnością [208] (6.7):

$$SPEC(n, k) = |STFT(n, k)|^2 = \left| \sum_{i=-\frac{N}{2}+1}^{\frac{N}{2}} h(i) \cdot x(n+i) \cdot e^{-j\frac{2\pi ik}{N}} \right|^2 = \left| \sum_{i=1}^{N-1} x_n(i) \cdot H_N^{i+k} \right|^2, \quad (6.7)$$

gdzie:

$STFT(n, k)$ – dyskretna postać krótko czasowego przekształcenia Fouriera,

n – dyskretna postać czasu,

k – dyskretna wartość częstotliwości,

N – długość sekwencji danych związanych z dyskretyzacją częstotliwości,

$x_n(i)$ – fragment sygnału $x(n)$ wycięty z przebiegu przez okno analizujące $h(i)$

$$H_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}} \quad [29].$$

Spektrogramy sygnałów EA zarejestrowane zastosowanymi przetwornikami pomiarowymi zostały wyznaczone dla częstotliwości próbkowania $f_p = 2,56$ MHz w przedziale czasowym 20 ms i dla długości okna analizującego $L = 256$ próbek, przy założeniu nie nakładania się kolejnych okien. Przyjęcie takich parametrów umożliwiło wyznaczenie spektrogramów o wymiarach 40 x 128 punktów, co odpowiada rozdzielczości czasowej $\Delta t = 0,05$ ms i częstotliwości $\Delta f = 10$ kHz.

Analizę czasowo-częstotliwościową zastosowano w celu oceny wyników pomiarowych uzyskanych metodą EA podczas lokalizacji źródeł WNZ.

7. Charakterystyka układów pomiarowych zastosowanych do lokalizacji wyładowań niezupełnych

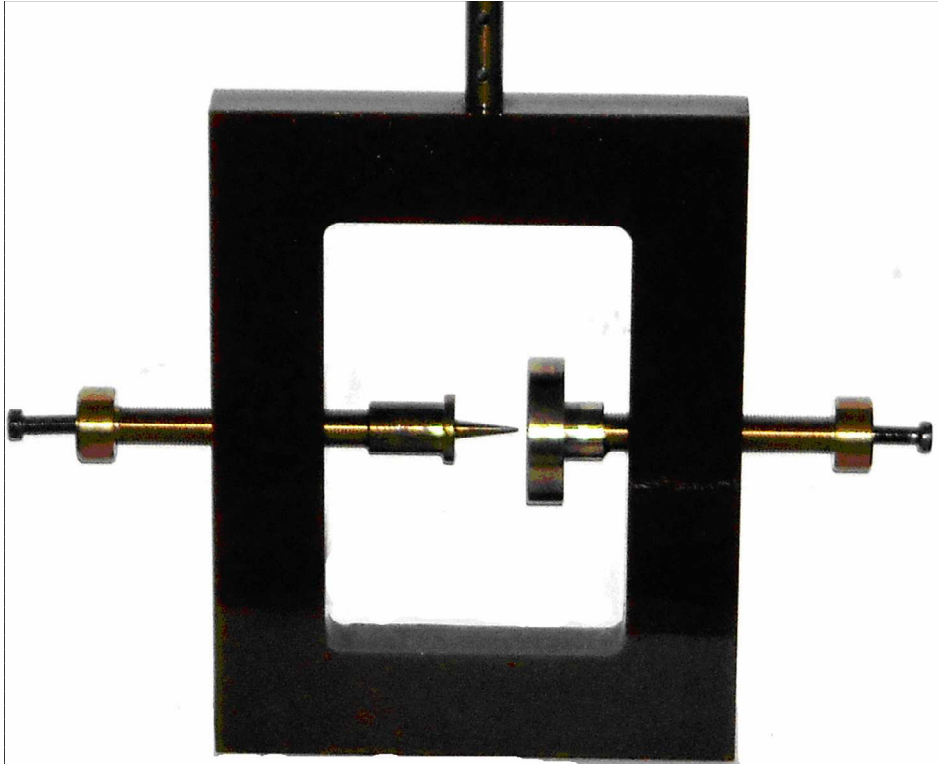
Badania laboratoryjne przeprowadzono w dwóch etapach. Pierwszy z nich dotyczył lokalizacji WNZ w modelu kadzi wypełnionej jedynie olejem transformatorowym, w której został umieszczony układ wyładowczy. Pomiary wykonywano zmieniając miejsce generacji WNZ, jak również dla różnych lokalizacji przetworników pomiarowych. W drugim etapie do badanej kadzi wprowadzano materiały modelujące różne drogi propagacji fali akustycznej. Pomiary wykonano dla tych samych położeń źródła generacji WNZ i miejsc zamocowania przetworników jak w pierwszym etapie badań.

Uzyskane wyniki pomiarowe poddano analizie w dziedzinie czasu, w celu określenia lokalizacji źródła WNZ i analizie w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej, aby określić wpływ drogi propagacji fali EA na uzyskane przebiegi spektrogramów

7.1. Iskiernik modelujący wyładowania niezupełne typu ostrze-płyta w oleju

Dla potrzeb badań laboratoryjnych skonstruowano szereg układów iskierników modelujących podstawowe formy WNZ, które scharakteryzowano w rozdz. 3.1. W prezentowanej pracy wykorzystano iskiernik ostrze-płyta umożliwiający modelowanie Klasy 3 WNZ, która odpowiada defektom związanym z wyładowaniem między uszkodzoną izolacją uzwojenia transformatora a częściami płaskimi będącymi na potencjale ziemi (części jarzma, rdzenia, kadzi, ekranów itp.). Układ wyładowczy został wybrany na podstawie przeprowadzonych wstępnych badań laboratoryjnych, których celem było wybranie typu iskiernika odwzorowującego w sposób optymalny miejsce generacji WNZ.

Na podstawie informacji zawartych w publikacjach [17, 24, 166] zaprojektowano, a następnie zbudowano iskiernik modelujący Klasę 3 WNZ (rys. 7.1).



Rys. 7.1 Wygląd ogólny iskiernika ostrze-płyta, który wykorzystano podczas badań laboratoryjnych

Wykonany układ modelujący umożliwia płynną regulację odległości między elektrodami w zakresie od 0 mm do 2 cm i generację WNZ o ładunku pozornym o wartości od kilku do około 800 pC. Obie elektrody zostały wykonane z mosiądzu. Wymiary zastosowanych elektrod były następujące:

- dla elektrody ostrzowej: długość ostrza 40 mm, średnica ostrza przy wierzchołku 0,2 mm, kąt krzywizny 20° , podstawa kołowa o średnicy 18 mm;
- dla elektrody płaskiej wykonanej w formie walca: średnica 39 mm, grubość wraz z mocowaniem 19,5 mm.

7.2. Układ do automatycznej regulacji i pomiaru napięcia zasilającego badany iskiernik typu ostrze-płyta

W celu generacji WNZ do elektrody ostrzowej zostało podłączone wysokie napięcie o wartości skutecznej około 10 kV, a elektroda płaska została uziemiona. Źródłem wysokiego napięcia był jednofazowy transformator probierczy typu TP60 o przekładni znamionowej $\vartheta = 220/60.000$ V/V, który poprzez rezystor wodny zasilął iskiernik modelujący WNZ. W celu regulacji wartości skutecznej napięcia transformator TP60 (rys. 7.2a), został podłączony do pulpitu sterowniczego wyposażonego w autotransformator (rys. 7.2b).

a)

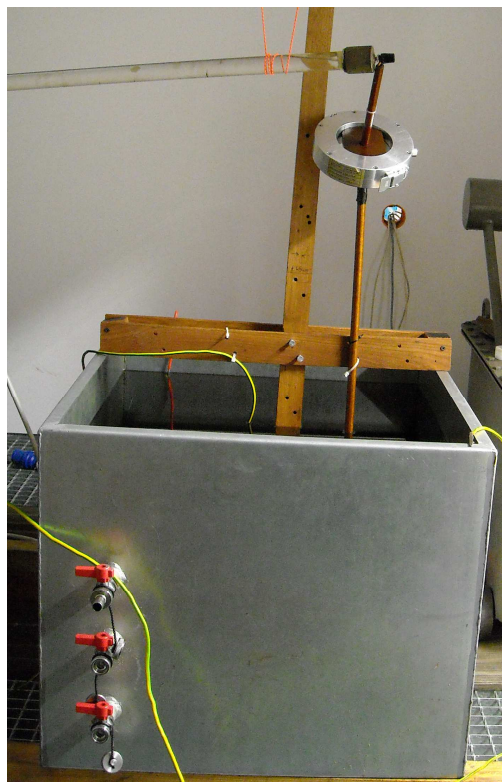


b)



Rys. 7.2 Układ zasilający iskiernik modelujący WNZ, gdzie:
a) transformator probierczy, b) pulpit sterujący.

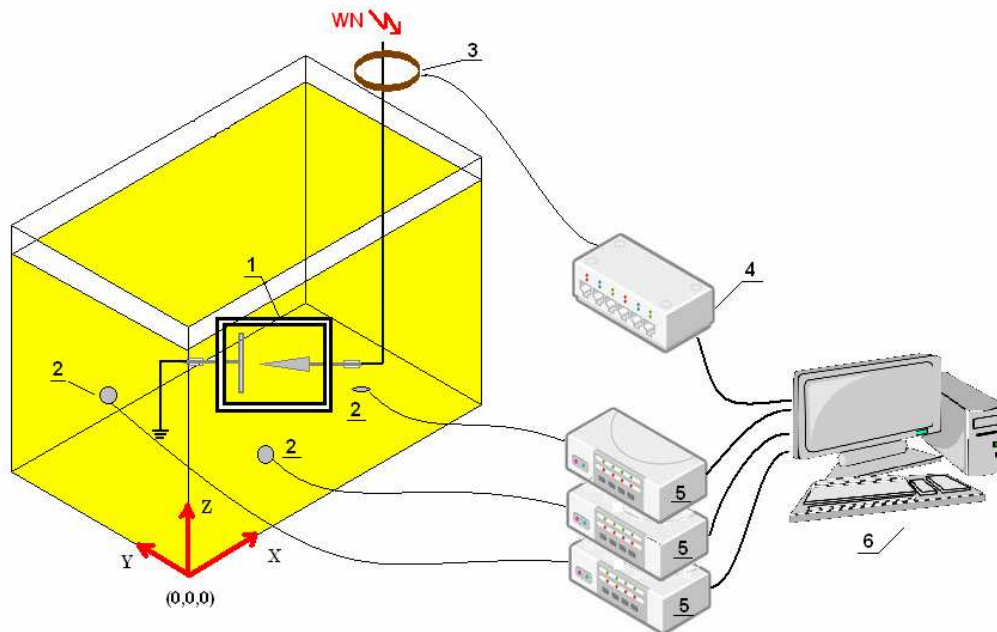
Podczas pomiarów wykonywanych w warunkach laboratoryjnych zaproponowany iskiernik umieszczono w modelu stalowej kadzi o następujących wymiarach geometrycznych (długość \times szerokość \times wysokość): 80 cm \times 60 cm \times 50 cm (rys. 7.3).



Rys. 7.3 Model kadzi transformatorowej wypełniona olejem transformatorowym z umieszczonym wewnątrz iskiernikiem modelującym WNZ

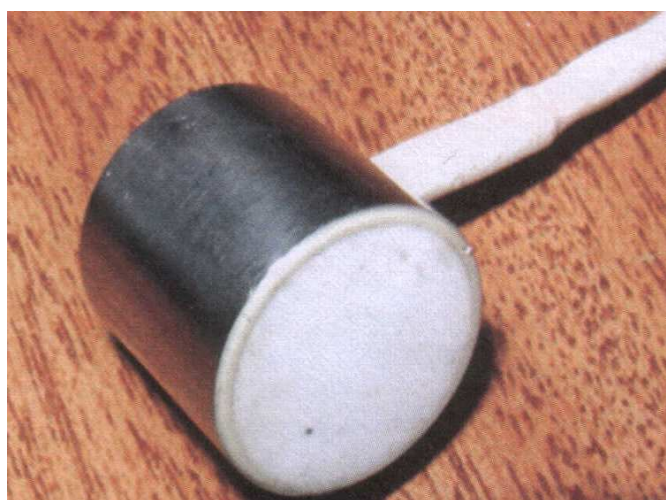
7.3. Charakterystyka układu do pomiaru i analizy sygnałów emisji akustycznej

Właściwy dobór elementów toru do pomiarów sygnałów EA generowanych przez WNZ jest jednym z podstawowych czynników wpływających na poprawność uzyskiwanych wyników pomiarowych [49, 143, 152]. Na podstawie prac badawczych dotyczących doskonalenia metody EA, w zastosowaniu do oceny stanu technicznego układów izolacyjnych, prowadzonych od 1975 r. na Politechnice Opolskiej wynika, że zakres dominujących częstotliwości sygnałów EA generowanych przez podstawowe formy WNZ, jest w przedziale od 20 kHz do 700 kHz [12, 14, 16, 20, 24, 28]. Pasma to warunkuje dobór poszczególnych elementów toru pomiarowego, a w szczególności przetworników pomiarowych, filtrów pasmowych, wzmacniaczy pomiarowych oraz urządzeń rejestrujących. Czynnikiem wpływającym na poprawność uzyskiwanych wyników jest dobranie odpowiedniego pasma częstotliwościowego przetworników pomiarowych i częstotliwości próbkowania przetwornika A/C karty pomiarowej. Dodatkowo wybrana aparatura powinna być odporna na zakłócenia zewnętrzne o charakterze elektromagnetycznym i akustycznym [21, 75, 142]. Do rejestracji sygnałów EA i elektrycznych, które zastosowano do lokalizacji miejsc generacji WNZ zastosowano tor pomiarowy, którego schemat poglądowy przedstawiono na rys. 7.4.



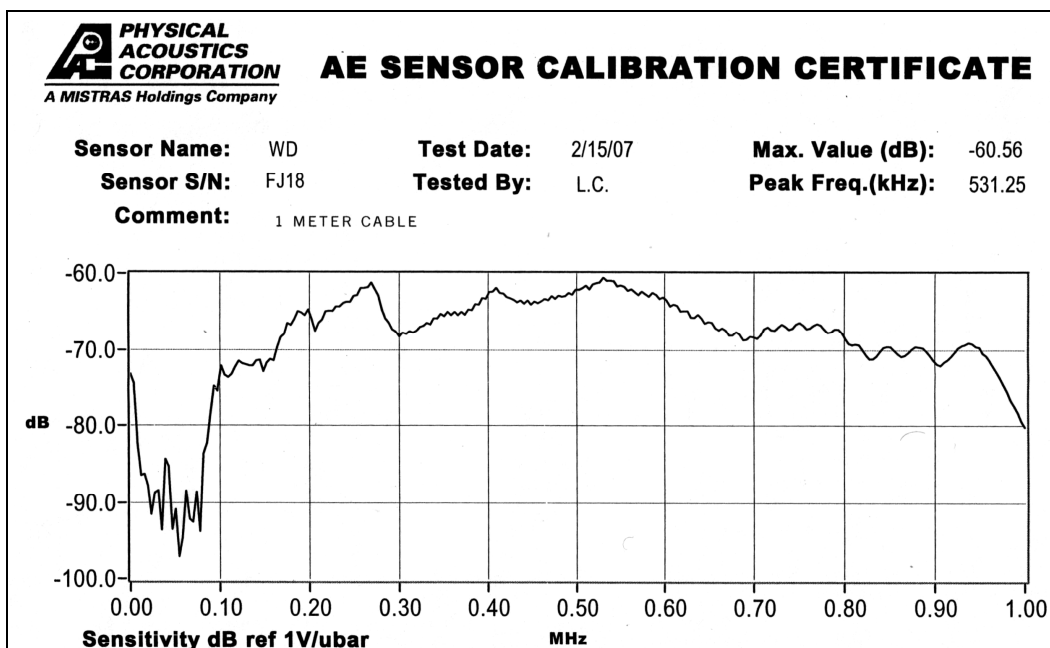
Rys. 7.4 Schemat poglądowy układu do lokalizacji WNZ mierzonych metodą EA
1 – układ generacji WNZ, 2 – piezoelektryczne przetworniki pomiarowe, 3 – cewka Rogowskiego,
4 – integrator, 5 – wzmacniacze, 6 – komputer z kartą pomiarową, WN – wysokie napięcie z transformatora
probierczego

WNZ generowano w iskierniku modelującym typu ostrze-płyta. Sygnały EA rejestrowano za pomocą trzech piezoelektrycznych przetworników pomiarowych zamocowanych na trzech zewnętrznych ścianach kadzi. Natomiast sygnały elektryczne towarzyszące generacji WNZ były rejestrowane przez cewkę Rogowskiego, która została zamocowana na przewodzie wysokiego napięcia zasilającym iskiernik modelujący WNZ. Podczas pomiarów zastosowano przetworniki piezoelektryczne stykowe typu WD AH 17, firmy Physical Acoustics Corporation (PAC). Charakteryzują się one wysoką czułością ($55 \text{ dB} \pm 1,5 \text{ dB}$ w odniesieniu do V/ms-1) i stosunkowo szerokim pasmem przenoszenia od 100 kHz do 1 MHz przy maksymalnym spadku amplitudy równym $\pm 10 \text{ dB}$ (rys. 7.5).



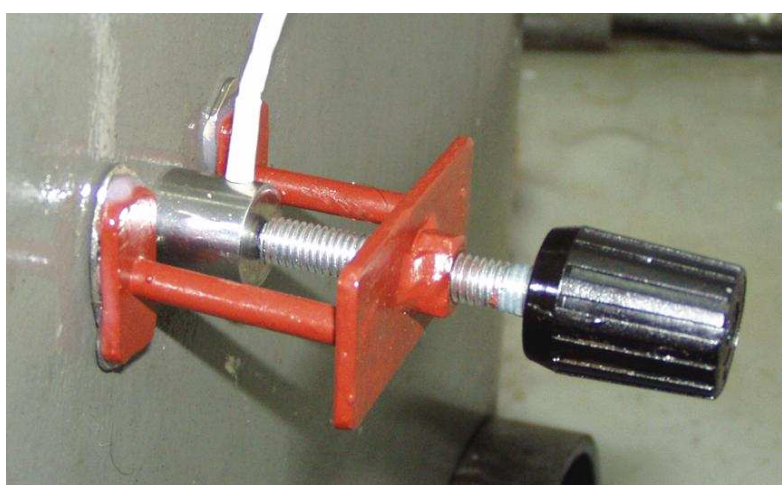
Rys. 7.5. Szerokopasmowy przetwornik stykowy typu WD AH 17 firmy PAC

Przetworniki WD AH 17 posiadają różnicowy układ pomiarowy, który zapewnia odseparowanie od sprzężeń elektromagnetycznych związanych z występowaniem pól elektromagnetycznych o dużym natężeniu [137]. Na rys. 7.6 przedstawiono charakterystykę przenoszenia widma amplitudowego przetwornika WD, która ma praktycznie płaski przebieg w paśmie wykorzystywanym do pomiarów EA od WNZ.



Rys. 7.6 Charakterystyka przenoszenia przetwornika WD AH 17 firmy PAC [138]

Wykorzystane przetworniki pomiarowe należą do grupy przetworników stykowych, dlatego w celu przymocowania przetworników do kadzi transformatora wykorzystano uchwyty magnetyczne, których konstrukcję przedstawiono na rys. 7.7. Uchwyty są wyposażone w śruby dociskowe, które pozwalają na płynną regulację docisku przetwornika do kadzi. Ponadto powierzchnię styku przetwornika z kadzią wypełniono towotem [168], co spowodowało wyeliminowanie „poduszek powietrznych”, zapewniając stałą powierzchnię styku i tym samym stałe oraz powtarzalne warunki pomiarowe. Towot został wybrany na podstawie wcześniejszych badań prowadzonych w Instytucie Elektroenergetyki Politechniki Opolskiej [24].



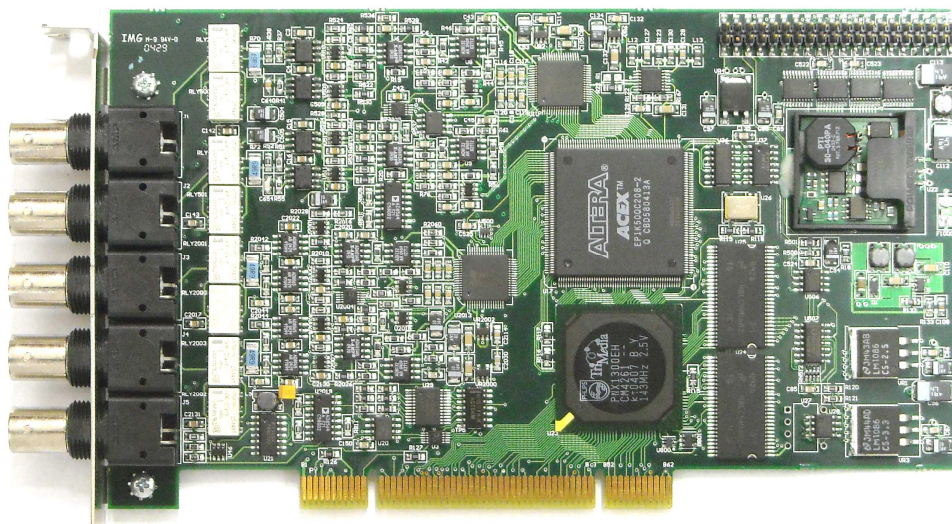
Rys. 7.7 Uchwyt magnetyczny mocujący przetwornik do kadzi

Rejestrowane przez przetworniki pomiarowe sygnały EA były wzmocnione i filtrowane za pomocą trzech różnicowych wzmacniaczy pomiarowych AE SIGNAL CONDITIONER (AESC) firmy AE System. Widok jednego z trzech zastosowanych wzmacniaczy został zaprezentowany na rys. 7.8.



Rys. 7.8 Widok płyty czołowej wzmacniacza AESC firmy AE System

Wzmacniacze AESC zapewniają stałą wartość wzmocnienia, która wynosi odpowiednio: 40 dB dla układu różnicowego i 34 dB dla układu z pojedynczym wejściem (przy czym drugie wejście jest zwarte do masy, jako że omawiane wzmacniacze mogą pracować z przetwornikami jedno- lub dwuprzewodowymi). Pasmo przenoszenia wzmacniaczy AESC jest w zakresie od 0 Hz do 1,5 MHz. Jednakże układ filtrujący, w który są wyposażone, ogranicza ten zakres do przedziału (16 – 700) kHz. Możliwość wystąpienia sygnałów zakłócających w dolnym i górnym paśmie częstotliwości wpłynęła na konieczność zastosowania ww. układu filtrującego. Ponadto stosując częstotliwość górnego odcięcia 700 kHz wyeliminowano zjawisko aliasingu [42, 106, 177]. Do rejestracji sygnałów EA zastosowano czterokanałową kartę pomiarową CH-3160 firmy Acquitek (rys. 7.9).



Rys. 7.9 Widok karty pomiarowej CH-3160 firmy Acquitek

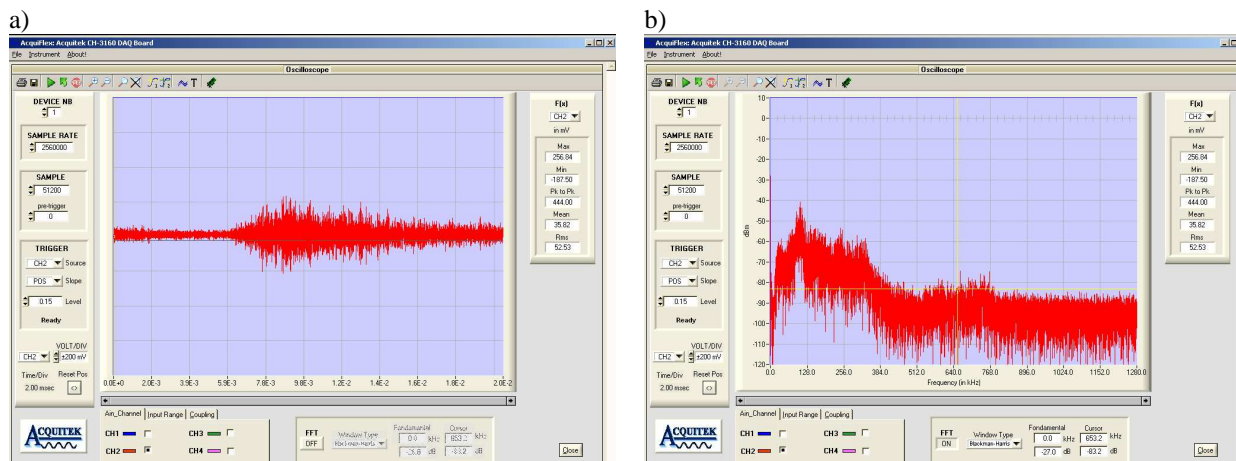
Karta CH-3160 jest wyposażona w pięć wejść zakończonych gniazdami typu BNC, w tym cztery z nich służą do pomiarów, a piąte do dodatkowej zewnętrznej synchronizacji lub wyzwalania. W zależności od liczby wykorzystanych kanałów wejściowych, karta umożliwia próbkowanie z częstotliwością do 40 MHz. Jeżeli rejestrowane są sygnały przy wykorzystaniu tylko jednego kanału, wówczas częstotliwość próbkowania jest równa 40 MHz. Natomiast w przypadku wykorzystania wszystkich czterech kanałów pomiarowych maksymalna częstotliwość próbkowania wynosi 10 MHz. Karta posiada siedem nastawnych poziomów sygnałów wejściowych, tj.: ± 50 mV, ± 100 mV, ± 200 mV, ± 500 mV, ± 1 V, ± 2 V, ± 5 V. Rozdzielczość karty wynosi 12 bitów, a maksymalna amplituda mierzonych sygnałów ± 12 V. W przeprowadzonych pomiarach wykorzystywano dwa zakresy pomiarowe: ± 200 mV i ± 500 mV. Impedancja wejściowa karty jest regulowana i wynosi odpowiednio: 50Ω i $1 \text{ M}\Omega$ [139]. Ponadto za pomocą dedykowanego oprogramowania istnieje możliwość wykorzystania dowolnego z kanałów jako tzw. triggera. W ten sposób można wyzalać pomiary bezpośrednio po przekroczeniu przez mierzone sygnały zadanego poziomu. Autor zaproponował, aby jako sygnał wyzwalający zastosować impuls prądowy z cewki Rogowskiego.

W celu wizualizacji uzyskiwanych wyników pomiarowych zastosowano dedykowane oprogramowanie AcquiFlex, które:

- służyło do szybkiej konfiguracji parametrów karty pomiarowej,
- umożliwiała wizualizację, rejestrację oraz analizę czasową i częstotliwościową sygnałów bezpośrednio w czasie wykonywania pomiarów.

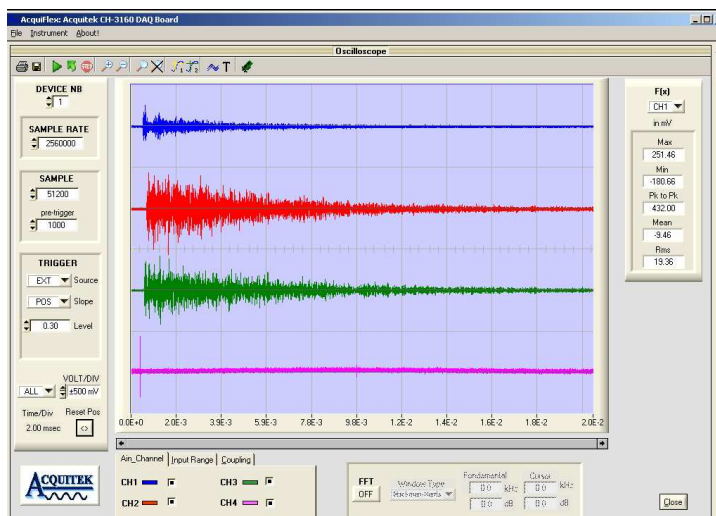
Jak już zostało to zasygnalizowane, program AcquiFlex posiada możliwość prezentacji przebiegów czasowych zarejestrowanych pomiarów i odpowiadających im widm częstotliwościowych. Widok przykładowego okna programu dla jednego z kanałów pomiarowych został przedstawiony na rys. 7.10.

Aplikacja umożliwia wybór liczby rejestrowanych próbek, częstotliwości próbkowania, liczby rejestrowanych sygnałów, zakresu sygnału wejściowego i kanału rozpoczynającego pomiar (triggera).



Rys. 7.10 Widok głównego ekranu programu AcquiFlex
a) przebieg czasowy, b) widmo gęstości mocy

Wizualizacja zarejestrowanych sygnałów jest wykonywana równocześnie dla wszystkich wykorzystanych kanałów pomiarowych, a wyniki są prezentowane w jednym wspólnym oknie. Przykładową rejestrację przedstawiono na rys. 7.11, gdzie pierwsze trzy sygnały pochodzą od przetworników akustycznych, natomiast czwarty sygnał od cewki Rogowskiego.



Rys. 7.11 Widok ekranu programu AcquiFlex z przebiegami czasowymi rejestrowanych sygnałów EA od WNZ i sygnałem elektrycznym z wykorzystaniem czterech kanałów pomiarowych

Dzięki takiej wizualizacji uzyskiwanych przebiegów istnieje możliwość szybkiego oszacowania uzyskiwanych rezultatów, porównanie przesunięć czasowych między kolejnymi rejestrowanymi sygnałami w dziedzinie czasu.

Pomiary wykonywane za pomocą karty CH-3160 z dedykowanym jej oprogramowaniem AcquiFlex umożliwiają prezentację rejestrowanych sygnałów w trybie ciągłym. Natomiast przechodząc w tryb triggera możliwa jest prezentacja jedynie tych przebiegów, których amplitudy przekroczyły zadany próg pomiarowy. Dodatkową funkcją jest pre-trigger, która pozwala na rejestrację zadanej liczby próbek bezpośrednio przed wystąpieniem zadanego sygnału progowego. Ponadto program AcquiFlex wyposażony jest w panel, za pomocą którego można wyznaczyć następujące wartości: minimalną, maksymalną, skuteczną, średnią, a także wartość wskazaną kursorem przez użytkownika. Kartę pomiarową i dedykowane jej oprogramowanie zostały zainstalowane na komputerze klasy PC z 64-bitowym procesorem, 3 GHz zegarem taktującym i 2 GB pojemności pamięci operacyjnej. Długość zapisywanego sygnału do pliku jest wybierana programowo i zależy od częstotliwości próbkowania i liczby próbek. Dane są zapamiętywane we wskazanym przez użytkownika pliku o rozszerzeniu *.asc. Po konwersji do formatu *.txt, pliki mają postać jednej kolumny i n_w wierszy, przy czym n_w jest wartością zadeklarowaną w programie AcquiFlex jako liczba próbek.

Mając na uwadze zakres dominujących częstotliwości sygnałów EA generowanych przez podstawowe formy WNZ, tj. (20 – 700) kHz i uwzględniając twierdzenie Shannona-Kotelnikowa, mówiące o efekcie wzajemnego nakładania się okresowo powtarzających widm sygnałów, podczas pomiarów przyjęto częstotliwość próbkowania $f_p = 2,56$ MHz przy 12-to bitowej rozdzielczości przetworników A/C. Dzięki zastosowaniu filtra pasmowego o górnej granicy odcięcia $f_g = 700$ kHz, został spełniony warunek Nyquista o zwielokrotnieniu częstotliwości próbkowania sygnału analizowanego (7.1).

$$f_p > f_{\max} \quad (7.1)$$

gdzie:

f_p – częstotliwość próbkowania,

f_{\max} – maksymalna spodziewana częstotliwość występująca w widmie próbkowanego sygnału.

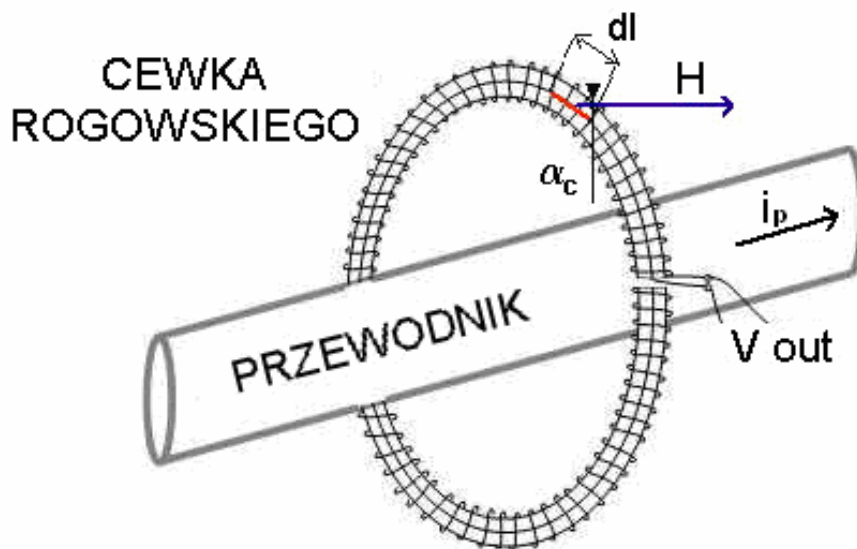
Aby móc analizować sygnały EA występujące w czasie jednego pełnego okresu napięcia zasilającego (20 ms) rejestrowano 51200 próbek z częstotliwością próbkowania

$f_p = 2,56$ MHz. Tak dobrane parametry sygnałów EA pozwoliły na rejestrację zarówno sygnałów docierających bezpośrednio od źródła WNZ do przetworników pomiarowych, jak i obserwację sygnałów odbitych od pozostałych ścian kadzi. Przyjmując, że dla badanej kadzi najdłuższa droga propagacji, stanowiąca odległość jej przeciwległych ścian, wynosi 80 cm i zakładając, że ośrodkiem propagacji jest olej transformatorowy o najmniejszej prędkości rozchodzenia się fali EA wynoszącej 1390 m/s [169], można stwierdzić, że zaproponowane okno czasowe o długości 20 ms jest wystarczające do prowadzenia analiz badanych zjawisk.

7.4. Charakterystyka układu detekcji sygnałów elektrycznych

Ze względu na to, że sygnały elektryczne są wielokrotnie szybsze od akustycznych, można przyjąć, że sygnał pochodzący od cewki Rogowskiego wyznacza rzeczywisty moment wystąpienia WNZ, czyli jest sygnałem odniesienia dla wyznaczenia czasu propagacji T . Sygnał pochodzący od cewki Rogowskiego nie jest wykorzystywany jako sygnał pomiarowy, a jedynie jako impuls prądowy wyzwalający trigger karty pomiarowej.

Cewki Rogowskiego są bardzo uniwersalnymi przyrządami pomiarowymi stosowanymi jako przetworniki strumienia magnetycznego lub indukcji magnetycznej. Współczesne rozwiązania technologiczne cewek zarówno pod względem nawijania, ekranowania lub filtrowania sygnałów są objęte licznymi patentami technologicznymi. Cewki Rogowskiego najczęściej zbudowane są z rdzenia wykonanego z materiału izolacyjnego mniej lub bardziej elastycznego, na którym precyzyjnie są nawinięte uzwojenia z cienkiego izolowanego drutu. Końcówki drutu nawojowego schodzą się bifilarnie w środku rdzenia [101, 154, 156, 158, 178, 179]. Zasada działania cewki opiera się na prawie Ampera, którego założenia zilustrowano na rys. 7.12. Cewka wykrywa pole magnetyczne w przestrzeni wokół przewodnika, na którym się znajduje. Prawo Ampera opisuje relację między płynącym prądem, a polem magnetycznym wokół przewodnika.



Rys. 7.12 Ilustracja prawa Ampera z wykorzystaniem cewki Rogowskiego
 dl – mały element długości pętli, α_c – kąt pomiędzy wektorem natężenia pola H a wektorem długości elementu dl

Dla cewki o n liczbie zwojów nawiniętych na rdzeniu o przekroju poprzecznym A otaczającym przewód, przez który płynie prąd i_p zgodnie z prawem Ampera (7.2): prąd i_p w przewodniku jest równy całce liniowej z natężenia pola magnetycznego H wzdłuż zamkniętej pętli. Dla odcinka cewki dl liczba zwojów wynosi ndl , wówczas strumień magnetyczny ϕ pola skojarzonego z tym odcinkiem jest opisany zależnością (7.3) [179].

$$\oint H \cos \alpha_c dl = i_p \quad (7.2)$$

$$d\phi = \mu_0 Hndl \cos \alpha_c \quad (7.3)$$

gdzie:

α_c – kąt między wektorem natężenia pola H , a wektorem długości elementu dl ,

μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni.

Natomiast strumień ϕ obejmujący całą cewkę określa równanie (7.4) [179].

$$\phi = \int d\phi = \mu_0 nA \int H \cos \alpha_c dl = \mu_0 nA i_p \quad (7.4)$$

Dla prądu zmiennego w przewodzie, napięcie V_{out} na wyjściu cewki jest proporcjonalne do szybkości zmian strumienia (7.5) [179, 180].

$$V_{out} = -\frac{d\phi}{dt} = -\mu_o nA \frac{di_p}{dt} = -K_c \frac{di_p}{dt} \quad (7.5)$$

gdzie:

$$K_c \left[\frac{V \cdot s}{A} \right] - \text{czułość cewki Rogowskiego.}$$

Uzyskanie sygnału proporcjonalnego do wartości mierzonego prądu wymaga scałkowania napięcia wyjściowego V_{out} z cewki. W przeciwieństwie do czujników pomiarowych z rdzeniem ferromagnetycznym, do których zaliczane są transformatory i przekładniki, cewka Rogowskiego posiada liniową charakterystykę, która jest niezależna od wartości mierzonego prądu. Czynnikiem ograniczającym jej liniowość jest uszkodzenie elektryczne spowodowane zbyt wysokim napięciem między końcówkami cewki. Istniejące rozwiązania techniczne cewek, filtrów i integratorów zapewniają osiągnięcie szerokiego zakresu częstotliwości począwszy od ułamków Hz do kilkunastu MHz. Należy zauważyć, że przy bardzo dużych częstotliwościach, cewka zachowuje się jak linia długa.

Coraz szersze zainteresowanie praktycznymi zastosowaniami cewki Rogowskiego jako narzędziem pomiarowym związane jest z jej licznymi zaletami, do których można zaliczyć [1, 62, 70, 131, 155, 157, 179]:

- brak konieczności wykorzystania dużych wartości prądów do ich kalibracji,
- możliwość wykonywania pomiarów zarówno prądów od pojedynczych mA do kilku kA bez nasycania się,
- możliwość pomiaru bardzo szybkich zmian prądów w czasie, tj. kilka kA / μ s,
- możliwość pomiaru małych zmian prądu zmiennego w obecności dużych wartości prądu stałego, ponieważ cewka nie mierzy prądu stałego,
- bardzo szerokie pasmo częstotliwości pomiarowych sygnału, od pojedynczych Hz do kilkunastu MHz,
- prostą konstrukcję, która pozwala na łatwą instalację dla większości urządzeń,
- elastyczną budowę, dzięki której mogą być montowane w trudno dostępnych miejscach,
- łatwość montażu i demontażu na przewodach w trybie on-line, ponieważ cewki mają rozłączną konstrukcję.

Wykorzystana do badań realizowanych w ramach niniejszej pracy cewka typu HVS 994 C.T. firmy M&B Systems Power Test Equipment charakteryzuje się pasmem

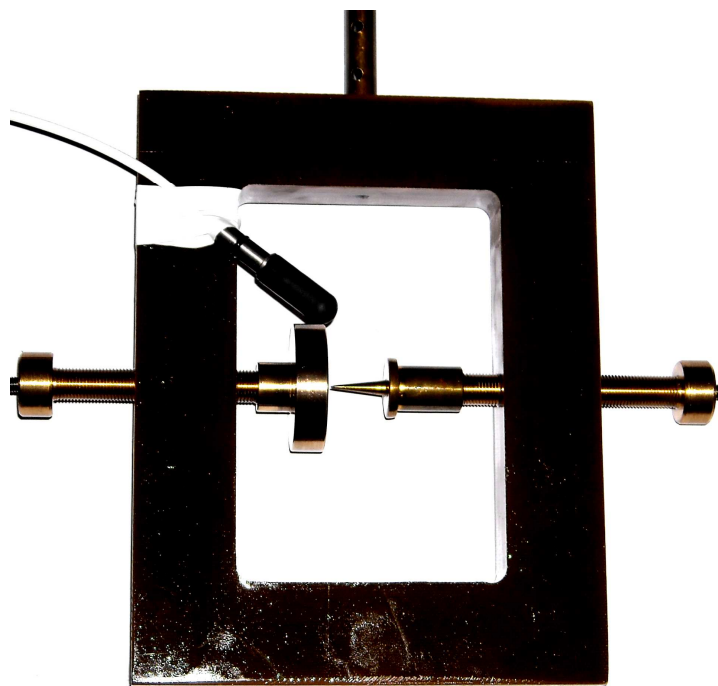
przenoszenia w zakresie 15 kHz – 30 MHz, skutecznością 4,5 V/A, prądem maksymalnym 350 A [107].

Zdjęcie wykorzystanej cewki HVS 994 C.T. przedstawiono na rys. 7.13. Kształtem przypomina ona otwierany pierścień, który na jednej połowie posiada ruchomy zawias, a na drugiej zamknięcie. Możliwość rozwierania cewki pozwala na jej łatwe umieszczanie na badanych przewodach lub przepustach bez konieczności ich rozłączania. Średnica wewnętrzną cewki wynosi 95 mm, zewnętrzna 160 mm, a grubość 35 mm. Uzwojenia cewki są zakończone ekranowanym gniazdem BNC pozwalającym na bezpośrednie podłączenie aparatury pomiarowo-rejestrującej.



Rys. 7.13 Cewka Rogowskiego typ HVS 994 C.T firmy M&B Systems Power Test Equipment [107]

W celu zweryfikowania możliwości wykorzystania cewki Rogowskiego do wyzwalania karty pomiarowej przeprowadzono badania laboratoryjne zmierzające do porównania czasów rejestracji sygnałów pochodzących od cewki, zamocowanej na przewodzie zasilającym iskiernik modelujący WNZ, z długością czasu zarejestrowanego przez hydrofon, który został umieszczony w odległości 4,5 cm od źródła WNZ. W trakcie badania hydrofon wraz z iskiernikiem został umieszczony w modelu kadzi transformatorowej wypełnionej olejem izolacyjnym. Sposób umieszczenia hydrofonu względem układu modelującego WNZ typu ostrze-płyta przedstawiono na rys. 7.14.



Rys. 7.14 Sposób rozmieszczenia hydrofonu względem iskiernika modelującego WNZ w układzie ostrze- płyta

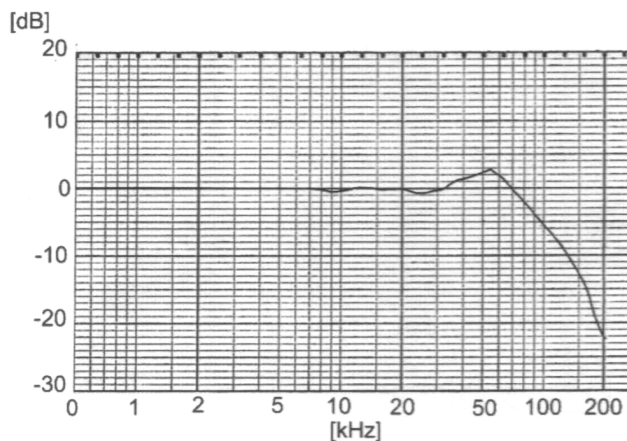
Podczas pomiarów wykorzystano hydrofon typu 8103 firmy Brüel&Kjær (rys. 7.15).



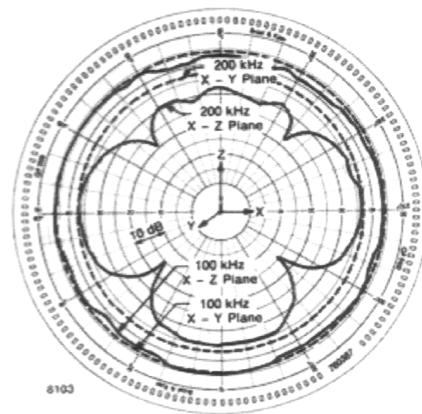
Rys. 7.15 Hydrofon typ 8103 firmy Brüel&Kjær

Zastosowany hydrofon charakteryzuje się niewielkimi wymiarami (jego całkowita długość wynosi 50 mm, a średnica 9,5 mm), co ułatwia umieszczenie hydrofonu praktycznie w dowolnej konfiguracji względem układu wyładowczego. Opisywany hydrofon ma płaską charakterystykę przenoszenia w zakresie 0,1 Hz – 180 kHz, co przedstawiono na rys. 7.16.

a)



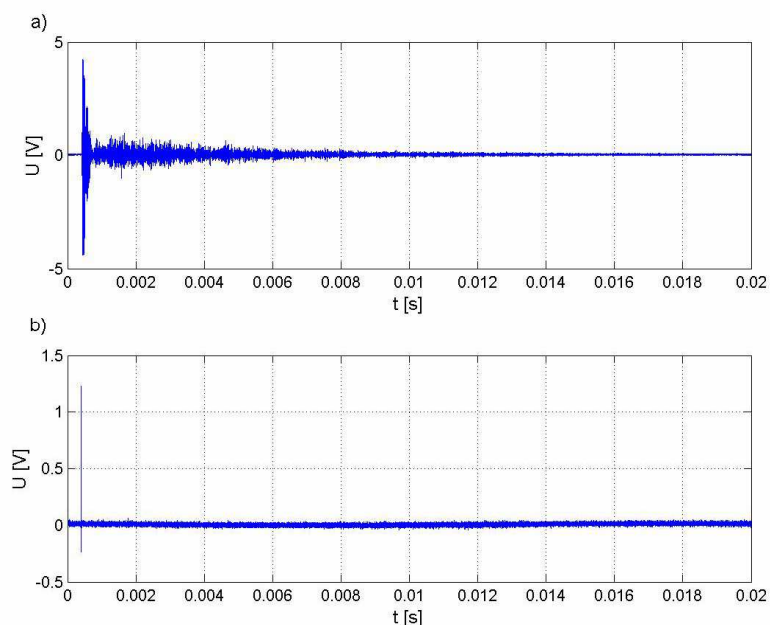
b)



Rys. 7.16 Charakterystyki przenoszenia hydrofonu firmy Brüel&Kjær, typ 8103, gdzie:
a) charakterystyka liniowa, b) charakterystyka kierunkowa [29]

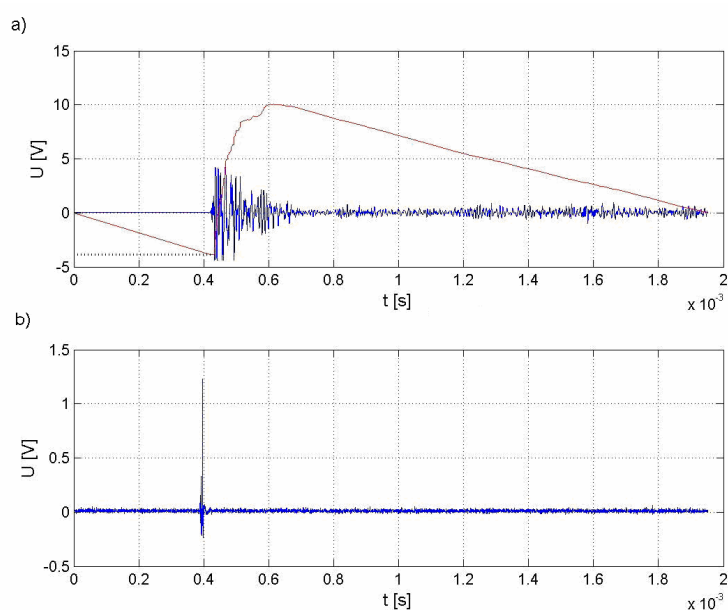
Na charakterystyce liniowej (rys. 7.16a) widoczny jest znaczny spadek amplitudy przy częstotliwości 200 kHz. Natomiast przebieg charakterystyki dla częstotliwości większej niż 200 kHz nie jest podawany przez producenta. Jednakże w pracach [28, 29] wykazano, że hydrofon ten przetwarza sygnały do 330 kHz, co jest wystarczającą częstotliwością dla analizowanej formy WNZ [71]. Czułość hydrofonu wynosi $30 \mu\text{V}/\text{Pa}$ (-211 dB w odniesieniu do $1 \text{ V}/\mu\text{Pa}$). Hydrofon jest pokryty warstwą polipropylenu, który umożliwia pracę w szerokim zakresie temperatury tj. od -40°C do 120°C . Celem wzmocnienia rejestrowanych sygnałów hydrofon został podłączony do omówionego w rozdz. 6.3 wzmacniacza pomiarowego AE SIGNAL CONDITIONER (AESC) firmy AE System. Aby sprawdzić, czy sygnał elektryczny generowany przez cewkę Rogowskiego występuje w momencie generacji WNZ, zarejestrowano opóźnienia czasowe sygnałów z cewki z sygnałem rejestrowanym hydrofonem (rys. 7.17).

Do pierwszego kanału karty pomiarowej CH-3160 podłączono hydrofon, a do drugiego cewkę Rogowskiego. Dodatkowo wykorzystano programową funkcję karty pomiarowej, jaką jest możliwość rejestrowania dowolnej liczby próbek przed momentem wystąpieniem WNZ (pre-trigger). Podczas badania zastosowano 1000 próbek dla rejestrowanych 51200 próbek z częstotliwością próbkowania $f_p = 2,56 \text{ MHz}$.



Rys. 7.17 Porównanie przebiegów czasowych sygnałów zarejestrowanych torem akustycznym i elektrycznym w czasie 20 ms, gdzie:
a) sygnał akustyczny z hydrofonu, b) sygnał elektryczny z cewki Rogowskiego

W celu zwiększenia precyzji odczytu, przedstawione na rys. 7.17 przebiegi czasowe zostały przeskalowane do czasu rejestracji równego 2 ms i zilustrowane na rys. 7.18. W górnej części wykresów umieszczono czasy rejestracji poszczególnych sygnałów. Ponadto na rys. 7.18a kolorem czerwonym została naniesiona krzywa energii danego sygnału.



Rys. 7.18 Porównanie przebiegów czasowych sygnałów zarejestrowanych torem akustycznym i elektrycznym w czasie 2 ms, gdzie:
a) sygnał akustyczny z hydrofonu, b) sygnał elektryczny z cewki Rogowskiego

Do wyznaczenia czasu, po jakim sygnały EA generowane przez WNZ dochodzą do hydrofonu, wykorzystano na podstawie literatury przedmiotu [66, 114, 116, 117] kryterium minimum krzywej energii. Punkt, w którym krzywa energii sygnału przyjmuje wartość minimalną, jest przyjmowany za moment dotarcia sygnału EA do hydrofonu.

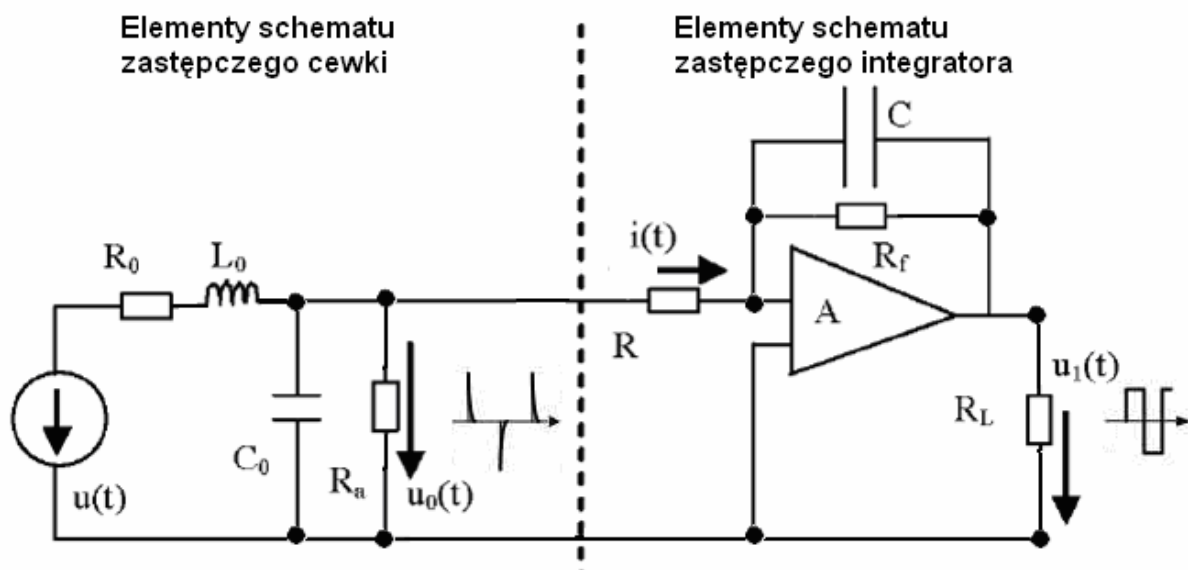
Kryterium minimum krzywej energii zastosowane do wyznaczenia czasu rejestracji sygnału EA przez hydrofon okazało się nieodpowiednie dla sygnału otrzymywanego z cewki Rogowskiego, ponieważ sygnał ten ma charakter impulsowy. W celu określenia czasu rejestracji przez cewkę sygnału elektrycznego od WNZ, przyjęto kryterium procentowej wartości amplitudy maksymalnej badanego sygnału. Wskazanie czasu rejestracji sygnału elektrycznego przez cewkę jest stosunkowo proste, ponieważ charakteryzuje się on impulsem napięciowym o bardzo dużej amplitudzie osiąganej w bardzo krótkim czasie. Przyjęto doświadczalnie, że zmiana progu dyskryminacji dla cewki w zakresie od 5% do 60% maksymalnej amplitudy wpływa w sposób nieznaczny (od 0 s do $3 \cdot 10^{-6}$ s) na dokładność wyznaczanego momentu wystąpienia WNZ. Aby zaobserwować zachowanie sygnału elektrycznego przed wystąpieniem impulsu prądowego wywołanego wystąpieniem WNZ, wykorzystano funkcję pretriggera, zadając rejestrację 1000 wcześniejszych próbek. Każda próbka sygnału obejmuje czas równy $1/f_p$ s, a więc przedstawiony na rys. 7.18b czas wynosi 390 μ s obliczony na podstawie równości (7.6).

$$(1/f_p) \cdot 1000 = 390 \mu\text{s} \quad (7.6)$$

Ustawiony próg na poziomie 5% wartości maksymalnej amplitudy umożliwił odczytanie z przebiegu czasowego zilustrowanego na rys. 7.18b czasu opóźnienia, który był równy 39,1 ms. Stąd wynika, że różnica między czasem pre-triggera (1000 pierwszych próbek) a czasem wyznaczonym na podstawie sygnału z cewki wynosi 0,47 μ s. Wyliczając drogę, jaką mógłby pokonać w oleju transformatorowym sygnał EA, wyniosłaby ona 0,6 mm (przyjmując prędkość rozchodzenia się fali EA w oleju równą 1390 m/s). Na podstawie różnicy czasów opóźnienia sygnału EA z hydrofonu względem sygnału elektrycznego z cewki wyznaczono czas równy 0,34 ms, jaki upłynął od momentu wystąpienia WNZ do zarejestrowania go przez hydrofon. Po uwzględnieniu powyższego czasu i przyjęciu prędkości rozchodzenia się fali EA w oleju izolacyjnym na poziomie 1390 m/s wyznaczono długość drogi równą 4,7 cm. Na ten wynik składa się droga propagacji między hydrofonem a iskiernikiem o długości 4,5 cm, niedokładność pomiarów odległości i inne nie uwzględnione błędy oraz niedokładności.

7.5. Opis wykorzystanych integratorów

Urządzeniem niezbędnym do połączenia cewki Rogowskiego z kartą pomiarową jest integrator [87]. Cewka Rogowskiego z integratorem stanowi układ umożliwiający wykonywanie pomiarów wartości prądu. Głównym zadaniem integratora jest scałkowanie sygnału pochodzącego z cewki. Integratory pod względem zasady działania dzielą się na aktywne i pasywne. Aktywne zazwyczaj budowane są na bazie wzmacniacza operacyjnego z peryferyjnymi elementami RC (rys. 7.19), a pasywne jedynie na bazie elementów RC.



Rys. 7.19 Schemat zastępczy integratora i cewki Rogowskiego [100]

W skład schematu zastępczego cewki wchodzi następujące elementy:

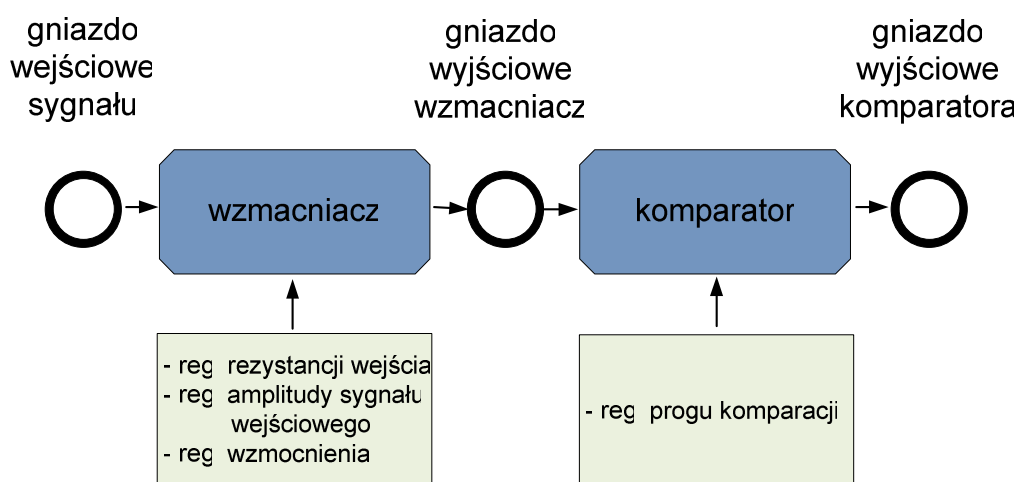
- L_0 – indukcyjność własna cewki,
- C_0 – pojemność związana głównie z pojemnościami międzyzwojowymi,
- R_0 – rezystancja równoważna, która dla niskich częstotliwości wynika z rezystancji przewodu nawojowego,
- R_a – rezystancja obciążenia równa rezystancji wejściowej układu pomiarowego,
- u_0 – napięcie chwilowe proporcjonalne do pochodnej prądu w obwodzie obejmowanym przez cewkę [100].

Natomiast do elementów schematu zastępczego integratora zaliczają się: R , R_f , C , które są elementami układu sprzężenia zwrotnego ograniczającymi wzmocnienie dla małych częstotliwości (ich wartość decyduje o wartości wzmocnienia) i R_L – rezystancja wyjścia

wzmacniacza będąca jednocześnie rezystancją wejścia karty pomiarowej [63]. Układ integratora aktywnego może być stosowany przy pomiarach zarówno bardzo niskich, jak i bardzo wysokich prądów o szerokim spektrum częstotliwości. Natomiast integratory pasywne budowane są jedynie przy wykorzystaniu elementów RC. Stosowane są one wówczas, gdy wykonuje się pomiary dużych impulsów prądowych. Wadą integratorów pasywnych jest ich mała dokładność przy pomiarze sygnałów o małych częstotliwościach, natomiast zaletą (w przeciwieństwie do aktywnych), że nie wymagają własnego dodatkowego zasilania.

Dla potrzeb realizacji przez Autora niniejszej pracy został zaprojektowany i wykonany układ spełniający zadania integratora aktywnego, który rozbudowano o kilka dodatkowych funkcji.

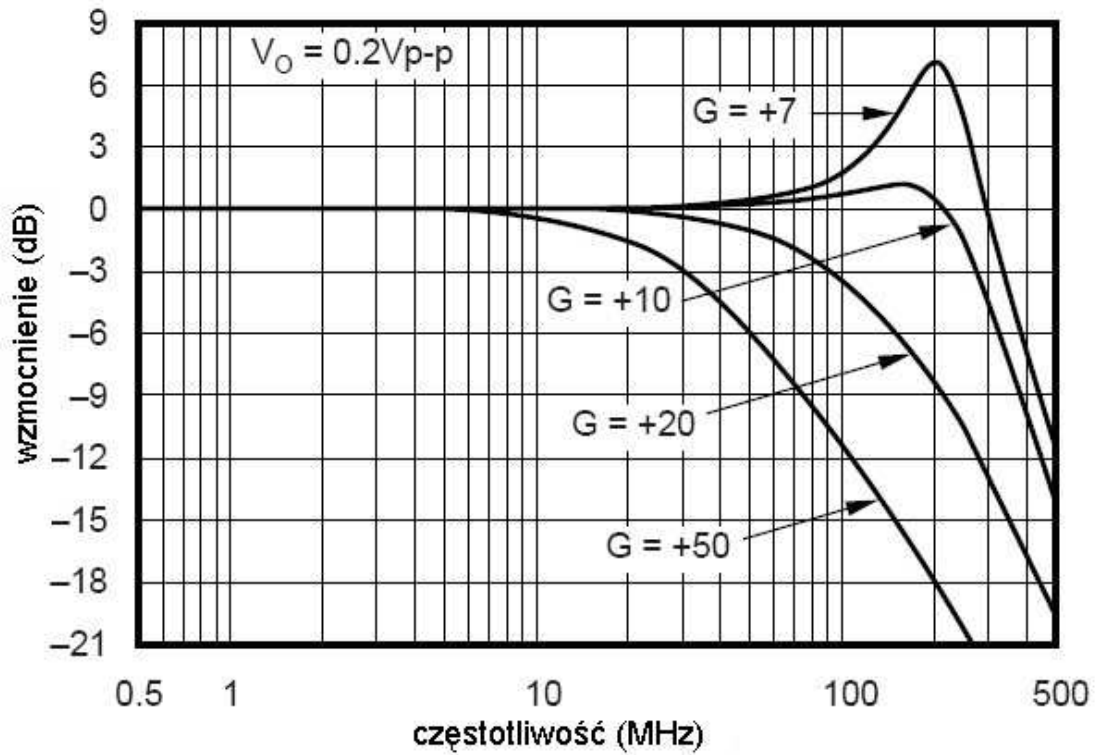
Zarejestrowany przez cewkę Rogowskiego sygnał elektryczny generowany przez WNZ był przesłany do układu, którego zadaniem było wzmocnienie i komparacja amplitudy sygnału z zadaną wartością progową, po przekroczeniu której sygnał wyzwał trigger karty pomiarowej. Układ wyzwalania umożliwiał dokładną rejestrację momentu wystąpienia WNZ. Zastosowanie komparatora z płynnie regulowanym progiem wyzwalania miało na celu wyeliminowanie zakłóceń, których amplituda mogłaby wyzwać błędnie kartę pomiarową. Powodem budowy własnego układu zastępującego integratory dedykowane konkretnym cewkom był brak układu z płynną regulacją wzmocnienia i płynną regulacją komparacji, który dodatkowo umożliwiłby analizę sygnału na każdym etapie jego przetwarzania (rys. 7.20).



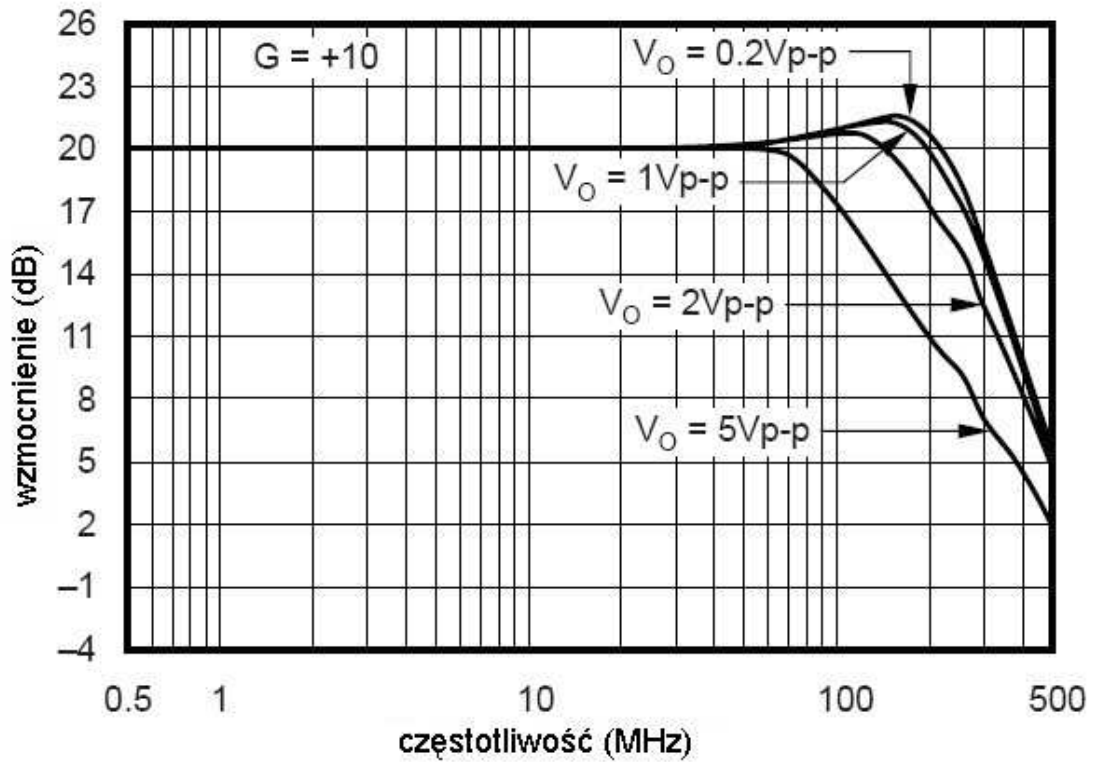
Rys. 7.20 Schemat ideowy zbudowanego integratora

W zależności od potrzeb do jednego z dwóch gniazd układu integratora można podłączyć kartę pomiarową. Pierwsze gniazdo znajduje się za wzmacniaczem sygnału, natomiast drugie umożliwia wzmocnienie i komparację sygnałów. W przypadku układu wyzwalania karty pomiarowej należało uwzględnić szereg czynników, które decydują o doborze układu wzmacniającego, który pracuje w typowych konfiguracjach wzmacniaczy operacyjnych i posiada odpowiednie liniowe pasmo przenoszenia. Dzięki temu obsługa wzmacniacza jest intuicyjna i tym samym łatwiejsza do praktycznego zastosowania. Najważniejszym kryterium była szybkość pracy wzmacniacza i jego liniowość dla wyższych częstotliwości. Zaproponowano rozwiązanie bazujące na scalonym wzmacniaczu operacyjnym firmy Texas Instruments typ OPA657. Charakteryzuje się on dużą przepustowością pasmową, niskimi zakłóceniami, wysoką precyzją i dynamiką wzmocnienia. Układ umożliwia wzmocnienie bardzo słabych sygnałów przy zachowaniu odpowiednio wysokiej skuteczności wzmocnienia. Wzmacniacz OPA657 jest w stanie wzmocnić sygnały o częstotliwości do 1,6 GHz, natomiast liniowość wzmacniacza zachowana jest do 10 MHz. Dzięki zastosowaniu technologii złączowych tranzystorów polowych JFET (ang. *Junction Field-Effect Transistor*) uzyskano bardzo wysoką sprawność przy niewielkich przesłuchach i zniekształceniach. Budowa układu umożliwia dowolną konfigurację w zależności od potrzeb, ponieważ udostępniona jest większość wejść i wyjść [185].

Sygnały elektryczne generowane przez cewkę w momencie wystąpienia WNZ mają częstotliwości do 1,5 MHz. Jednocześnie są to sygnały o zmiennej amplitudzie i częstotliwości, co powoduje, że zastosowany wzmacniacz musi w sposób precyzyjny i liniowy wzmacniać sygnały o różnym charakterze. Charakterystykę zależności wielkości wzmocnienia od wartości częstotliwości dla sygnałów o niskiej częstotliwości przedstawiono na rys. 7.21. Natomiast dla sygnałów z zakresu wysokich częstotliwości zobrazowano na rys. 7.22. Z wykresów tych wynika, że zarówno dla sygnałów z zakresu niskich jak i wysokich częstotliwości wzmocnienie w wymaganym paśmie odbywa się w sposób liniowy.



Rys. 7.21 Zależność wielkości wzmocnienia od wartości częstotliwości dla sygnałów o niskich częstotliwościach [185]



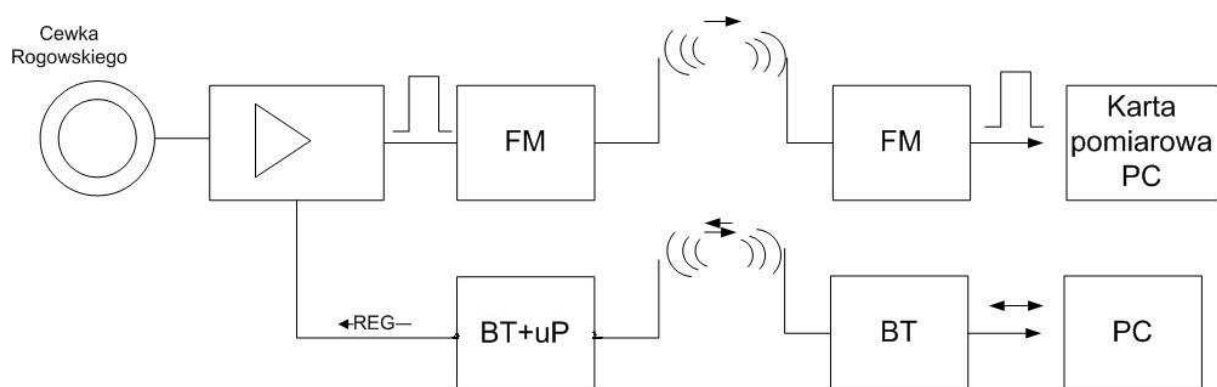
Rys. 7.22 Zależność wielkości wzmocnienia od wartości częstotliwości dla sygnałów o wysokich częstotliwościach [185]

Opisany wzmacniacz został włączony do układu pośredniczącego między cewką, a kartą pomiarową jako wzmacniacz nieodwracający, to znaczy, że faza wejściowa była zgodna z fazą wyjściową sygnału.

Drugim najważniejszym elementem zaproponowanego układu był komparator napięcia. Służy on do analogowego porównania sygnału wejściowego z napięciem progowym (referencyjnym). Dla idealnego komparatora jego wyjście powinno przyjmować tylko dwie wartości napięcia tj. wysoką i niską. Pierwsza jest równa napięciu wejściowemu większemu od wartości referencyjnej, natomiast druga mniejsza od niej. Załączenie triggera karty pomiarowej, związane z rozpoczęciem rejestracji sygnałów EA, zachodzi w momencie zrównania napięcia wejściowego z napięciem progowym, wywołując tym samym przejście komparatora ze stanu niskiego w wysoki. Dlatego też podstawowym kryterium zastosowanym przy wyborze komparatora był czas przełączenia.

Zaproponowano komparator AD790 firmy Analog Devices który charakteryzuje się dużą szybkością i precyzją komparacji równą 45 ns [3]. Do budowy układu wyzwiania karty pomiarowej została wykorzystana konfiguracja pojedynczego zasilania komparatora. Takie podłączenie układu umożliwi uzyskanie na wyjściu komparatora stanu wysokiego o wartości 5 V, co jest wystarczające do załączenia triggera karty pomiarowej. Na nieodwracające wejście komparatora doprowadzony został sygnał z wzmacniacza operacyjnego OPA657. Natomiast do wejścia odwracającego został podłączony dzielnik rezystancyjny napięcia, który umożliwi precyzyjne nastawienie napięcia referencyjnego, przy którym komparator przechodzi ze stanu niskiego w wysoki. Cały zbudowany układ wzmacniacza z komparatorem został ekranowany za pomocą metalowej obudowy, którą następnie umieszczono w obudowie z tworzywa sztucznego (rys. 7.23).

W celu ograniczenia opóźnień czasowych emitowanych sygnałów, nadajnik został zbudowany w technice analogowej w oparciu o układ dwóch tranzystorów i kilku elementów RLC. Nadajnik pozwala na płynną regulację częstotliwości nadawania w zakresie od 88 MHz do 108 MHz. Odbiornik, który również zbudowany został za pomocą podzespołów analogowych, pozwala na odbieranie pełnego pasma od 88 MHz do 108 MHz. Wartość napięcia zasilającego nadajnik decyduje o jego mocy, a przede wszystkim o wielkości odległości, dla której zastosowany układ może poprawnie pracować. Ponieważ nadajnik był mocowany do gniazda BNC cewki, jego masa wraz ze źródłem zasilania nie mogła być zbyt duża, gdyż mogłoby to doprowadzić do jego mechanicznego uszkodzenia. Dlatego do zasilania nadajnika wykorzystano baterię 9 V typu R9. Odbiornik FM również posiadał zasilanie bateryjne w celu eliminacji zakłóceń sieciowych, jednak waga i uzyskana wartość napięcia nie była tak istotna jak w przypadku nadajnika (zastosowano 4 baterie o napięciu 1,5 V typu AAA). Z odbiornika doprowadzono do karty pomiarowej przewód ekranowany podłączony jako trigger. Zaproponowany bezprzewodowy układ wyzwalania karty pomiarowej umożliwiał galwaniczną separację źródła wysokiego napięcia od elementów toru pomiarowego. Jednakże zaproponowany układ nie został wykorzystany podczas badań laboratoryjnych, ponieważ układ przewodowy pozwolił na większą kontrolę sygnałów z cewki (regulacja wzmocnienia, komparacji itp.). Autorska modyfikacja opisanego toru transmisji bezprzewodowej pozostaje tematem otwartym i na pewno będzie etapem dalszych prac badawczych zmierzających do zbudowania układu przedstawionego w postaci blokowej na rys. 7.25.



Rys. 7.25 Schemat blokowy radiowego toru transmisji sygnałów wyzwalających pomiary, gdzie:
 FM – nadajnik / odbiornik radiowy modulacji FM, BT – moduł transmisji bluetooth,
 PC – komputer pomiarowy z oprogramowaniem sterującym

Zaproponowany układ przesyłu bezprzewodowego sygnałów składa się dwóch torów transmisji. Pierwszy z nich stanowi jednokierunkowy nadajnik i odbiornik modulacji FM, służący do przesłania sygnałów zarejestrowanych przez cewkę. Natomiast w skład drugiego toru wchodzi dwukierunkowy nadajnik i odbiornik bluetooth, którego zadaniem jestysterowanie poziomu sygnału wykrywanego przez cewkę Rogowskiego, przesyłanego następnie drogą radiową.

7.6. Układ modelujący jednorodną drogę propagacji sygnałów emisji akustycznej

W pierwszym etapie badań laboratoryjnych kadź wypełniono olejem elektroizolacyjnym o parametrach przedstawionych w tab. 7.1.

Tab. 7.1 Parametry fizykochemiczne wykorzystanego podczas badań laboratoryjnych oleju elektroizolacyjnego

Lp.	Parametr	Wynik pomiarów
1.	Wygląd zewnętrzny: - klarowność - brak wody wydzielonej - zawartość stałych ciał obcych	klarowny nie zawiera nie zawiera
2.	Gęstość w temperaturze 20°C [g/ml]	0,879
3.	Temperatura zapłonu [°C]	146,1
4.	Liczba kwasowa [mgKOH/g]	0,080
5.	Zawartość wody [ppm]	25,0
6.	Współczynnik stratności dielektrycznej tgδ przy 50 °C i 50 Hz [%]	1,53
7.	Rezystywność przy 50 °C [Ωm]*10 ¹⁰	8,72
8.	Napięcie przebicia przy 20 °C [kV]	61,5
9.	Lepkość dynamiczna [cP]	13,02

Wymiary geometryczne wykonanego iskiernika były kilkukrotnie mniejsze od rozmiarów kadzi, w której został on umieszczony. W celu zapewnienia możliwości dokładnego pozycjonowania iskiernika wewnątrz modelu kadzi został on przymocowany na stałe do układu mocującego umożliwiającego stabilne przemieszczanie układu wyładowczego względem jej ścian.

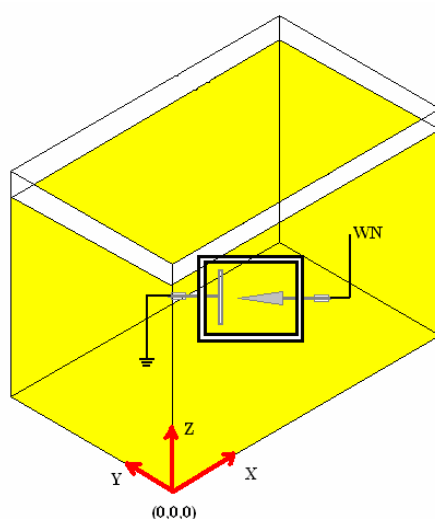
W ramach realizacji niniejszej rozprawy w celu weryfikacji zaproponowanej metody pomiarowej dla jednorodnej drogi propagacji fali EA wykonano próbę lokalizacji źródła

WNZ dla siedmiu konfiguracji położenia iskiernika ostrz-płyta względem poszczególnych przetworników pomiarowych. Dokładne współrzędne kartezjańskie źródła i przetworników zostały opisane w rozdz. 9.1.

Etap lokalizacji źródła WNZ dla jednorodnej drogi propagacji zrealizowano w następujących krokach:

- zmiana położenia miejsca generacji WNZ względem poszczególnych ścian kadzi,
- zmiana miejsc położenia przetworników pomiarowych względem źródła WNZ,
- dla każdej kombinacji zmian położenia zarówno źródła jak i przetworników pomiarowych wykonano pięć serii pomiarów,
- rejestracja dla każdej serii pomiarowej trzech sygnałów EA od przetworników i jednego sygnału elektrycznego generowanego przez cewkę Rogowskiego,
- przekonwertowanie w programie *konwersja_asc.py* zarejestrowanych sygnałów,
- poddanie sygnałów pomiarowych analizie czasowo-częstotliwościowej z wykorzystaniem programu *Spektrogram2d.m*,
- przeprowadzenie lokalizacji WNZ za pomocą aplikacji *Lokalizacja.m*,
- oszacowanie błędu lokalizacji na podstawie przyjętego wskaźnika.

W dalszej części pracy prezentowane współrzędne położenia poszczególnych przetworników i źródła WNZ zostały mierzone i wyliczone względem przyjętego punktu 0 o współrzędnych położenia w układzie kartezjańskim $(0,0,0)$. Za środek układu współrzędnych $(0,0,0)$ przyjęto przedni dolny lewy róg kadzi modelującej (Rys. 7.26).



Rys. 7.26 Poglądowe przedstawienie miejsca umieszczenia układu współrzędnych na badanym modelu kadzi

Skonstruowany układ mocujący umożliwia zmianę położenia iskiernika modelującego WNZ o dowolną wartość względem osi X, Y, Z.

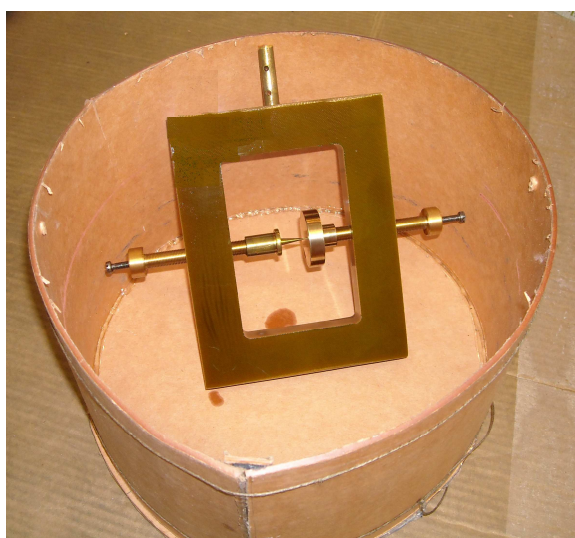
7.7. Układy modelujące niejednorodną drogę propagacji sygnałów emisji akustycznej

W celu określenia skuteczności i dokładności lokalizacji miejsca generacji WNZ przy zastosowaniu zaproponowanej zmodyfikowanej metody triangulacyjnej badano wpływ zmian parametrów drogi propagacji sygnałów EA na uzyskiwane wyniki. W tym celu wykonano szereg układów modelujących ośrodki rozchodzenia się fal EA od WNZ generowanych w izolacji papierowo-olejowej transformatorów elektroenergetycznych. W szczególności zaprojektowano, a następnie zbudowano następujące układy:

- walec,
- prostopadłościan,
- przegrody płytowe.

Układy modelujące różne drogi propagacji zostały wykonane z materiałów wykorzystywanych w układach izolacyjnych transformatorów. W wykonanych układach umieszczano iskiernik modelujący WNZ typu ostrze-płyta, a następnie całość zanurzano w modelu kadzi wypełnionej olejem elektroizolacyjnym.

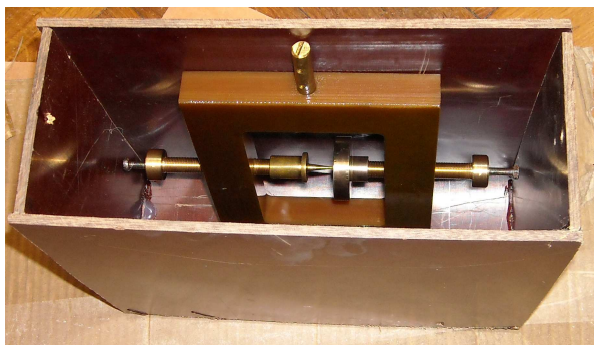
Układ w kształcie walca został wykonany z preszpanu o grubości 2 mm (rys. 7.27).



Rys. 7.27 Widok przegrody wykonanej z preszpanu grubości 2 mm

W celu podłączenia układu pozycjonowania iskiernika i umożliwienia zasilania wysokim napięciem górna ściana walca pozostała otwarta, a jego wnętrze zostało wypełnione olejem izolacyjnym.

W analogiczny sposób zbudowano drugą przegrodę, którą był prostopadłościan wykonany z tekstolitu o grubości 8 mm, wewnątrz którego umieszczono iskiernik modelujący WNZ typu ostrze-płyta (rys. 7.28).



Rys. 7.28 Widok przegrody wykonanej z tekstolitu o grubości 8 mm

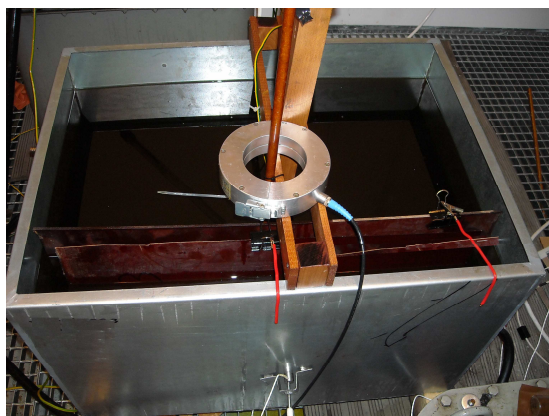
Również w tym przypadku górna ściana prostopadłościanu pozostała otwarta. Po jego umieszczeniu wraz z iskiernikiem w modelu kadzi został on wypełniony olejem elektroizolacyjnym.

Kolejnym rodzajem przegrody była płyta tekstolitowa o grubości 5 mm, którą umieszczano w różnych odległościach od stalowej ściany modelu kadzi transformatora. Przegroda ta w całości zakrywała powierzchnię ściany kadzi, do której mocowano przetwornik pomiarowy (rys. 7.29). Pomiary wykonano dla następujących odległości między przegrodą a ścianą kadzi: 5, 9 i 14 cm.



Rys. 7.29 Widok przegrody wykonanej z płyty tekstolitu o grubości 5 mm

W następnym kroku, dla odległości 14 cm płyty tekstolitowej od ściany kadzi, w przestrzeń między ścianą a płytą umieszczono przegrodę z preszpanu o grubości 1 mm. Kolejne pomiary wykonywano przy stałej odległości tekstolitowej płyty od ściany kadzi wynoszącej 14 cm i zmieniającej się odległości przegrody preszpanowej kolejno dla 7 i 10 cm od ściany kadzi (rys. 7.30).

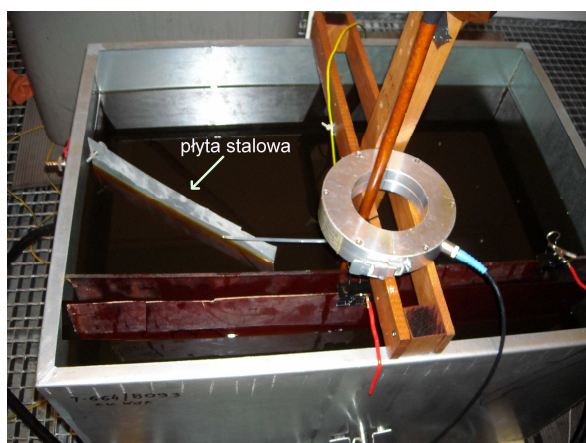


Rys. 7.30 Widok przegrody wykonanej z płyty tekstolitu o grubości 5 mm i płyty preszpanu o grubości 1mm

Ostatnią z analizowanych przegród propagacyjnych była płyta stalowa o grubości 1mm. Przeprowadzono pomiary dla dwóch przypadków, tj.:

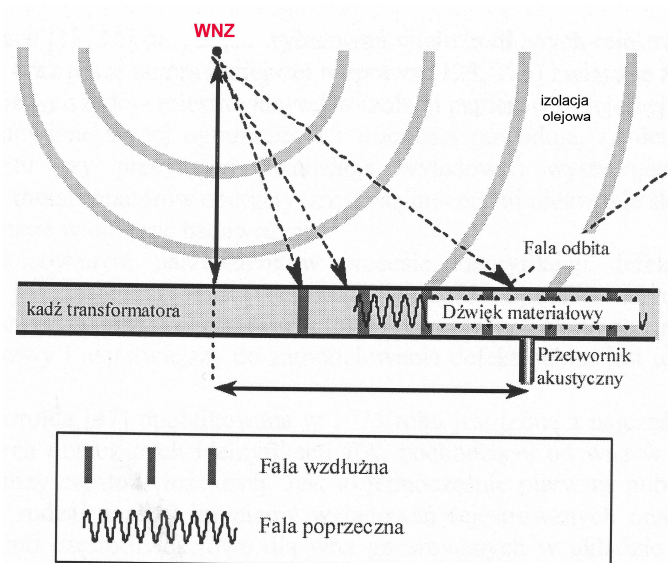
- umieszczając wykonaną przegrodę w przestrzeni między źródłem generacji WNZ a ścianą, na której został zamocowany przetwornik pomiarowy,
- umieszczając wykonaną przegrodę w przestrzeni między źródłem generacji a ścianą naprzeciwą do ściany z zamocowanym przetwornikiem.

Dla obu wariantów blacha z jednej strony stykała się z kadzią, a z drugiej strony była oddalona o 8 cm od miejsca generacji WNZ (rys.7.31).



Rys. 7.31 Widok przegrody wykonanej z płyty tekstolitu o grubości 5 mm, płyty preszpanu o grubości 1mm i blachy stalowej o grubości 1mm

Zastosowane rodzaje materiałów, z jakich były wykonane przegrody, a także ich sposób umieszczenia w układzie iskiernik-kadź, miały na celu dokonania oceny wpływu zmian parametrów propagacji sygnałów EA na otrzymywane wyniki lokalizacji źródła WNZ. Złożony charakter zjawisk fizycznych związanych z propagacją fali akustycznej (odbicie, załamanie, tłumienie, ugięcie, rozproszenie) powoduje rozmycie rejestrowanych sygnałów. Wiąże się z tym zmniejszenie stromości obwiedni sygnału, wydłużenie czasu jego trwania i zmniejszenie amplitudy. Dlatego też dla ośrodków niejednorodnych, do których zalicza się układ izolacyjny transformatora elektroenergetycznego, podstawową trudnością w stosowaniu metody triangulacyjnej jest brak znajomości parametrów ośrodków stanowiących drogę propagacji między źródłem wyładowań a przetwornikami pomiarowymi. W zależności od ośrodka, w którym rozchodzą się fale akustyczne, zmienia się ich prędkość (Tab. 3.1, np. olej – 1390 m/s, zaimpregnowany preszpan – 2300 m/s, stal – 5830 m/s). Przegrody izolacyjne odbijają i pochłaniają fale akustyczne, a części metalowe przenoszą je z większą prędkością w porównaniu do oleju. Ze względu na różnice prędkości propagacji fal EA w różnych ośrodkach jako pierwsza dociera do przetwornika ta fala, która najszybciej pokona drogę od źródła WNZ do najbliższego punktu stalowej ściany kadzi transformatora, a pozostałą część drogi fala EA pokonuje stalowymi ścianami kadzi. W następnej kolejności przetwornik rejestruje fale akustyczne, które dotarły innymi drogami niż kadź, np. poprzez olej izolacyjny. W wyniku różnej wartości impedancji akustycznej kanału olejowego i stali, na granicy tych ośrodków dochodzi do jej częściowego odbicia. Pozostała część, która nie uległa rozproszeniu i odbiciu, wnika do kadzi i rozchodzi się w niej w postaci fali poprzecznej i wzdłużnej (rys. 7.32).



Rys. 7.32 Model propagacji fali EA w kadzi transformatora [166]

Złożona budowa wynikająca z niejednorodności ośrodków propagacji i materiałów stanowiących układ izolacyjny transformatora wpływa znacząco nie tylko na odbijanie się fal EA, ale również na ich tłumienie. Szczegółową analizę, a także opis zjawisk związanych z odbiciem i tłumieniem fal EA w papierowo-olejowej izolacji transformatorów przedstawiono m.in. w pracach [64, 169]. Na podstawie przeprowadzonych badań stwierdzono, że współczynnik tłumienia fal akustycznych w sposób znaczący zależy nie tylko od rodzaju ośrodka, w którym się rozchodzi, ale również od częstotliwości samej fali. Wynika z tego, że im więcej składowych harmonicznych z zakresu wysokich częstotliwości wchodzi w skład fali EA, tym jest ona bardziej tłumiona. Dodatkowo podczas interpretacji wyników należy mieć na uwadze możliwość występowania sygnałów zakłócających, których źródłem mogą być drgania uzwojeń, a także rdzenia zwane magnetostrykcyjnymi. Ponadto istnieją trudności metrologiczne związane z rejestracją WNZ w przypadku, gdy generowane sygnały EA są tłumione przez izolację papierowo-olejową do amplitudy o wartości mniejszej od poziomu szumu. W takim przypadku lokalizacja WNZ w układzie izolacyjnym transformatora jest bardzo skomplikowana. Narzędziem rozwiązującym ten problem jest analiza falkowa, która umożliwia filtrację sygnałów użytecznych nawet o stosunkowo małych amplitudach. Złożoność obliczeniowa tego typu przekształceń powoduje znaczne wydłużenie czasu przeprowadzania procesu lokalizacji. W rezultacie uzyskiwane wyniki mogą być obciążone dużymi błędami [2, 4, 95, 136, 205]. Również do poważnych problemów związanych z poprawną lokalizacją i detekcją WNZ można zaliczyć występowanie wyładowań wieloźródłowych różnych klas jednocześnie w badanej izolacji. Wieloźródłowość WNZ stanowi istotne utrudnienie pomiarowe, toteż problem ten podejmowali autorzy m.in. prac [11, 20, 22, 197]. W niniejszej pracy przypadek wieloźródłowości WNZ nie był rozważany. Wszystkie przedstawione w niniejszych podrozdziałach ograniczenia mogą wpływać na skuteczność i precyzję lokalizacji WNZ.

8. Charakterystyka środowiska obliczeniowego wykorzystanego do lokalizacji wyładowań niezupełnych

Zapisane na dysku komputera pliki pomiarowe reprezentujące generowane sygnały elektryczne i EA wymagały odpowiedniej konwersji i dostosowania do standardów pakietu *Matlab 7.0*. W tym celu wykonano aplikację *konwersja_asc.py*, która została zaimplementowana w języku programowania *Python*. Jego zastosowanie było podyktowane przewagą nad innymi językami interpretowanymi pod względem szybkości działania, co było kluczowe wobec konieczności konwersji dużej liczby plików pomiarowych, z których każdy był złożony z ponad 51200 wierszy. Zadaniem aplikacji *konwersja_asc.py* było wyodrębnienie z pliku pomiarowego jedynie informacji dotyczących amplitudy mierzonych sygnałów. Ponadto program był wykorzystywany do konwersji plików pomiarowych z formatu *nazwa.asc* do postaci *nazwa.txt*, co umożliwiało ich dalsze przetwarzanie i analizę w środowisku *Matlab*.

Do lokalizacji WNZ na podstawie wyników pomiarowych sygnałów EA została zaimplementowana przez Autora rozprawy w środowisku *Matlab* aplikacja *Lokalizacja.m*. Danymi wejściowymi aplikacji były zebrane w rezultacie badań laboratoryjnych wyniki pomiarów wykonanych na modelu kadzi transformatorowej z wykorzystaniem iskiernika ostrze-płyta opisane w rozdz. 3.2.

Podstawową funkcją programu było określenie punktu wystąpienia WNZ w kadzi transformatorowej na podstawie zmierzonych wartości trzech czasów opóźnień sygnałów EA i w oparciu o dane współrzędne położenia przetworników pomiarowych. W celu wyznaczenia czasów opóźnień program wykorzystuje kryterium krzywej energii sygnałów EA odniesionych do sygnału elektrycznego pochodzącego z cewki Rogowskiego. Na bazie obliczonych wartości czasów opóźnień aplikacja automatycznie rozwiązuje układ równań (4.1) za pomocą trzech metod scharakteryzowanych w rozdz. 5 niniejszej rozprawy tj.:

- metodą przekształceń stereometrycznych,
- metodą eliminacji Gaussa,
- metodą Newtona-Raphsona.

Dla wszystkich analizowanych pomiarów sygnałów EA od WNZ uzyskano, niezależnie od metody obliczeniowej, takie same wyniki lokalizacji. Przy zastosowaniu metody przekształceń stereometrycznych i eliminacji Gaussa uzyskano dwa rozwiązania, z których poprawne jest tylko jedno, natomiast drugie znajduje się poza obszarem kadzi lub bardzo blisko jej ścian. Metoda Newtona-Raphsona daje tylko jedno rozwiązanie (bliższe zadanemu punktowi startowemu) i jest ono takie samo jak jedno z rozwiązań każdej z pozostałych metod.

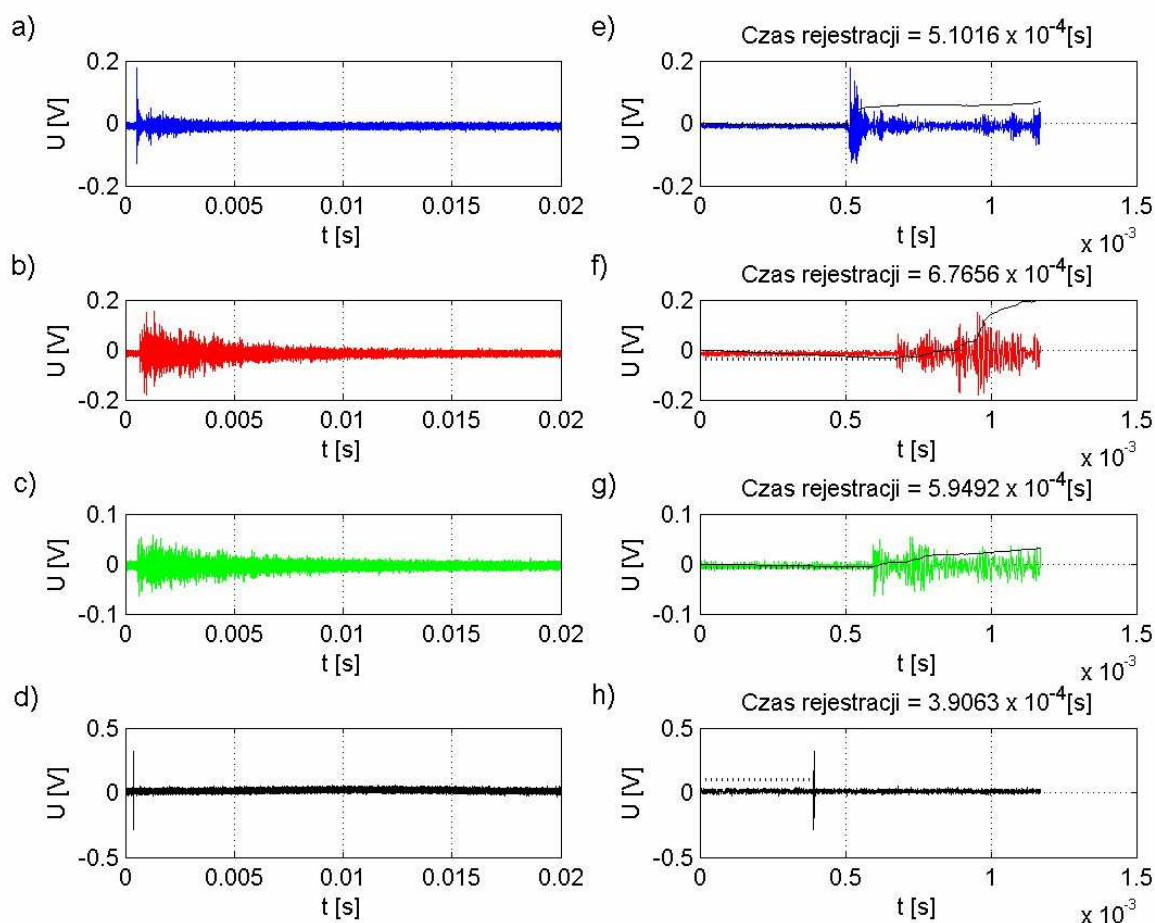
Podczas każdej symulacji źródła WNZ uzyskiwano cztery zbiory danych. Były to przebiegi czasowe sygnałów EA rejestrowanych przez trzy przetworniki – odpowiednio: kanał 1, kanał 2, kanał 3 i przebieg czasowy sygnału elektrycznego, którego źródłem była cewka Rogowskiego. Przed wykonaniem obliczeń należało wprowadzić do programu następujące dane :

- ścieżkę i nazwę czterech plików pomiarowych zapisanych jako *nazwa.txt*,
- współrzędne przestrzenne wykorzystanych przetworników,
- prędkość rozchodzenia się fali akustycznej w badanym ośrodku; jeżeli nie zostanie zadeklarowana przez użytkownika inna prędkość, domyślnie przyjmowana jest prędkość 1390 m/s,
- wymiary zewnętrzne kadzi (umożliwia to automatyczne określenie, który z otrzymanych wyników lokalizacji znajduje się wewnątrz, a który poza obszarem badanej kadzi).

Po wprowadzeniu wszystkich niezbędnych danych i rozpoczęciu działania, program generuje wykresy (rys. 8.1) prezentujące przebiegi czasowe sygnału EA wyznaczone oddzielnie dla trzech przetworników (rys. 8.1a, b, c) i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego (rys. 8.1d). Następnie w celu dokładniejszego odczytu otrzymanych zależności, uzyskane wykresy są automatycznie przeskalowywane, a otrzymane w ten sposób przebiegi przedstawiano w drugiej kolumnie na rys. 8.1e, f, g, h.

Ponadto na przeskalowanych wykresach (rys. 8.1e, f, g, h) są nanoszone krzywe energii dla każdego z zarejestrowanych sygnałów. Minimum tych krzywych stanowi wyszukiwany czas opóźnienia sygnału EA względem sygnału generowanego przez cewkę Rogowskiego. Krzywe energii przybierają stosunkowo duże wartości liczbowe, dlatego też w celu ich wprowadzenia na przebiegi czasowe sygnałów, które mają małe amplitudy, są automatycznie przeskalowywane. Bezpośrednio nad przeskalowanymi wykresami

przedstawionymi na rys. 8.1 umieszczane są obliczone na podstawie minimum krzywej energii wartości opóźnień czasowych sygnałów.

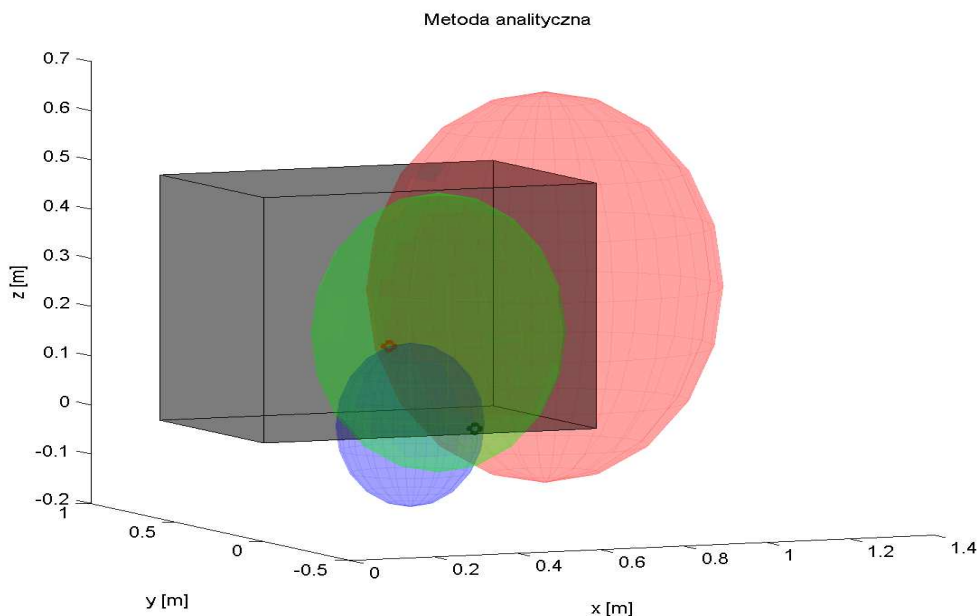


Rys. 8.1 Zestawienie przebiegów czasowych EA zarejestrowanych w jednym cyklu pomiarowym

W kolejnym kroku program generuje wykres przedstawiający graficzną interpretację rozwiązania problemu lokalizacji źródła WNZ metodą analityczną (rys. 8.2). Widoczne są na nim trzy przecinające się sfery, co stanowi wizualizację matematycznego modelu opisanego w rozdz. 4. Środki wyznaczonych sfer znajdują się w punktach umieszczenia poszczególnych przetworników, a ich promienie zależą od wyliczonych opóźnień czasowych i zadanej prędkości rozchodzenia się fali EA. Promień sfery odpowiada zatem drodze jaką przebył sygnał EA od WNZ do danego przetwornika. Punkty przecięcia się sfer wskazują na możliwe miejsca generacji WNZ. W celu ułatwienia interpretacji uzyskiwanych zależności na wizualizację naniesiony jest dodatkowo prostopadłościan odzwierciedlający badaną kład o wymiarach określonych przez użytkownika przy wprowadzaniu danych do aplikacji. Kolorem czerwonym program oznacza źródło WNZ, które spełnia wszystkie zadane kryteria lokalizacji. Natomiast kolorem czarnym wskazywany jest punkt, który jest również

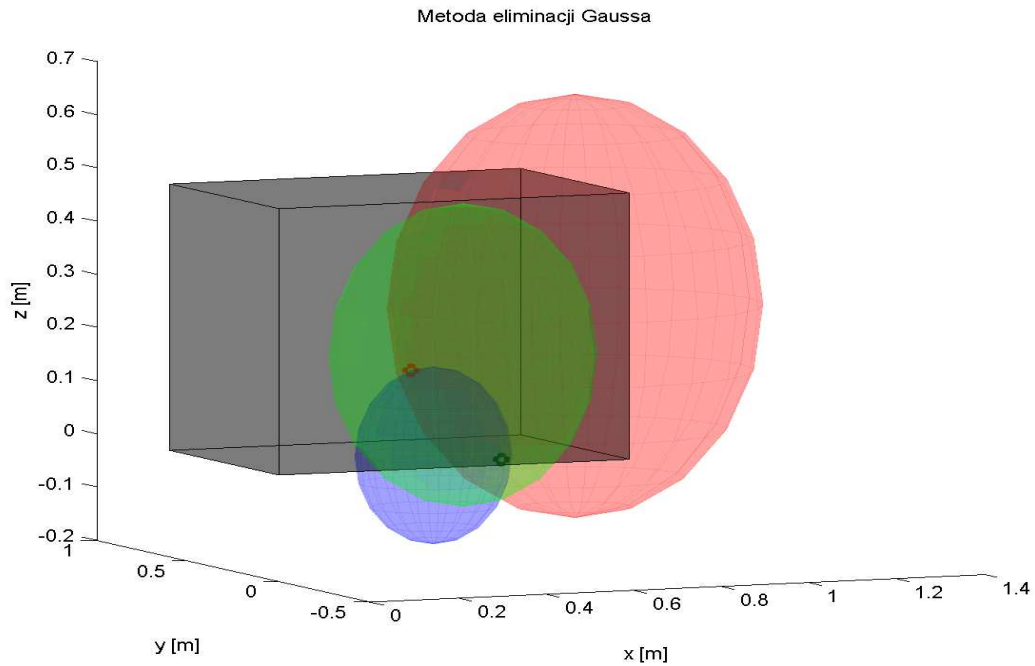
prawidłowym rozwiązaniem układu równań sferycznych, ale nie spełnia zadanego kryterium położenia względem rozpatrywanej kadzi. Aby kryterium to było spełnione, wyznaczone miejsce generacji WNZ nie może znajdować się poza obszarem kadzi, a także wewnątrz zbyt blisko jej ścian (fizycznie niemożliwe jest, aby WNZ wystąpiło przy samej ścianie). Minimalna odległość źródła WNZ od ścian kadzi wprowadzana jest do aplikacji w cm. Omawiana wizualizacja jest generowana w postaci obrazu 3D. Możliwe jest więc jej obracanie przestrzenne w programie, co doskonale ilustruje badany problem lokalizacji WNZ. Ponadto istnieje możliwość porównania wyników uzyskiwanych poszczególnymi metodami, ponieważ program generuje osobną wizualizację dla każdej z nich.

Na rys. 8.2 przedstawiono wizualizację graficzną wyników lokalizacji WNZ dla przykładowych pomiarów wyznaczonych za pomocą metody analitycznej. Dla wprowadzonych danych uzyskano dwa punkty przecięcia rozpatrywanych sfer, z czego tylko jeden spełnia określone kryterium.



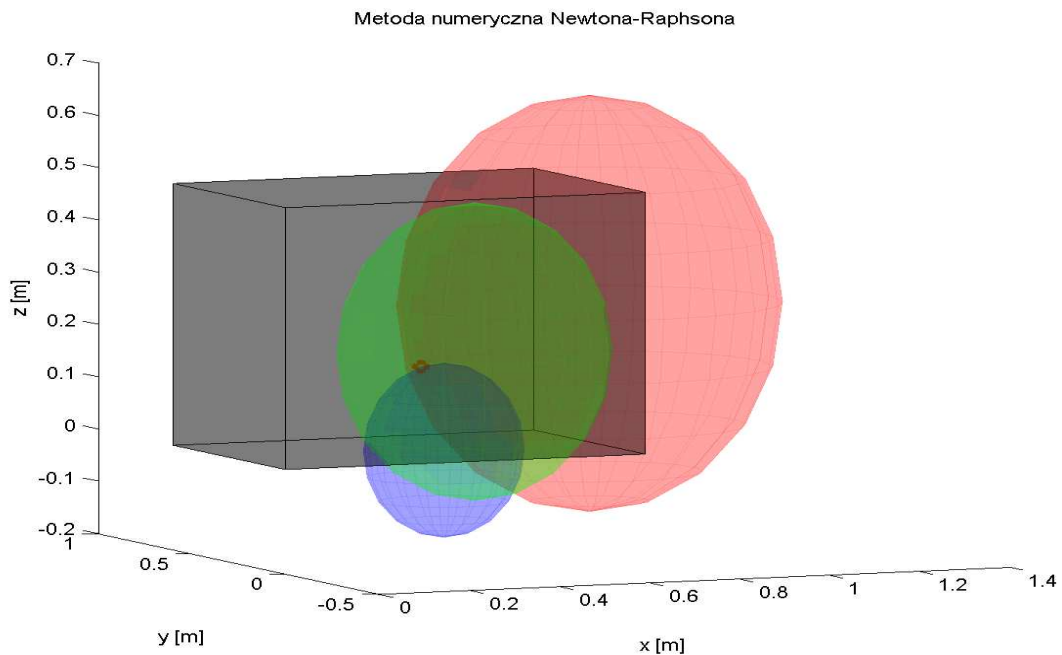
Rys. 8.2 Przykładowa wizualizacja wyników lokalizacji WNZ uzyskanych przy zastosowaniu metody analitycznej

Na rys. 8.3 zilustrowano wizualizację wyników lokalizacji źródeł WNZ, które otrzymano przy wykorzystaniu metody eliminacji Gaussa dla tych samych przykładowych danych, jak w przypadku metody analitycznej.



Rys. 8.3 Przykładowa wizualizacja wyników lokalizacji WNZ uzyskanych przy zastosowaniu metody eliminacji Gaussa

Przy wykorzystaniu metody eliminacji Gaussa i analitycznej metody przekształceń stereometrycznych uzyskano takie same rozwiązania. Natomiast na rys. 8.4 przedstawiono wyniki wizualizacji miejsc generacji WNZ uzyskane za pomocą metody Newtona-Raphsona.



Rys. 8.4 Przykładowa wizualizacja wyników lokalizacji WNZ uzyskanych przy zastosowaniu metody Newtona-Raphsona

Przy zastosowaniu metody Newtona-Raphsona uzyskano tylko jedno rozwiązanie przedstawione na rys. 8.4, które znajduje się dokładnie w tym samym miejscu, co poprawnie zakwalifikowane rozwiązanie dla metody analitycznej i eliminacji Gaussa. Należy zauważyć, że gdyby został przyjęty inny punkt startowy, iteracyjne rozwiązanie metody Newtona-Raphsona mogłoby zbiegać do drugiego, niepoprawnego wobec praktycznego aspektu problemu, rozwiązania.

Przedstawienie wyników lokalizacji WNZ w formie wykresów 3D z zaznaczonymi miejscami występowania WNZ stanowi jedynie graficzną interpretacją obliczeń. Natomiast uzyskane wyniki obliczeń w postaci współrzędnych źródeł WNZ, wielkości promieni sfer i wyznaczonych czasów opóźnień są zapisywane w pliku *nazwa-wyniki.txt*. Dodatkowo w pliku tym zapamiętywane są szczegółowe informacje dotyczące współrzędnych poszczególnych przetworników, rozmiarów badanego urządzenia oraz czasów obliczeń każdej z przedstawianych metod. Czas obliczeń rozwiązania układu równań sferycznych zarejestrowany dla każdego z przykładów opisanych w niniejszej pracy wahał się na poziomie (15 – 16) ms.

Wszystkie pliki wynikowe (obraz zestawiający osiem omówionych wykresów, trzy obrazy 3D oraz plik tekstowy z wynikami) zapisywane są automatycznie w zadanym przez użytkownika katalogu, zawierającym dane wejściowe. Umożliwia to późniejsze odwołanie się do poszczególnych wyników, bez konieczności ponownego uruchamiania aplikacji.

Dla numerycznej metody Newtona-Raphsona liczba iteracji w przeprowadzanych badaniach została ograniczona do dwudziestu. Jest to wartość znacznie zawyżona – dla rozważanego przykładu rozwiązanie uzyskano po ośmiu iteracjach (tab. 8.1), natomiast dla wszystkich innych pomiarów wykonanych w ramach realizacji niniejszej rozprawy była to zawsze liczba poniżej 10 iteracji.

Przedstawione w tab. 8.1 wyniki kolejnych iteracji zostały określone dla sygnałów, których wizualizację przedstawiono na rys. 8.4. Wyniki kolejnych przybliżeń są podawane w centymetrach. Jako punkt startowy przyjęto punkt znajdujący się poza kadzią o współrzędnych przestrzennych: $x = 100$ cm, $y = 100$ cm, $z = 100$ cm.

Tab. 8.1 Wartości kolejnych iteracji dla metody Newtona-Raphsona

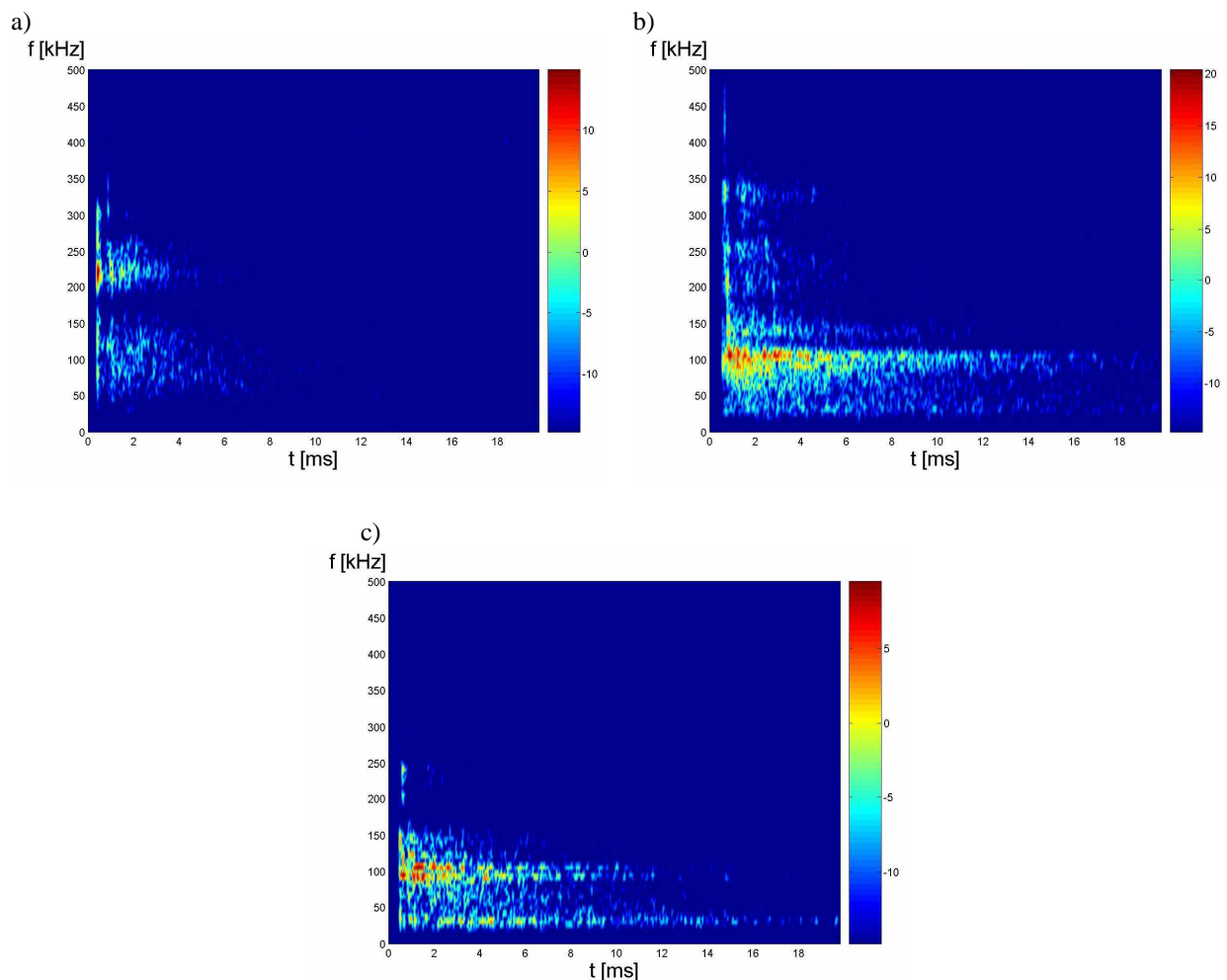
Nr iteracji	Współrzędne OX [cm]	Współrzędne OY [cm]	Współrzędne OZ [cm]
1	100,0	100,0	100,0
2	15,4	88,6	80,2
3	16,3	54,9	44,5
4	31,8	38,4	27,1
5	38,8	31,0	19,2
6	41,3	28,4	15,9
7	41,7	27,9	15,9
8	41,7	27,9	15,9
9	41,7	27,9	15,9
10	41,7	27,9	15,9
11	41,7	27,9	15,9
12	41,7	27,9	15,9
13	41,7	27,9	15,9
14	41,7	27,9	15,9
15	41,7	27,9	15,9
16	41,7	27,9	15,9
17	41,7	27,9	15,9
18	41,7	27,9	15,9
19	41,7	27,9	15,9
20	41,7	27,9	15,9

Dla rozpatrywanego przypadku lokalizacji źródła generacji WNZ iskiernik modelowy był umieszczony w kadzi wypełnionej tylko olejem izolacyjnym w punkcie o współrzędnych: $x = 43,0$ cm, $y = 28,5$ cm, $z = 16,0$ cm. Dla źródła WNZ wyznaczonego przy użyciu napisanego programu wszystkie metody wskazały to samo miejsce generacji źródła WNZ. Miejsce to znajdowało się w punkcie o współrzędnych przestrzennych: $x = 41,7$ cm, $y = 27,9$ cm, $z = 15,9$ cm. Odległość między rzeczywistym a wyznaczonym punktem wystąpienia WNZ wyniosła 1,4 cm, co stanowiło błąd w lokalizacji tego źródła.

Dokładność wyznaczenia miejsca generacji WNZ zależy m.in. od poprawnego określenia położenia przetworników pomiarowych na kadzi, od wprowadzenia do obliczeń odpowiedniej prędkości rozchodzenia się fali EA w badanym ośrodku, a także od dokładności przyjętej metody wyznaczania momentów rejestracji sygnałów przez przetworniki i cewkę.

Na podstawie przebiegów czasowych i analizy z wykorzystaniem krzywych energii sygnałów EA nie możliwe jest otrzymanie informacji o drodze propagacji, a także informacji od jakiej klasy WNZ pochodzą sygnały EA. Dlatego podjęto próbę określenia wpływu drogi propagacji na wyniki analizy czasowo-częstotliwościowej opisanej w rozdz. 6.2. Procedura STFT jest obecnie bardzo szeroko stosowana w analizie i interpretacji sygnałów EA pochodzących od WNZ [13, 24, 29, 31, 201, 202, 208]. Na podstawie spektrogramów otrzymywanych za pomocą przekształcenia STFT można określić dominujące zakresy częstotliwości, w których zawiera się moc przenoszona przez sygnał EA. W celu wykonania

takiej analizie stworzono w środowisku *Matlab* program *Spektrogram2d.m*, który umożliwił obliczanie dwuwymiarowych spektrogramów widmowej gęstości mocy sygnałów EA dla poszczególnych kanałów pomiarowych przy wykorzystaniu zależności opisanych w rozdz. 6.2. Podczas wykonywania obliczeń z użyciem STFT dla sygnałów EA rejestrowanych przez trzy przetworniki pomiarowe przyjęto następujące dane wejściowe: częstotliwość próbkowania $f_p = 2,56$ MHz, badany przedział czasowy 20 ms i długość okna Hamminga $L = 256$ próbek. Przyjęcie takich danych umożliwiło wyznaczanie spektrogramów o wymiarach 40 x 128 punktów, co odpowiadało rozdzielczości czasowej $\Delta t = 0,05$ ms i częstotliwości $\Delta f = 10$ kHz. Na rys. 8.5 przedstawiono przykładowe przebiegi dwuwymiarowych spektrogramów widmowej gęstości mocy sygnałów EA. Przedstawione spektrogramy zostały wygenerowane dla tych samych przykładowych danych pomiarowych których analizę czasową przedstawiono na rys. 8.1.



Rys. 8.5 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA rejestrowanych za pomocą: a) przetwornika 1, b) przetwornika 2, c) przetwornika 3

9. Wyniki przeprowadzonych badań laboratoryjnych

9.1. Lokalizacja wyładowań niezupełnych w oleju izolacyjnym

Pierwszym etapem badań laboratoryjnych było przeprowadzenie prób lokalizacji źródła WNZ w kadzi wypełnionej jedynie olejem transformatorowym, zakładając tym samym jednorodną drogę propagacji fali EA generowanej przez WNZ. W celu sprawdzenia poprawności uzyskiwanych wyników przy wykorzystaniu zaproponowanej metody wprowadzono wskaźniki określające dokładność lokalizacji WNZ. Pierwszy wskaźnik nazwany błędem lokalizacji jest odległością między źródłem rzeczywistym a wyznaczonym i jest wyrażany w centymetrach. Drugi wskaźnik określany jako procentowy błąd lokalizacji wyznacza różnicę odległości źródła rzeczywistego i wyznaczonego dla poszczególnych kierunków układu kartezjańskiego w odniesieniu do wymiarów geometrycznych modelu kadzi transformatorowej. Zapisany jest on jako $\Delta x_{\%}$, $\Delta y_{\%}$, $\Delta z_{\%}$ i wyliczany jest na podstawie zależności (9.1-9.3).

$$\Delta x_{\%} = \frac{|x_r - x_w|}{x_k} \cdot 100\% \quad (9.1)$$

$$\Delta y_{\%} = \frac{|y_r - y_w|}{y_k} \cdot 100\% \quad (9.2)$$

$$\Delta z_{\%} = \frac{|z_r - z_w|}{z_k} \cdot 100\% \quad (9.3)$$

gdzie:

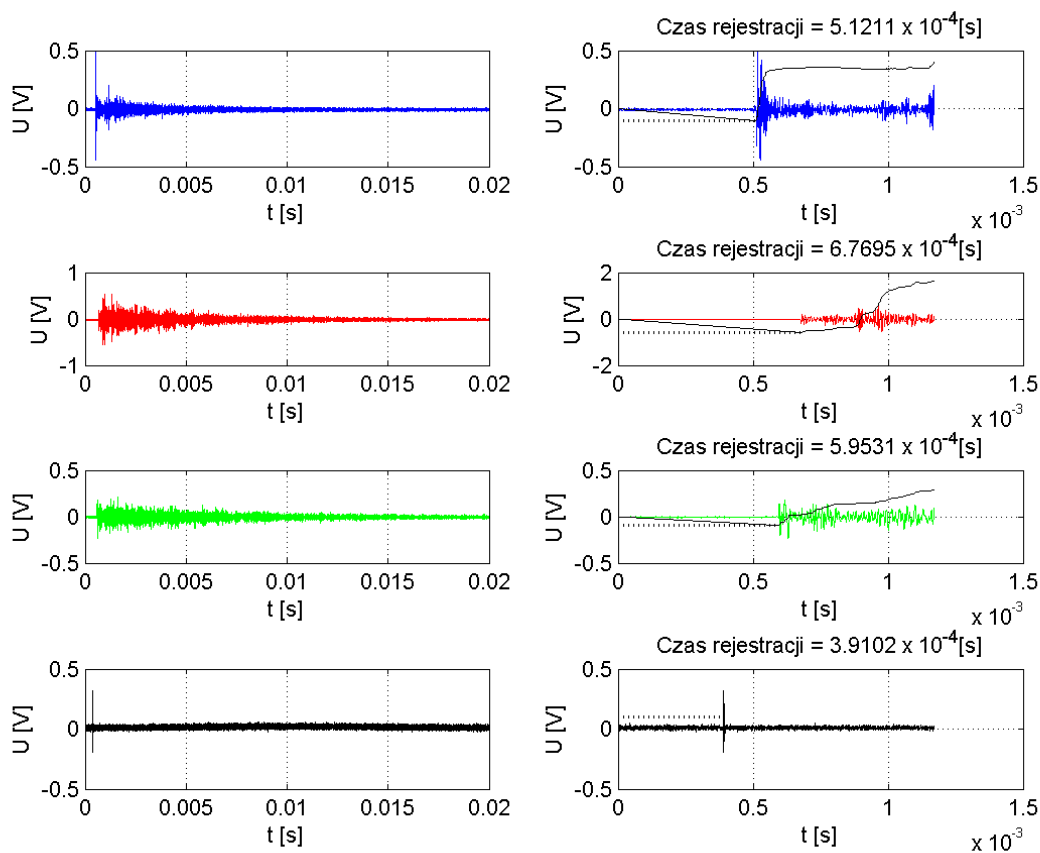
- x_r, y_r, z_r – rzeczywiste współrzędne źródła,
- x_w, y_w, z_w – współrzędne wyznaczone na podstawie pomiarów,
- x_k, y_k, z_k – rozmiary kadzi dla poszczególnych kierunków.

Poniżej przedstawiono uzyskane w wyniku przeprowadzonych badań laboratoryjnych wyniki pomiarowe, które zestawiono przykładowo dla jednej serii pomiarowej.

Trzy przetworniki pomiarowe zostały umieszczone w miejscach o współrzędnych kartezyjskich:

$$\begin{aligned}x_{S1} &= 0,460 \text{ m}, & y_{S1} &= 0,260 \text{ m}, & z_{S1} &= 0,000 \text{ m}, \\x_{S2} &= 0,800 \text{ m}, & y_{S2} &= 0,300 \text{ m}, & z_{S2} &= 0,260 \text{ m}, \\x_{S3} &= 0,420 \text{ m}, & y_{S3} &= 0,000 \text{ m}, & z_{S3} &= 0,210 \text{ m},\end{aligned}$$

Prędkość rozchodzenia się fali akustycznej w oleju przyjęto $V_p = 1390 \text{ m/s}$ [173]. Na ys. 9.1 przedstawiono przebiegi czasowe, na podstawie których wyznaczono wartości czasów opóźnień sygnałów akustycznych względem sygnału elektrycznego.



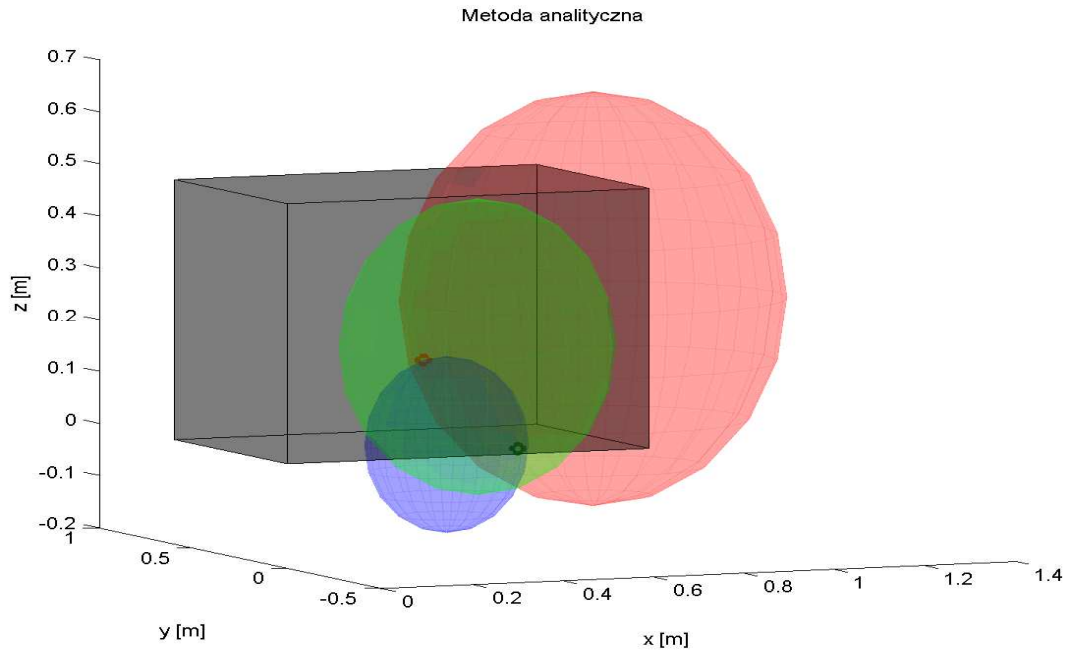
Rys. 9.1 Przebiegi czasowe sygnałów EA i elektrycznego zarejestrowanych podczas jednego cyklu pomiarowego

Na podstawie współrzędnych określających położenie przetworników przy wykorzystaniu programu *Lokalizacja.m* określono następujące rozwiązania:

- Dla metody równań stereometrycznych otrzymano dwa rozwiązania:

$$\begin{aligned}x_w &= 0,562 \text{ m} & x'_w &= 0,417 \text{ m}, \\y_w &= 0,126 \text{ m} & y'_w &= 0,280 \text{ m}, \\z_w &= -0,001 \text{ m} & z'_w &= 0,161 \text{ m},\end{aligned}$$

których interpretację graficzną przedstawiono na rys. 9.2.



Rys. 9.2 Interpretacja graficzna zlokalizowanych przy wykorzystaniu metody analitycznej źródeł WNZ

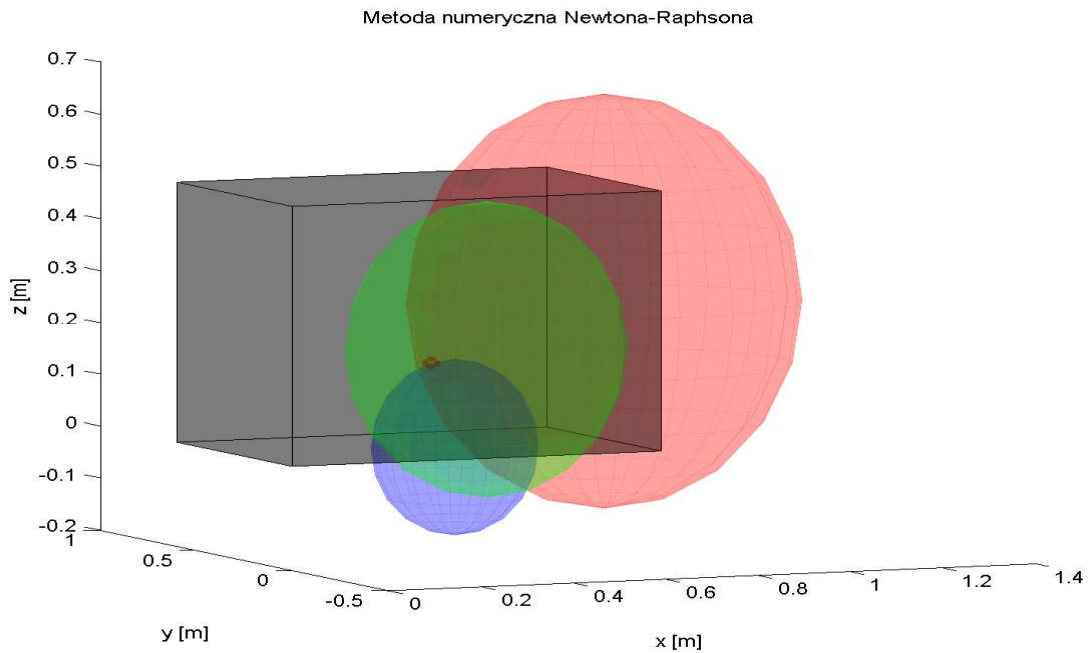
- Dla metody Newtona-Raphsona otrzymano jedno rozwiązanie:

$$x_w = 0,417 \text{ m,}$$

$$y_w = 0,280 \text{ m,}$$

$$z_w = 0,161 \text{ m,}$$

którego interpretację graficzną przedstawiono na rys. 9.3.

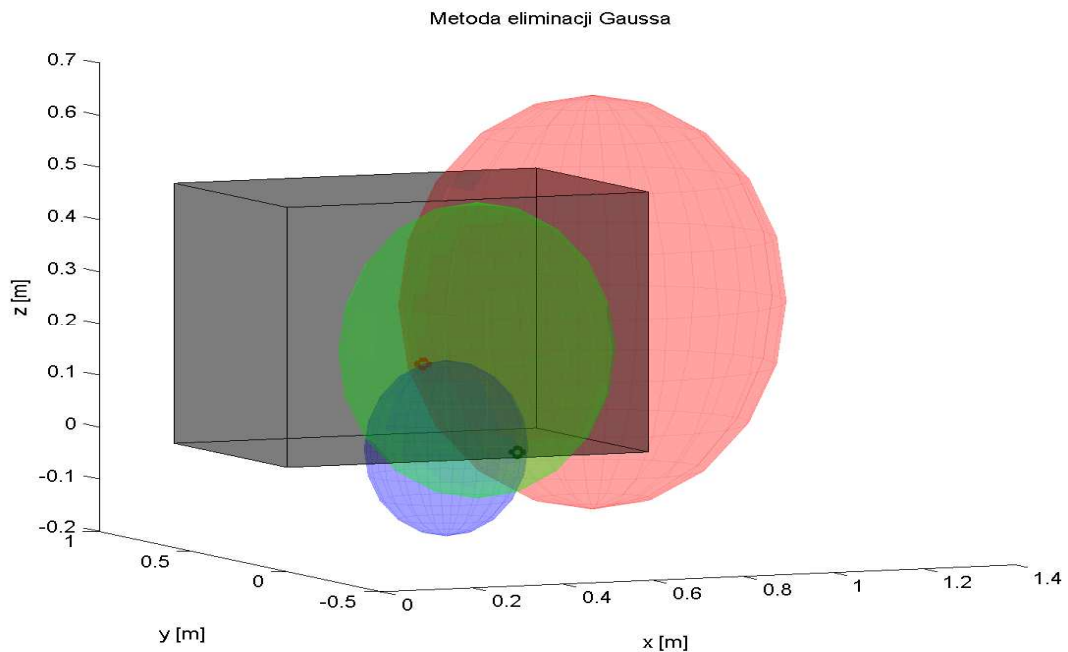


Rys. 9.3 Interpretacja graficzna zlokalizowanych przy wykorzystaniu metody Newtona-Rapsona źródeł WNZ

- Dla metody eliminacji Gaussa otrzymano dwa rozwiązania:

$$\begin{aligned} x_w &= 0,562 \text{ m} & x'_w &= 0,417 \text{ m}, \\ y_w &= 0,126 \text{ m} & y'_w &= 0,280 \text{ m}, \\ z_w &= -0,001 \text{ m} & z'_w &= 0,161 \text{ m}, \end{aligned}$$

którego interpretację graficzną przedstawiono na rys. 9.4



Rys. 9.4 Interpretacja graficzna zlokalizowanych przy wykorzystaniu metody eliminacji Gaussa źródeł WNZ

Przy zastosowaniu metod analitycznej i eliminacji Gaussa otrzymano takie same rozwiązania układu równań, przy czym tylko jedna lokalizacja jest poprawna, tzn. punkt znajdujący się wewnątrz kadzi. Przy wykorzystaniu metody Newtona-Raphsona uzyskano tylko jedno rozwiązanie, współrzędne miejsca lokalizacji pokrywały się z obliczonymi za pomocą dwóch poprzednich metod. Na podstawie własnych badań stwierdzono, że wyniki metody Newtona-Raphsona różnią się od wyników pozostałych metod tylko wtedy, gdy wprowadzony punkt startowy znajduje się bliżej niewłaściwego rozwiązania niż prawidłowego. W takim przypadku należy wprowadzić inne współrzędne punktu startowego i uruchomić program ponownie.

Źródło WNZ zamodelowane w iskierniku ostrze- płyta znajdowało się w miejscu o współrzędnych: $x_w = 0,430 \text{ m}$, $y_w = 0,280 \text{ m}$, $z_w = 0,160 \text{ m}$, wartość błędu obliczenia prawidłowego rozwiązania wyniosła 1,3 cm. Natomiast wartości błędów procentowych

wyznaczonych dla poszczególnych kierunkach osi układu kartezjańskiego wyniosły odpowiednio: $\Delta x_{\%} = 2,29\%$, $\Delta y_{\%} = 0,03\%$, $\Delta z_{\%} = 0,28\%$.

W ramach realizacji niniejszej rozprawy wykonano próby lokalizacji źródła WNZ dla siedmiu konfiguracji położenia źródła WNZ względem poszczególnych przetworników pomiarowych. Kolejne wiersze w tab. 9.1 odpowiadają siedmiu różnym lokalizacjom iskiernika modelującego WNZ względem miejsc umieszczenia przetworników pomiarowych.

Tab. 9.1 Współrzędne źródła generacji WNZ i przetworników pomiarowych dla różnych konfiguracji

Nr konfiguracji	Współrzędne przetwornika S1 [m]			Współrzędne przetwornika S2 [m]			Współrzędne przetwornika S3 [m]			Współrzędne rzeczywistego źródła WNZ [m]		
	OX	OY	OZ	OX	OY	OZ	OX	OY	OZ	OX	OY	OZ
1	0,450	0,000	0,285	0,000	0,250	0,220	0,500	0,370	0,000	0,450	0,280	0,160
2	0,450	0,000	0,265	0,000	0,250	0,220	0,540	0,375	0,000	0,500	0,280	0,160
3	0,450	0,000	0,265	0,000	0,250	0,220	0,600	0,500	0,000	0,500	0,290	0,300
4	0,450	0,000	0,265	0,000	0,420	0,320	0,500	0,500	0,000	0,550	0,290	0,300
5	0,125	0,000	0,240	0,000	0,420	0,320	0,560	0,600	0,210	0,500	0,200	0,300
6	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,430	0,280	0,160
7	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,230	0,280	0,160

Wyniki lokalizacji WNZ wraz z wartościami błędów w stosunku do rzeczywistego położenia źródła zostały zestawione w tab. 9.2.

Tab. 9.2 Wyniki lokalizacji miejsca generacji WNZ dla różnych konfiguracji źródło-przetworniki

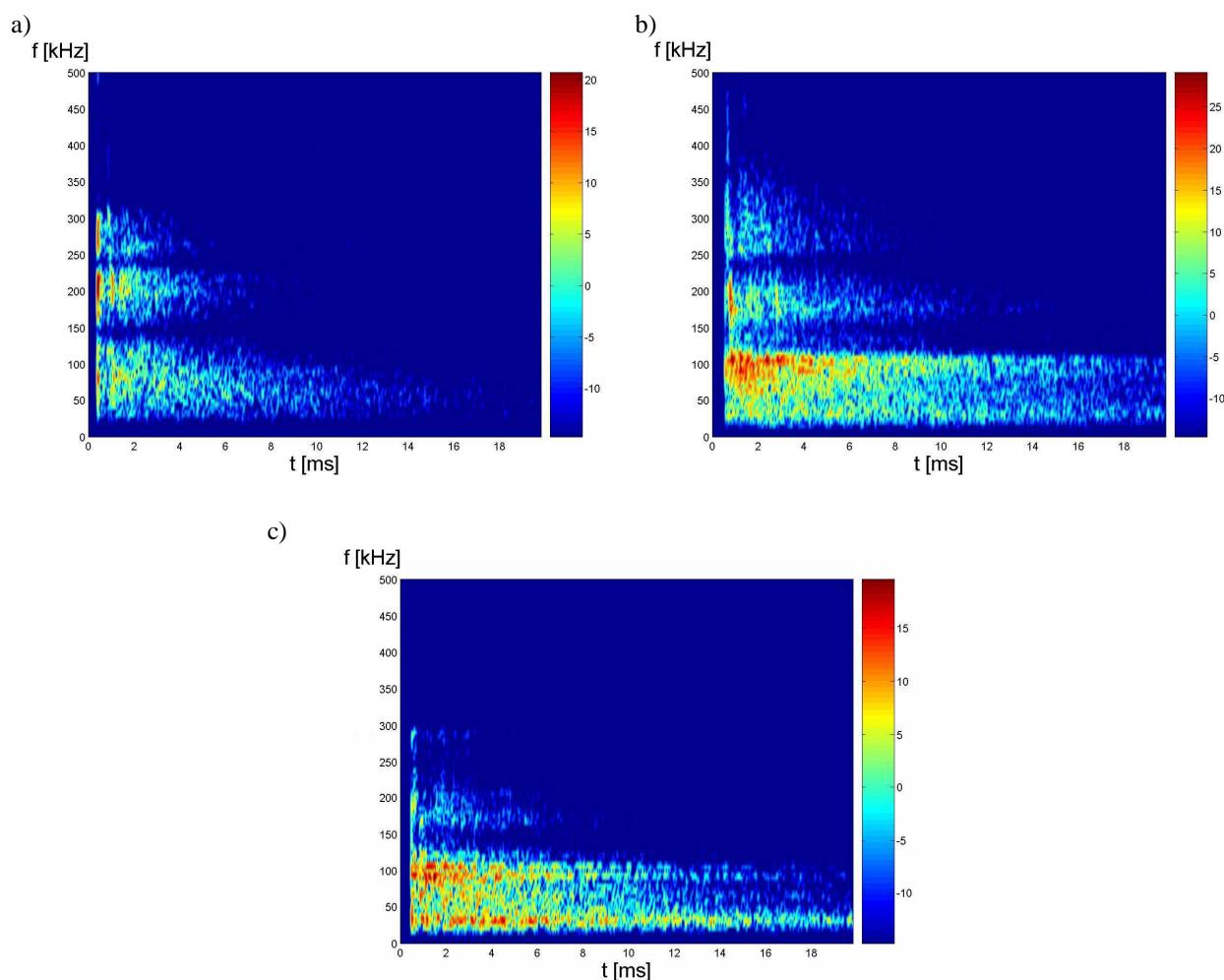
Nr konfiguracji	Współrzędne rzeczywistego źródła WNZ [m]			Współrzędne wyznaczonego źródła WNZ [m]			Błąd lokalizacji [cm]	Błąd procentowy względem kadzi [%]		
	OX	OY	OZ	OX	OY	OZ		$\Delta x_{\%}$	$\Delta y_{\%}$	$\Delta z_{\%}$
1	0,450	0,280	0,160	0,456	0,262	0,157	1,921	0,75	3,00	0,60
2	0,500	0,280	0,160	0,513	0,279	0,150	1,643	1,62	0,17	2,00
3	0,500	0,290	0,300	0,513	0,301	0,294	1,806	1,62	1,83	1,20
4	0,550	0,290	0,300	0,538	0,290	0,294	1,342	1,50	0,00	1,20
5	0,500	0,200	0,300	0,521	0,207	0,314	2,619	2,62	1,17	2,80
6	0,430	0,280	0,160	0,417	0,279	0,159	1,308	1,62	0,17	0,20
7	0,230	0,280	0,160	0,211	0,285	0,150	2,205	2,37	0,83	2,00

Dla przedstawionych w tab. 9.1 konfiguracji iskiernik-przetworniki wyznaczono przebiegi czasowe i obrazy przedstawiające graficzną interpretację uzyskanych wyników lokalizacji źródeł WNZ, które umieszczono w załączniku nr 1. Wskaźniki błędów lokalizacji dla tych wykresów zestawiono w czterech ostatnich kolumnach tab. 9.1.

Na uzyskaną wartość błędu lokalizacji WNZ z tab. 9.2 mogło wpływać wiele czynników. Błędy mogą być spowodowane dokładnością określenia położenie rzeczywistego

źródła WNZ i przetworników, dokładnością wyznaczenia czasu propagacji sygnału EA do przetworników oraz z przyjęcia określonej prędkości rozchodzenia się fali akustycznej w oleju transformatorowym.

Kolejnym krokiem było wykonanie analizy STFT zarejestrowanych sygnałów EA. Dla rozpatrywanego przykładu lokalizacji WNZ, który został wyżej szczegółowo opisany, wykonano dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy, które przedstawiono na rys. 9.5, gdzie numer kanału odpowiada numerowi przetwornika pomiarowego.



Rys. 9.5 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA rejestrowanych za pomocą: a) przetwornika 1, b) przetwornika 2, c) przetwornika 3

Dla pozostałych konfiguracji lokalizacji iskiernika względem przetwornika pomiarowego przedstawionych w tab. 9.1 obliczone spektrogramy umieszczono w załączniku nr 2.

9.2. Lokalizacja wyładowań niezupełnych w ośrodku niejednorodnym

W drugiej części pomiarów laboratoryjnych podjęto próbę określenia wpływu zmian parametrów drogi propagacji fali EA na uzyskiwane wyniki lokalizacji miejsc generacji WNZ wyznaczonych za pomocą zaproponowanej przez Autora zmodyfikowanej metody triangulacyjnej. W tym celu podczas prowadzonych badań zastosowano materiały, które są wykorzystywane w układach izolacyjnych transformatorów elektroenergetycznych. Sposób wykonania układów modelujących różne parametry drogi rozchodzenia się fal EA został szczegółowo przedstawiony w rozdz. 7.7. Próby lokalizacji WNZ w ośrodku niejednorodnym miały na celu określenie przydatności zaproponowanej metody pomiarowej dla układów o złożonej drodze akustycznej. Procedurę lokalizacji przeprowadzono w analogiczny sposób jak w rozdz.9.1, przy wykorzystaniu tego samego oprogramowania, modelu kadzi i układu wyładowczego.

W ramach prowadzonych badań wykonano pomiary obejmujące następujące przypadki związane ze zmianą parametrów drogi propagacji oraz różnej konfiguracji miejsca generacji WNZ i przetworników:

- **układ nr 1** – umieszczenie iskiernika modelującego WNZ typu ostrze-płyta wewnątrz pojemnika wykonanego z preszpanu o grubości 2 mm w kształcie walca (rys. 7.27), który zanurzono w kadzi z olejem transformatorowym,
- **układ nr 2** – umieszczenie iskiernika wewnątrz prostopadłościennego pojemnika wykonanego z 8 mm tekstolitu, (rys.7.28), który zanurzono w kadzi z olejem,
- **układ nr 3** – iskiernik modelujący zamocowany wewnątrz pojemnika z układu nr 2, lecz przeniesiony w inne miejsce wewnątrz kadzi,
- **układ nr 4** – źródło znajduje się w miejscu jak dla układu nr 2, zastosowano 5 mm płytę tekstolitową, umieszczoną w odległościach 5 cm od ściany kadzi w taki sposób, że zakrywała ona całą powierzchnię stalowej ściany bocznej kadzi, na której był zamocowany jeden z przetworników pomiarowych (rys. 7.29),
- **układ nr 5** – źródło i rodzaj przegrody jak dla układu nr 4, ale przegrodę umieszczono w odległości 9 cm od ściany kadzi,
- **układ nr 6** – źródło i rodzaj przegrody jak dla układu nr 4, ale przegrodę umieszczono w odległości 14 cm od ściany kadzi,
- **układ nr 7** – źródło w miejscu jak dla układu nr 4 ale zastosowano dwie przegrody izolacyjne: jedną wykonaną z 1 mm płyty preszpanu usytuowanej w odległości 7 cm

od ściany kadzi, a drugą wykonaną z tekstolitu o grubości 5 mm, którą umieszczono w odległości 14 cm od ściany kadzi (rys. 7.30),

- **układ nr 8** – źródło i rodzaj przegrody jak dla układu nr 7, pierwsza przegroda w odległości 10,0 cm, a druga w odległości 14,0 cm,
- **układ nr 9** – do układu nr 8 zastosowano dodatkowo płytę stalową umieszczoną pionowo między źródłem a przetwornikiem nr 2,
- **układ nr 10** – do układu nr 8 zastosowano dodatkowo płytę stalową umieszczoną pionowo między źródłem a ścianą naprzeciw przetwornika nr 2 (rys. 7.31).

Zaproponowany rodzaj i sposób ustawienia kolejnych przegród izolacyjnych miał na celu sprawdzenie ich wpływu na rozchodzenie się fali akustycznej wzdłuż i w poprzek ośrodka. Złożony charakter propagacji fali EA związany z występowaniem takich zjawisk jak: odbicie, załamanie, tłumienie, ugięcie, rozproszenie powodują rozmycie rejestrowanych sygnałów. W efekcie następuje zmniejszenie stromości obwiedni sygnału, wydłużenie czasu jego trwania i zmniejszenie ich amplitudy.

W tab. 9.3 zestawiono współrzędne położenia przetworników pomiarowych i współrzędne rzeczywistego źródła WNZ dla układów 1-10.

Tab. 9.3 Współrzędne położenia przetworników i źródła WNZ dla układów modelujących 1-10

Nr układu	Współrzędne przetwornika S1 [m]			Współrzędne przetwornika S2 [m]			Współrzędne przetwornika S3 [m]			Współrzędne rzeczywistego źródła WNZ [m]		
	OX	OY	OZ	OX	OY	OZ	OX	OY	OZ	OX	OY	OZ
1	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,430	0,280	0,160
2	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,430	0,280	0,160
3	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,230	0,280	0,160
4	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,430	0,280	0,160
5	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,430	0,280	0,160
6	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,430	0,280	0,160
7	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,430	0,280	0,160
8	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,430	0,280	0,160
9	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,430	0,280	0,160
10	0,460	0,260	0,000	0,800	0,300	0,265	0,420	0,000	0,210	0,430	0,280	0,160

Dla każdego z wymienionych układów wykonano pięć serii pomiarowych. W tab. 9.4 przedstawiono zestawienie wyników lokalizacji miejsc generacji WNZ każdego układu dla przykładowej serii pomiarowej i wartości wskaźników błędów. Wykresy obrazujące graficzną interpretację uzyskanych wyników lokalizacji WNZ, przebiegi czasowe,

dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy oraz zestawienie rezultatów lokalizacji WNZ dla układów 1-10 zostały przedstawione w załącznikach 1 i 2.

Tab. 9.4 Wyniki lokalizacji WNZ dla układów z niejednorodną drogą propagacji sygnałów EA

Nr układu	Współrzędne rzeczywistego źródła WNZ [m]			Współrzędne wyznaczonego źródła WNZ [m]			Błąd lokalizacji [cm]	Błąd procentowy względem kadzi [%]		
	OX	OY	OZ	OX	OY	OZ		$\Delta x_{\%}$	$\Delta y_{\%}$	$\Delta z_{\%}$
1	0,430	0,280	0,160	0,421	0,265	0,153	1,9	1,12	2,50	1,40
2	0,430	0,280	0,160	0,427	0,260	0,164	2,0	0,37	3,33	0,80
3	0,230	0,280	0,160	0,212	0,290	0,165	2,1	2,25	1,67	1,00
4	0,430	0,280	0,160	0,419	0,267	0,166	1,8	1,37	2,17	1,20
5	0,430	0,280	0,160	0,419	0,262	0,167	2,2	1,37	3,00	1,40
6	0,430	0,280	0,160	0,421	0,264	0,162	1,8	1,12	2,67	0,40
7	0,430	0,280	0,160	0,420	0,261	0,165	2,2	1,25	3,17	1,00
8	0,430	0,280	0,160	0,419	0,278	0,163	1,2	1,37	0,33	0,60
9	0,430	0,280	0,160	0,415	0,278	0,162	1,5	1,87	0,33	0,40
10	0,430	0,280	0,160	0,420	0,277	0,163	1,1	1,25	0,50	0,60

Mając na uwadze, że fale EA rozchodzą się z różną prędkością w różnych materiałach, spodziewano się, że wyniki lokalizacji WNZ dla ośrodków niejednorodnych będą obarczone stosunkowo dużym błędem. W przypadku propagacji fali akustycznej w stali może ona przebyć 4-krotnie dłuższą odległość niż, dla porównania, w oleju transformatorowym. Natomiast w oleju jest mniejsza wartość współczynnika tłumienia [169]. Na podstawie przeprowadzonych badań laboratoryjnych stwierdzono, że współczynnik tłumienia fal akustycznych w sposób znaczący zależy nie tylko od rodzaju ośrodka, w którym rozchodzi się fala EA, ale również od jej częstotliwości. Zastosowanie przegród wykonanych z różnych materiałów nie wpłynęło w sposób znaczący na dokładność uzyskiwanych wyników lokalizacji WNZ (< 3% błędu w dowolnym kierunku). Tak duża dokładność może być spowodowana zbyt małym wpływem stosowanych przegród i barier oraz dużą dokładnością zaproponowanej metody.

10. Wnioski

Na podstawie uzyskanych w rozprawie wyników pomiarowych, obliczeń symulacyjnych i rezultatów przeprowadzonych analiz, Autor sformułował następujące wnioski:

- w oparciu o wyniki, zamieszczone w tab. 9.2 dla ośrodka jednorodnego i w tab. 9.4 dla ośrodka o złożonej drodze propagacji, wykazano praktyczną przydatność zaproponowanej zmodyfikowanej metody triangulacyjnej do lokalizacji WNZ mierzonych metodą EA, co potwierdza przyjętą w rozprawie tezę.
- Zaproponowana metoda wyznaczania czasu propagacji T wykorzystująca sygnał elektryczny z cewki Rogowskiego, jako sygnał odniesienia dla sygnałów rejestrowanych przez przetworniki pomiarowe, umożliwia skuteczną i dokładną lokalizację miejsc generacji WNZ.
- Zastosowanie kryterium energii sygnału w celu wyznaczania czasów opóźnień, z jakimi sygnały EA generowane przez WNZ dochodzą do poszczególnych przetworników pomiarowych, okazało się bardzo skutecznym narzędziem matematycznym, wprowadzającym nieznaczący z punktu widzenia praktycznych zastosowań błąd (około 1,3%).
- Wykonanie obliczeń i wyznaczenie charakterystyki określającej wpływ parametru α na wyniki wyznaczania kryterium minimum krzywej energii sygnału, pozwoliło określić jego optymalną wartość tj. $\alpha \geq 2,2$. Umożliwiło to zwiększenie o 26,6% dokładności wyznaczania wartości kryterialnych, co w konsekwencji zwiększyło dokładność wyznaczania czasów opóźnień sygnałów zarejestrowanych drogą akustyczną.
- Procentowy błąd lokalizacji źródła WNZ w kierunku osi OX, OY, OZ, wyznaczony w odniesieniu do wymiarów kadzi, nie przekracza 3%, co stanowi o bardzo dużej dokładności zaproponowanych metod.
- Otrzymana maksymalna wartość błędu wynosząca poniżej 2,63 cm jest na podobnym poziomie jak błędy lokalizacji otrzymane innymi metodami przez autorów prac [78, 181], gdzie wynoszą one odpowiednio $\leq 3,36$ cm i $\leq 3,14$ cm dla kadzi pomiarowej o podobnym wymiarze.

- Duża dokładność lokalizacji źródła WNZ dla niejednorodnej drogi propagacji fali EA może być spowodowana stosunkowo małym wpływem zastosowanych przegród i barier izolacyjnych. Dlatego też w kolejnych badaniach dotyczących doskonalenia zaproponowanej metody istnieje konieczność wykonania pomiarów na bardziej złożonych obiektach, a w przyszłości na rzeczywistych transformatorach elektroenergetycznych.
- W wyniku superpozycji wszystkich dochodzących do przetwornika fal EA dla niejednorodnej drogi propagacji, zostały zarejestrowane sygnały, w których największą i dominującą amplitudę miały fale akustyczne propagujące drogą olejową. Dlatego, analizując zarejestrowany przebieg pod względem wielkości przenoszonej energii, otrzymano analogiczne rezultaty jak dla sygnałów EA propagujących przez olej transformatorowy.
- Zaprojektowany i wykonany rozbudowany integrator współpracujący z cewką Rogowskiego umożliwia obserwację kolejnych etapów przetwarzania rejestrowanych sygnałów elektrycznych. Ponadto możliwość płynnej regulacji parametrów integratora pozwala na wybór optymalnych ustawień dla potrzeb realizacji założonych zadań.
- Rozwiązanie układu równań sferycznych trzema metodami tj.: równań stereometrycznych, eliminacji Gaussa i Newtona-Raphsona dało możliwość porównania otrzymywanych wyników obliczeniowych. Wszystkie zaproponowane metody umożliwiły wyznaczenie tych samych poprawnych rozwiązań.
- Wykonany w ramach niniejszej pracy program *Lokalizacja.m* stanowi bardzo skuteczne narzędzie obliczeniowe, które umożliwia wyznaczenie współrzędnych źródeł WNZ na podstawie przebiegów czasowych sygnałów akustyczno-elektrycznych. W aplikacji zaimplementowano wszystkie omówione w pracy metody rozwiązywania równań sferycznych. Napisany program umożliwia wyznaczenie czasów opóźnień na podstawie wartości minimum krzywej energii, a także klasyfikuje wyznaczone rozwiązania jako prawidłowe, odrzucając błędne z technicznego punktu widzenia.
- W celu odrzucenia jednego z rozwiązań (nieprawidłowego ze względu na praktyczną interpretację modelu) wprowadzono do autorskiej aplikacji ograniczenia w postaci dwóch zadanych warunków brzegowych, jakie muszą być spełnione przez rozwiązanie prawidłowe. Pierwszym jest konieczność generacji WNZ wewnątrz

kadzi. Natomiast drugi warunek określa, w jakiej odległości od ścian kadzi wyładowanie praktycznie nie może wystąpić, przy czym zadana wielkość może być zadawana w zależności od rozmiarów kadzi transformatora.

- W oparciu o uzyskane wyniki wykazano praktyczną przydatność metody Newtona-Raphsona do rozwiązania analizowanych przypadków lokalizacji, czyli do wyznaczania współrzędnych miejsc generacji WNZ. Jednakże otrzymywane tą metodą rezultaty należy porównywać z wynikami otrzymanymi metodą równań stereometrycznych lub metodą eliminacji Gaussa. Jest to konieczne ze względu na to, że metoda Newtona-Raphsona opiera się na wyznaczeniu rozwiązania lokalnego a nie globalnego. Ponadto wskazuje ona jako pierwsze rozwiązanie, te które znajdują się najbliżej punktu startowego.
- Założony podczas przeprowadzonych symulacji punkt startowy znajdował się poza modelem kadzi transformatorowej i miał współrzędne kartezjańskie $x = 1,000$ m, $y = 1,000$ m, $z = 1,000$ m. Dla wszystkich wykonanych obliczeń metoda Newtona-Raphsona wskazała poprawne rozwiązanie w mniej niż dziesięciu iteracjach, bez konieczności zmiany punktu startowego.
- Na podstawie analizy porównawczej obrazów czasowo-częstotliwościowych przedstawionych w załączniku 2 niniejszej pracy nie można w sposób jednoznaczny powiązać ich z rodzajem drogi propagacji.
- Zaproponowana metoda lokalizacji źródeł WNZ jest kolejnym krokiem mogącym przyczynić się do budowy systemu eksperckiego, wykorzystywanego w diagnostyce stanu układu izolacyjnego urządzeń elektroenergetycznych. System taki powstaje obecnie w Instytucie Elektroenergetyki Politechniki Opolskiej.
- W celu zwiększenia poprawności lokalizacji źródeł WNZ dla zastosowań w obiektach o złożonej drodze propagacji sygnałów EA można powiązać ze sobą kilka sposobów oceny wyników lub metod diagnostycznych. Otrzymane zaproponowaną metodą rezultaty można porównać z wynikami otrzymywanymi na podstawie przypisywania odpowiednim formom WNZ określonych pasm częstotliwości i powiązania ich ze ściśle określonym typem defektu układu elektroizolacyjnego.

Spis literatury

- [1] **Abdel-Galil T.K., El-Hag A.H., Salama M.M.A., Bartnikas R.:** *Enhanced partial discharge de-noising technique using eigen-decomposition*, Conference Record of the 2006 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Toronto, 2006, pp. 294-297.
- [2] **Agoris P.D., Meijer S., Gulski E., Smit J.J.:** *Threshold selection for wavelet denoising of partial discharge data*, Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Indianapolis, 19-22.09.2004, pp. 62-65.
- [3] Analog Devices, *Komparator AD790 – nota katalogowa*.
- [4] **Angrisani L., Daponte P., Lupo G., Petrarca C., Vitelli M.:** *Analysis of ultrawide-band detected partial discharges by means of a multiresolution digital signal-processing method*, Measurement, Vol. 27, No. 3, April 2000, pp. 207-221.
- [5] **Aschenbrenner D., Kranz H.G., Rutgers W.R., Van den Aardweg P.:** *On-line PD measurements and diagnosis on power transformers*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 12, No. 2, April 2005, pp. 216-222.
- [6] **Baobao W., Yang Y.:** *Online Measurement of Transformer Partial Discharge*, International Conference on Computational Intelligence and Security Workshops, Harbin, 2007, pp. 906-909.
- [7] **Bengtsson T., Håkan K., Jönssn B.:** *Transformer PD diagnosis using AE technique*, 10th International Symposium on High Voltage Engineering, Montreal, 1997, pp. 73-79.
- [8] **Beyer M., Borsi H., Hartje M.:** *Some aspects about possibilities and limitations of acoustic PD measurements in insulating fluids*, 5th International Symposium on High Voltage Engineering, No. 41.04, Braunschweig, 1987.
- [9] **Bish N.B., Howson P.A., Howlett R.J., Fawcett T.J., Hilder D.A.:** *Intelligent recognition of partial discharges in high voltage dielectrics*, 36th Universities Power Engineering Conference UPEC 2001, University of Wales, Swansea, 12-14.09.2001.
- [10] **Bish N.B., Howson P.A., Wai C.K.L., Lawrence D.H.:** *Partial discharge monitoring implementing 'hybrid' machine orientated algorithms*, 39th International Universities Power Engineering Conference UPEC'2004, Vol. 1, University of Brighton, 6-8.08.2004, p. 242.
- [11] **Boczar T., Borucki S., Cichoń A., Lorenc M.:** *Czasowo-częstotliwościowa analiza wieloźródłowych wylądowań niezpełnych*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 12, 2008, ss. 339-341.
- [12] **Boczar T., Borucki S., Cichoń A., Lorenc M.:** *Recognizing Partial Discharge Forms Measured by the Acoustic Emission Method Using the Spectrum Power Density as a Parameter of the Artificial Neuron Network*, Molecular and Quantum Acoustics, Annual Journal, Vol. 26, 2005, pp. 35-44.
- [13] **Boczar T., Borucki S., Cichoń A., Lorenc M.:** *Rozpoznawanie wylądowań elektrycznych rejestrowanych metodą emisji akustycznej przy wykorzystaniu sieci neuronowych*, Przegląd Elektrotechniczny – Konferencja 1'2005, Jubileuszowe X Sympozjum EUI'2005: Problemy eksploatacji układów izolacyjnych wysokiego napięcia, Krynica, 27-30.09.2005, ss. 30-33.
- [14] **Boczar T., Borucki S., Cichoń A.:** *Dobór parametrów sygnałów emisji akustycznej od wylądowań niezpełnych dla potrzeb systemu eksperckiego*, SiM, Of. Wyd. PO, Opole, 2009.
- [15] **Boczar T., Cichoń A., Borucki S., Lorenc M.:** *Analiza korelacyjna sygnałów emisji akustycznej generowanej przez wylądowania elektryczne w oleju*, Przegląd Elektrotechniczny – Konferencje, Nr 3, 2007, ss. 31-34.
- [16] **Boczar T., Lorenc M.:** *Measurement of Acoustic Emission Generated by Basic Forms of Partial Discharges and Calibration Sources*, Proceedings of the International Conference AE, Brno, 1999, pp. 19-27.
- [17] **Boczar T.:** *Identification of a specific type of PD form AE frequency spectra* IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 8, No. 4, August 2001, pp. 598-606.

- [18] **Boczar T.:** *Identyfikacja form wyładowania niezpełnego na podstawie jego widm częstotliwościowych emisji akustycznej*, Rozprawa doktorska, Wydział Elektryczny Pol. Śl. w Gliwicach, Gliwice, 1998.
- [19] **Boczar T.:** *Możliwość zastosowania do opisu sygnałów emisji akustycznej od wyładowań niezpełnych analizy statystycznej i cyfrowych metod przetwarzania sygnałów*, SiM, Of. Wyd. PO, Opole, 2003.
- [20] **Boczar T.:** *Obiektywizacja wyników akustycznej metody oceny wyładowań niezpełnych przy zastosowaniu do opisu sygnałów analizy statystycznej i cyfrowych metod przetwarzania*, SiM, Of. Wyd. PO, Opole, 2003.
- [21] **Boczar T.:** *Widma emisji akustycznej generowanej przez wyładowania niezpełne w izolacji olejowej*, SiM, Zeszyt 114, Of. Wyd. PO, Opole, 2000.
- [22] **Borucki S., Cichoń A., Witkowski P.:** *Możliwości rozpoznawania wyładowań niezpełnych wieloródtowych metodą EA*, XV Konferencja Energetyki, Zamek Ryn, 5-7.09.2007, ss. 195-199.
- [23] **Borucki S., Cichoń A., Zmarzły D.:** *Proces dekontaminacji zachowawczej transformatorów zawierających oleje syntetyczne ze związkami PCB*, Seminarium 7SPE'2005: Problemy eksploatacyjne elektroenergetyki, elektromechaniki i energoelektroniki, Wiadomości Elektrotechniczne, 09-2005, ss. 22-23.
- [24] **Borucki S.:** *Możliwości rozpoznawania form wyładowań niezpełnych rejestrowanych metodą emisji akustycznej przy zastosowaniu sieci neuronowych*, Rozprawa doktorska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki PO, Opole, 2006.
- [25] **Borucki S.:** *Porównanie piezoelektrycznych czujników pomiarowych wykorzystywanych w pomiarach sygnałów emisji akustycznej generowanych przez wyładowania niezpełne*, Energetyka - Zeszyt tematyczny Nr VI Konferencji Naukowo-Technicznej: Transformatory w eksploatacji, 20-22.04.2005, ss. 104-106.
- [26] **Carlson A., Fuhr J., Schemmel G., Wegscheider F.:** *Testing of power transformers*, ProPrint GmbH, Düsseldorf, 2003.
- [27] **Carpenter J.H., Kresge J.S., Musick C.B.:** *Ultrasonic corona detection in transformers* IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-84, No. 8, 1965, pp. 645-651.
- [28] **Cichoń A., Boczar T.:** *Comparison analysis of acoustic emission signals generated by electrical discharges measured by the hydrophone and the wideband contact transducer*, Journal de Physique IV (Proceedings): 34th Winter School on Wave and Quantum Acoustics, October 2005, pp. 93-97.
- [29] **Cichoń A.:** *Wpływ parametrów fizykochemicznych oleju izolacyjnego na deskryptory charakteryzujące sygnały emisji akustycznej generowanej przez wyładowania niezpełne*, Rozprawa doktorska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki PO, Opole, 2006.
- [30] **Cohen A., Ryan R.D.:** *Wavelets and multiscale signal processing*, Chapman & Hall, London, 1995.
- [31] **Cohen L.:** *Time-Frequency Analysis*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1995.
- [32] **Coope I.D.:** *Circle fitting by linear and nonlinear least squares*, Journal of Optimization Theory & Applications, Vol. 76, No. 2, 1993, pp. 381-388.
- [33] **Coope I.D.:** *Reliable computation of the points of intersection of n spheres in R^n* , Anziam Journal, Vol. 42(E), 2000, pp. C461-C477.
- [34] **Cozien R., Rosenberg C., Eyherbide P., Rossetini J.:** *Target detection and identification using neural network and multi-agent systems*, Proceedings of the 3rd International Conference on Information Fusion, 2000, pp. 10-17.
- [35] **Danikas M.G.:** *The definitions used for PD phenomena*, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 28, No. 6, 1993, pp. 1075-1081.
- [36] **Dąbrowski A.:** *Analiza zakłóceń występujących przy pomiarach wyładowań niezpełnych metodą emisji akustycznej – ujęcie syntetyczne*, Energetyka – Zeszyt tematyczny Nr VI Konferencji Naukowo-Technicznej: Transformatory w eksploatacji, 2005, ss. 113-114.
- [37] **Dąbrowski M.:** *Konstrukcja maszyn elektrycznych*, WNT, Warszawa, 1965.
- [38] **Dąbrowski M.:** *Projektowanie maszyn elektrycznych prądu przemiennego*, WNT, Warszawa, 1988.

- [39] **Deng J., Xiao H., Huo W., Luo M., May R., Wang A., Liu Y.:** *Optical fiber sensor-based detection of partial discharges in power transformers*, Optics & Laser Technology, Vol. 33, No. 5, July 2001, pp. 305-311.
- [40] **Dolezal J., Hruza J., Laurenc J., Martinek P., Mullerova E.:** *Acoustic measurement at voltage impulse test*, Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2005, pp. 369-372.
- [41] **Du B.X., Lu Y.H., Weil G.Z., Tian Y.:** *PD localization based on fuzzy theory using AE detection techniques*, Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2005, pp. 449-450.
- [42] EA System, *AE signal conditioner – instrukcja obsługi*, Warszawa, 2001.
- [43] **IEEE Power & Engineering Society:** *IEEE guide for the detection and location of acoustic emissions from partial discharges in oil-immersed power transformers and reactors*, Revision of IEEE C57.127-2000, 2007.
- [44] **Engle R.B., Dunegan M.L.:** *AE stress wave detection as a tool for NDT and materials evaluation*, International Journal of NDT, Vol. 1, No. 1, 1969, pp.109-125.
- [45] **Farag A.S., Shewhdi M.H., Jin X., Wang C., Cheng T.C., Dong X., Gao S., Jing W., Wang Z.:** *On-line partial discharge calibration and monitoring for power transformers*, Electric Power Systems Research, Vol. 50, No. 1, 1999, pp. 47-54.
- [46] **Fletcher R.:** *Practical Methods of Optimization*, John Wiley & Sons, 2nd Edition, New York, 1987.
- [47] **Flisowski Z.:** *Technika wysokich napięć*, WNT, Warszawa, 1990.
- [48] **Florkowska B., Florkowski M., Włodek R., Zydrón P.:** *Mechanizmy, pomiary i analiza wylądowań niezupełnych w diagnostyce układów izolacyjnych wysokiego napięcia*, IPPT PAN, Warszawa, 2001.
- [49] **Florkowska B.:** *Analiza mechanizmów WNZ w układach elektroizolacyjnych wysokiego napięcia*, Wyd. AGH, Kraków, 1995.
- [50] **Florkowska B.:** *Wylądowania niezupełne w układach izolacyjnych wysokiego napięcia. Analiza mechanizmów, form i obrazów*, IPPT PAN, Warszawa, 1997.
- [51] **Florkowski M.:** *System diagnostyczny oceny układów elektroizolacyjnych wysokiego napięcia*, Rozprawa doktorska, AGH, Kraków, 1994.
- [52] **Fotyma M.:** *Wylądowania niezupełne – podstawy fizyczne, zachodzące zjawiska, definicje, badania*, Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 204, Gliwice, 2000, ss. 107-151.
- [53] **Frącz P., Boczar T., Zmarzły D.:** *Możliwości zastosowania spektrofotometrii optycznej w diagnostyce układów izolacyjnych transformatorów elektroenergetycznych*, Wiadomości Elektrotechniczne, Nr 10, 2007, ss. 36-41.
- [54] **Frącz P.:** *Analiza powtarzalności pomiarów sygnałów optycznych emitowanych przez wylądowania elektryczne w izolacji powietrznej*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 7, 2010, ss. 128-130.
- [55] **Frederick J.R., Felbeck D.K.:** *Dislocation movements as a source of AE*, ASTM Special Technical Publication 505, American Society for Testing and Materials, Philadelphia, 1972, pp. 129-139.
- [56] **Fuhr J.:** *PD-source localization in the insulating system of large power transformers*, Conference Record of the 2006 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Toronto, 2006, pp. 424-427.
- [57] **Fuhr J.:** *Procedure for identification and localization of dangerous PD sources in power transformers*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation Vol. 12, No. 5, October 2005, pp. 1005-1014.
- [58] **Gacek Z., Szadkowski M., Witos F., Malitowski G., Szerszeń G.:** *Badanie wylądowań niezupełnych w olejowym transformatorze energetycznym zespoloną metodą elektryczno-akustyczną wspomaganą metodą chromatograficzną*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 11b, 2010, ss. 13-16.
- [59] **Gacek Z.:** *Wysokonapięciowa technika izolacyjna*, Wyd. Pol. Śl., Gliwice, 1996.

- [60] **Garcia-Colon V.R., Linan-Garcia R., Jacobo M.A.:** *On-line condition assessment of high voltage current transformers*, Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Indianapolis, 19-22.09.2004, pp. 182-185.
- [61] **Gerberich W.W.:** *A discussion of slow crack growth associated with plane-strain instability*, ASM Trans. Quarterly, Vol. 59, No. 4, 1966, pp. 283-288.
- [62] **Glinka T.:** *Badania diagnostyczne maszyn elektrycznych w przemyśle*, Wyd. BOBRME Komel, Katowice, 1998.
- [63] **Górecki P.:** *Wzmacniacze operacyjne: podstawy, aplikacje, zastosowania*, Wyd. BTC, Warszawa, 2002.
- [64] **Gronowski B., Ranachowski J., Skubis J., Zalewski J.:** *Pomiary tłumienia emisji akustycznej od wylądowań elektrycznych w materiałach elektroizolacyjnych*, IPPT PAN, Warszawa, 1986.
- [65] **Gronowski B.:** *Propagacja sygnałów EA od WNZ kondensatorach energetycznych*, Rozprawa doktorska, Wydział Elektryczny PW, Warszawa, 1989.
- [66] **Grosse C.U., Reinhardt H.:** *Schallemissions-quellen automatisch lokalisieren- Entwicklung eines Algorithmus*, MP Materialprüfung, Jahrg. 41/9, Carl Hanser Verlag, München, 1999, ss. 342-347.
- [67] **Grossman E., Feser K.:** *Online PD-monitoring on transformers using AE techniques*, International Conference APTADM'2001, Wrocław, 2001, pp. 264-268.
- [68] **Grossmann E., Feser K.:** *Sensitive online PD-measurements of onsite oil/paper-insulated devices by means of optimized acoustic emission techniques (AET)*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 1, January 2005, pp. 158-162.
- [69] **Gulski E.:** *Diagnozowanie wylądowań niepełnych w urządzeniach WN w eksploatacji*, Wyd. PW Elektryka, Zeszyt 128, Warszawa, 2003.
- [70] **Guo J., Shu W., Zhang X., Gao B., Wang P., Wu G.:** *Study on Partial Discharge detection of power transformer based on AVR*, Proceedings of 2005 International Symposium on Electrical Insulating Materials, Vol. 2, Kitakyushu, 5-9.06.2005, pp. 522-525.
- [71] **Harrold R.T.:** *Acoustic Waveguides for Sensing and Locating Electrical Discharges in High Voltage Power Transformers and Other Apparatus*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, No. 2, March 1979, pp. 449-457.
- [72] **Harrold R.T.:** *The relationship between ultrasonic and electric al measurement of under oil corona sources*, IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 11, No. 1, 1976, pp. 8-11.
- [73] **Hertz J., Krogh A., Palmer R.G.:** *Wstęp do teorii obliczeń neuronowych*, WNT, Warszawa, 1995.
- [74] **Heywood R., Boltze M., Markalous S.M., Johnstone C.:** *Power transformer condition monitoring and life-cycle management*, Euro TechCon, Stretton, 2009, pp. 1-15.
- [75] **Hołownia J.:** *Tłumienie zakłóceń radioelektrycznych*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa, 1964.
- [76] **Howells E., Norton E. T.:** *Location of partial discharge sites in on-line transformers*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 1, January 1981.
- [77] **Hsu T.C.:** *Mathematical analysis of shrinkage stress in a model of hardened concrete*, Journal of American Concrete Institute, Vol. 60, 1963, pp. 371-390.
- [78] **Hu X., Li Y., Lu Y.:** *Study of PD detection and location by means of acoustic measurements transformer*, Proceedings of The 6th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials, Xi'an, 21-26.06.2000, pp. 753-756.
- [79] IEC-60270 – International Standard: *High-voltage test techniques – Partial discharge measurements*
- [80] **IEEE Power & Engineering Society:** *IEEE trial-use guide for the detection of acoustic emissions from partial discharges in oil-immersed power transformers*, IEEE Std C57.127-2000, 2000.
- [81] **Jafari A.M., Akbari A., Kharezi M.:** *Partial discharge localization in transformers using detailed modeling of winding and calibration pulses*, International Conference on Solid Dielectrics, Winchester, 8-13.07.2007, pp. 536-539.

- [82] **Jafari A.M., Akbari A., Mirzaei H.R., Kharezi M., Allahbakhshi M.:** *An algorithm for partial discharge localization in transformers using winding design data*, International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, Beijing, 21-24.04.2008, pp. 919-922.
- [83] **Jarman P.:** *Practical trials of partial discharge location and characterization techniques*, 10th EPRI Substation Equipment Diagnostics Conference, New Orleans, February 2002.
- [84] **Jiang L., Zhu D., Li F., Tan K., Qin G., Jin X., Wang C., Chang T.C.:** *Partial discharge pattern recognition of insulation models of power transformers*, Proceedings of the 6th International Conference on Properties and Application of Dielectrics Materials, Xi'an Jiaotong University, China, 21-26.06.2000, pp. 129-132.
- [85] **Judd M.D., McArthur S.D.J., Reid A.J., Catterson V.M., Li Y., Jacobson B., Svensson K.O., Gunnarsson M.:** *Investigation of radiometric partial discharge detection for use in switched HVDC testing*, IEEE Power Engineering Society General Meeting, Montréal, 18-22 June 2006.
- [86] **Judd M.D., Yang L., Hunter I.B.B.:** *Partial discharge monitoring for power transformers using UHF sensors: Part I: Sensors and signal interpretation*, IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 21, No. 2, March/April 2005, pp. 5-14.
- [87] **Kącki E., Małolepszy A., Romanowicz A.:** *Metody Numeryczne dla Inżynierów*, Wyd. Naukowe Wyższej Szkoły Informatyki, Łódź, 2005.
- [88] **Kreuger F., Gulski E., Krivda A.:** *Classification of PD*, IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 28, No. 6, 1993, pp. 917-931.
- [89] **Krupka J., Morawski R.Z., Opalski L.J.:** *Wstęp do metod numerycznych*, Of. Wyd. PW, Warszawa, 2004.
- [90] **Kucharska B.:** *Akustyczne deskryptory sygnałów emitowanych przez wyladowania niezupełne powierzchniowe*, Zeszyty Naukowe PO: Elektryka, Zeszyt 219/96, Opole, 1996, str. 107-123.
- [91] **Kucharska B.:** *Parametry emisji akustycznej emitowanej przez wyladowania niezupełne*, Rozprawa doktorska, Pol. Śl. w Gliwicach, Gliwice, 2005.
- [92] **Kundu P., Kishore N.K., Sinha A.K.:** *A non-iterative partial discharge source location method for transformers employing acoustic emission techniques*, Applied Acoustics, Vol. 70, December 2009, pp. 1378-1383.
- [93] **Kurtasz P., Witkowski P., Boczar T.:** *Analiza wyników pomiarów diagnostycznych transformatora elektroenergetycznego uzyskanych metodą emisji akustycznej*, Pomiary, Automatyka, Kontrola, Vol. 54, No. 01/2009, 2009, ss. 23-26.
- [94] **Li H.J., Birlasekaran S., Choi S.S., Lee D., Vong N.M.:** *A new method to identify the types of partial discharges*, 14th Power System Computation Conference, session 24, paper 5, Sevilla, 24-28.06.2002.
- [95] **Li J., Wang Y., Du L., Jin Z., Yang Y.:** *Wavelet-based denoising for PD online measurement of transformers*, Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Indianapolis, 19-22.09.2004, pp. 54-57.
- [96] **Lidmanowski W.:** *Zarys teorii wyladowań w dielektrykach*, WNT, Warszawa, 1998.
- [97] **Lin D., Jiang L., Li F., Zhu D., Tan K., Wu C., Jin X., Wang C., Cheng T. C.:** *On-line partial discharge monitoring and diagnostic system for power transformer*, Tsinghua Science & Technology, Vol. 10, No. 5, October 2005, pp. 598-604.
- [98] **Lindell E., Bengtsson T., Blennow J., Gubanski S.M.:** *Partial discharges measured at semi-square voltages*, Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2006, pp. 631-634.
- [99] **Linhai Z., Gang L., Cheng L., Yanming L., Longjun Z., Guojun L.:** *Study on location of acoustic emission partial discharge detection in power transformers*, International Conference on Solid Dielectrics, Winchester, 8-13.07.2007, pp. 589-592.
- [100] **Lisowiec A.:** *Cewki Rogowskiego w urządzeniach EAZ z cyfrowym przetwarzaniem sygnałów*, Elektronika, Nr 8, 2006, ss. 76-78.

- [101] **Lisowiec A.:** *Dynamika pomiaru toru prądowego urządzenia EAZ współpracującego z cewką Rogowskiego*, Elektronika, Nr 5, 2007, ss. 51-53.
- [102] **Lord A.E.:** *Acoustical emission*, Physical Acoustics edited by Mason W.P., Academic Press, New York, 1975, pp. 289-353.
- [103] **Lu Y., Tan X., Hu X.:** *PD detection and localisation by acoustic measurements in an oil filled transformer*, IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology, Vol. 147, No. 2, March 2000, pp. 81-85.
- [104] **Lundgaard L.E.:** *Partial discharge: Part XIII: Acoustic partial discharge detection – fundamental considerations*, IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 8, No. 4, July/August 1992.
- [105] **Lundgaard L.E.:** *Partial discharge: Part XIV: Acoustic partial discharge detection – practical application*, IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 8, No. 5, July/August 1992.
- [106] **Lyons R.G.:** *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa, 2000.
- [107] M&B System Power Test Equipment, *Cewka HVS 994 C.T – nota katalogowa*.
- [108] **Ma X., Zhou C., Kemp I.J.:** *Automated wavelet selection and thresholding for PD detection*, IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 18, No. 2, March/April 2002, pp. 37-45.
- [109] **MacAlpine M., Zhiqiang Z., Demokan M.S.:** *Development of a fibre-optic sensor for partial discharges in oil-filled power transformers*, Electric Power Systems Research, Vol. 63, No. 1, August 2002, pp. 27-36.
- [110] **Mackay A.L.:** *Generalized structural geometry*, Acta Crystallographica, No. A30, 1974, pp. 440-447.
- [111] **Malecki I., Witos F., Opilski A.:** *AE source parameters in coal samples*, Acustica, Vol. 79, No. 2, 1993, pp. 112-116.
- [112] **Malitowski G.:** *Analiza powtarzalności pomiarów wyładowań niezupełnych w wybranych układach pomiarowych*, Przegląd Elektrotechniczny - Konferencje, Nr 1, 2006, ss. 152-154.
- [113] **Malitowski G.:** *Próba identyfikacji wyładowań niezupełnych w wybranych modelowych układach izolacyjnych*, Przegląd Elektrotechniczny – Konferencje, Nr 3, 2007, ss. 150-152.
- [114] **Markalous S.M.:** *Detection and localization of partial discharges in power transformers using acoustic and electromagnetic signals*, Sierke Verlag Göttingen, Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik der Universität, Stuttgart, 2006.
- [115] **Markalous S.M., 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, No. 6, December 2008, pp. 1576-1583.
- [116] **Markalous S.M., Grossmann E., Feser K.:** *Online acoustic PD-measurements of oil/paper-insulated transformers – methods and results*, 13th International Symposium on High Voltage, Delft, 2003, p. 324.
- [117] **Markalous S.M., Strehl T.:** *New approaches in arrival time-based PD location in transformers*, Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2006, pp. 652-655.
- [118] **Markalous S.M., Strehl T., Lemke E.:** *Advances in PD measuring system techniques: Parallel synchronous detection, time domain and frequency domain processing for improved sensitivity*, International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, 21-24.04.2008, pp. 37-41.
- [119] **Massingue F., Meijer S., Agoris P.D., Smit J.J., Lopez-Roldan J.:** *Partial Discharge Pattern Analysis of Modeled Insulation Defects in Transformer Insulation*, Conference Record of the 2006 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Toronto, 2006, pp. 542-545.
- [120] **Meijer S., Agoris P.D., Smit J.J., Judd M.D., Yang L.:** *Application of UHF Diagnostics to Detect PD During Power Transformer Acceptance Tests*, Conference Record of the 2006 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Toronto, 11-14.06.2006, pp. 416-419.
- [121] **Meijer S., Gulski E., Smit J.J., Reinders H.F.:** *Sensitivity check for UHF PD detection on power transformers*, Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Indianapolis, 19-22.09.2004, pp.58-61.

- [122] **Meijer S., Jongen R.A., Gulski E., Smit J.J.:** *Location of Insulation Defects in Power Transformer Based on Energy Attenuation Analysis*, International Symposium on Electrical Insulating Materials, Kitakyushu, 5-9.06.2005, pp. 698-701.
- [123] **Menon R., Kolambekar S., Buch N.J., Ramamoorthy M.:** *Correlation of acoustic emission method and electrical method for detection of partial discharges in transformers*, IEEE 7th International Conference on Solid Dielectrics, Eindhoven, 25-29.06.2001, pp. 299-302.
- [124] **Moore P.J., Portugues I.E., Glover I.A.:** *Partial discharge investigation of a power transformer using wireless wideband radio-frequency measurements*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 1, January 2006, pp. 528-530.
- [125] **Moore P.J., Portugues I.E., Glover I.A.:** *Radiometric location of partial discharge sources on energized high-voltage plant*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 3, July 2005, pp. 2264-2272.
- [126] **Mościcka-Grzesiak H.:** *Inżynieria wysokich napięć w elektroenergetyce*, Tom 1, Wyd. PP, Poznań, 1996.
- [127] **Naderi M.S., Vakilian M., Blackburn T.R., Phung B.T., Nasiri A.:** *A hybrid transformer model for determination of partial discharge location in transformer winding*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 14, No. 2, April 2007, pp. 436-443.
- [128] **Nakamura J.:** *AE monitoring system detection of cracks in a complex structure*, Materials Evaluation, Vol. 29, 1971, pp. 8-18.
- [129] **Niemeyer L.:** *A generalized approach to PD modeling*, IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 2, No. 4, August 1995, pp. 510-528.
- [130] **Obert L.:** *Use of sub-audible noises for prediction of rock burst*, United States Bureau of Mines Rep. Invest., No. RI-3555, 1941.
- [131] **Opilski A., Witos F., Gacek Z.:** *The new AE descriptor for modelled sources of PDs*, Archives of Acoustics, Vol. 27, No. 1, 2002, pp. 65-77.
- [132] **Opilski A., Witos F.:** *Możliwości zastosowania emisji akustycznej w górnictwie*, Problemy Współczesnej Akustyki, IPPT PAN, Warszawa, 1991, ss. 187-219.
- [133] **Oppenheim A.V., Schaffer R.W.:** *Discrete-time signal processing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1989.
- [134] **Oppenheim A.V.:** *Sygnaly cyfrowe – przetwarzanie i zastosowania*, WNT, Warszawa, 1982.
- [135] **Osowski S.:** *Sieci neuronowe do przetwarzania informacji*, Of. Wyd. PW, Warszawa, 2000.
- [136] **Pazdera L., Smutny J.:** *Wavelet transform as powerful tool to analyses of acoustic emission signals*, Proceedings of Algoritmy: Conference on Scientific Computing, 2000, pp. 188-195.
- [137] Physical Acoustics Corporation, *AE broad-band transducers type WD AH 17*.
- [138] Physical Acoustics Corporation, *AE sensors name WD type AH 17 calibration certificate*.
- [139] Physical Acoustics Corporation, *Karta pomiarowa Acquitek CH-3160 – instrukcja obsługi*.
- [140] **Piotrowski J.:** *Procedury pomiarowe i estymacja sygnałów*, Skrypty uczelniane Pol. Śl., Nr 1889, Gliwice, 1994.
- [141] PN-86/E-04066 – Norma: *Pomiary wyładowań niezupełnych*
- [142] **Praca zbiorowa pod red. Koszałuka R.:** *Technika badań wysokonapięciowych*, Tom 2, WNT, Warszawa, 1985.
- [143] **Praca zbiorowa pod red. Maleckiego I. i Ranachowskiego J.:** *Emisja akustyczna – źródła, metody, zastosowania*, IPPT PAN, Warszawa, 1994.
- [144] **Praca zbiorowa pod red. Subocza J.:** *Transformatory w eksploatacji*, Wyd. Energo-Complex, Chorzów, 2005.
- [145] **Praca zbiorowa pod red. Szczepańskiego Z.:** *Układy izolacyjne urządzeń elektroenergetycznych*, WNT, Warszawa, 1978.

- [146] **Praca zbiorowa pod red. Wąsowskiego J.:** *Ćwiczenia laboratoryjne z metod numerycznych*, Of. Wyd. PW, Warszawa, 2010.
- [147] **Raja K., Floribert T.:** *Comparative Investigations on UHF and Acoustic PD Detection Sensitivity in Transformers*, IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Boston, 7-10.04.2002, pp. 150-153.
- [148] **Rak R., Majkowski A.:** *Czasowo-częstotliwościowa analiza sygnałów*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 5, 2004, ss. 515-520.
- [149] **Ranachowski J., Adamczyk E., Ranachowski Z., Dębowski T.:** *Analizator EA*, PAK, Nr 6, 1991, ss. 14-16.
- [150] **Ranachowski J., Ranachowski Z., Rejmund F., Baumbach H.:** *An investigation of the mechanical destruction processes using electric and acoustic measurements*, Ceramic, Vol. 43, 1993, pp. 48-56.
- [151] **Ranachowski Z.:** *EA System – opis techniczny oprogramowania do dekompozycji sygnału emisji akustycznej*, Warszawa, 2005.
- [152] **Ranachowski Z.:** *Pomiary i analiza sygnałów emisji akustycznej*, Prace IPPT 6/1996, IPPT PAN, Warszawa, 1996.
- [153] **Ranachowski Z.:** *Portable acoustic emission analyser for on-site monitoring of partial discharges*, Proceedings of Electrical Engineering Committee of Polish Academy of Sciences PAN, 2007, pp. 165-168.
- [154] **Ray W.F., Davis R.M.:** *Development in Rogowski current transducers*, Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97, Vol. 3, Trondheim, September 1997, pp. 308-312.
- [155] **Ray W.F., Davis R.M.:** *High frequency improvements in wide bandwidth Rogowski transducers*, Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications EPE'99, Lausanne, September 1999.
- [156] **Ray W.F., Davis R.M.:** *Wide bandwidth Rogowski current transducers: Part I: The Rogowski coil*, European Power Electronics and Drives Journal, Vol. 3, No. 1, March 1993, pp. 51-59.
- [157] **Ray W.F., Hewson C.R.:** *High performance Rogowski Current*, Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference, Vol. 5, Rome, 8-12.10.2000.
- [158] **Ray W.F.:** *Wide bandwidth Rogowski current transducers: Part II: The Integrator*, European Power Electronics and Drives Journal, Vol. 3, No. 2, June 1993, pp. 116-122.
- [159] **Rosłaniec S.:** *Wybrane metody numeryczne z przykładami zastosowań w zadaniach inżynierskich*, Of. Wyd. PW, Warszawa, 2008.
- [160] **Scala C.M., Coyle R.A.:** *Pattern recognition and AE*, NDT International, Vol. 16, No. 6, 1983, pp. 339-343.
- [161] **Sharkawy R. M., Mangoubi R.S., Abdel-Galil T.K., Salama M.M. A., Bartnikas R.:** *SVM classification of contaminating particles in liquid dielectrics using higher order statistics of electrical and acoustic PD measurements*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 14, No. 3, June 2007, pp. 669-678.
- [162] **Sharkawy R.M., Fakhry S., Anis H., Ghazaly H.A.:** *Particle detection in oil using acoustic and electrical based techniques in correlation with an inference method*, Instrumentation and Measurement Technology Conference, Ottawa, 17-19.05.2005, pp. 1080-1085.
- [163] **Sikorski W., Morańda H., Bródka B., Neumann R.:** *Detekcja, identyfikacja i lokalizacja źródeł wylądowań niezupełnych w transformatorze energetycznym*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 11b, 2010, ss. 142-145.
- [164] **Sikorski W., Morańda H.:** *Lokalizacja źródeł wylądowań niezupełnych w transformatorach energetycznych metodą emisji akustycznej i konwencjonalną metodą elektryczną*, PAK, Vol. 57, Nr 4, 2011, ss. 356-359.
- [165] **Sikorski W., Staniek P., Siodła K.:** *The influence of pressboard barriers on acoustic emission signal generated by partial discharges in a power transformer*, Poznan University of Technology Academic Journals: Electrical Engineering, No. 56, 2007, pp. 155-164.

- [166] **Sikorski W.:** *Identyfikacja defektów w wybranych układach izolacyjnych na podstawie analizy sygnałów emisji akustycznej*, Rozprawa doktorska, Wydział Elektryczny Pol. Pozn., Poznań, 2006.
- [167] **Skubis J., Borucki S., Cichoń A.:** *Zagrożenia związane z użytkowaniem cieczy elektroizolacyjnych zawierających PCB i regulacje prawne tej problematyki*, Materiały konferencyjne: Transformatory w eksploatacji, Sieniawa, 23-25.04.2003, ss. 31-38.
- [168] **Skubis J., Ranachowski Z., Boczar T., Lorenc M.:** *Analiza możliwości wykorzystania metody wzorcowania Hsu-Nielsena w układach do pomiaru EA od WNZ*, IPPT PAN, Nr 20, Warszawa, 1994.
- [169] **Skubis J.:** *Emisja akustyczna w badaniach izolacji urządzeń elektroenergetycznych*, IPPT PAN, Of. Wyd. PO, Opole, 1998.
- [170] **Skubis J.:** *Metody diagnostyki układów izolacyjnych transformatorów dużej mocy*, II Konferencja Naukowo-Techniczna: Technika wysokonapięciowa, Kazimierz Dolny, 1999, ss. 145-162.
- [171] **Skubis J.:** *Nowoczesne metody diagnostyczne układów izolacyjnych transformatorów energetycznych*, IPPT PAN, Of. Wyd. PO, Opole, 1998.
- [172] **Skubis J.:** *Partial discharge detection in bushing by an EA method*, Journal of Acoustic Emission, Vol. 2, No. 2, 1984, pp. 267-271.
- [173] **Skubis J.:** *Wybrane zagadnienia z techniki i diagnostyki wysokonapięciowej*, Of. Wyd. PO, Opole, 1998.
- [174] **Smith S.W.:** *The scientist and engineer's guide to digital signal processing*, California Technical Publishing, San Diego, 1997.
- [175] **Strachan S.M., Rudd S., McArthur S.D.J., Judd M.D., Meijer S., Gulski E.:** *Knowledge-based diagnosis of partial discharges in power transformers*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 15, No. 1, February 2008, pp. 259-268.
- [176] **Strone G.C., Boulter E.A., Culbert I., Dhirani H.:** *Electrical insulation for rotating machines*, IEEE Press Series on Power Engineering, USA, 2004.
- [177] **Szabatin J.:** *Podstawy teorii sygnałów*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa, 2000.
- [178] **Szymaniec S.:** *Diagnostyka drganiowa wirnika generatorów w czasie ich remontu i modernizacji*, Materiały Konferencyjne, XL Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, Hajnówka, 15-18.06.2004, ss. 484-489.
- [179] **Szymaniec S.:** *Diagnostyka maszyn indukcyjnych klatkowych z wykorzystaniem cewek Rogowskiego*, Zeszyty Problemowe PO: Maszyny Elektryczne, Zeszyt 72, Opole, 2005, ss. 167-172.
- [180] **Szymaniec S.:** *Diagnostyka stanu izolacji uzwojeń i stanu łożysk silników indukcyjnych klatkowych w warunkach przemysłowej eksploatacji*, SiM, Zeszyt 193, Of. Wyd. PO, Opole, 2006.
- [181] **Tang L., Luo R., Deng M., Su J.:** *Study of partial discharge localization using ultrasonics in power transformer based on particle swarm optimization*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 15, No. 2, April 2008, pp. 492-495.
- [182] **Tang Z., Li C., Cheng X., Wang W., Li J.:** *A Statistical Method of Improving the Resolution of Time-delay of UHF Signals for PD Location in Transformers*, Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2005, pp. 401-404.
- [183] **Tatro G.A., Liptai R.G.:** *AE from crystalline materials*, Proceedings of the 3rd Symposium on Physics and Nondestructive Testing, San Antonio, 1962, pp. 145-158.
- [184] **Tenbohlen S., Hoek S.M., Denissov D., Huber R., Riechert U., Markalous S.M., Strehl T., Klein T.:** *Electromagnetic (UHF) PD diagnosis of GIS, cable accessories and oil-paper insulated power transformers for improved PD detection and localization*, International Council on Large Electric Systems CIGRE, Paris, 2006, pp. 1-8.
- [185] Texas Instruments, *Wzmacniacz OPA657 – nota katalogowa*.
- [186] **Tolimieri R., An M.:** *Time-Frequency Representation*, Birkhäuser, Boston, 1998.
- [187] **van Bolhuis J.P., Gulski E., Smit J.J.:** *On-line PD detection, requirements for practical use*, IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Boston, 7-10.04.2002, pp. 158-161.

- [188] **Vehaviolos S.J.:** *Application of AE to factory automation and process control*, Materials Evaluation, Vol. 42, No. 9, 1984, pp. 1650-1655.
- [189] **Veloso G.F.C., da Silva L.E.B., Lambert-Torres G., Pinto J.O.P.:** *Localization of partial discharges in transformers by the analysis of the acoustic emission*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Montreal, 9-13.07.2006, pp. 537-541.
- [190] **Wadley H.N.G., Mehrabian R.:** *AE for material processing: a review*, Materials, Sciences & Engineering, Vol. 65, 1984, pp. 245-263.
- [191] **Waite E.W., Pardy D.L.:** *Field evaluation of heavy-walled pressure vessels using AE*, Materials Evaluation, Vol. 39, 1971, pp. 9-13.
- [192] **Wang M.H.:** *Partial discharge pattern recognition of current transformers using an ENN*, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 20, No. 3, 2005, pp. 1984-1990.
- [193] **Wang X., Li B., Roman H.T., Russo O.L., Chin K., Farmer K.R.:** *Acousto-optical PD detection for transformers*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 3, July 2006, pp. 1068-1073.
- [194] **Werle P., Akbari A., Borsi H., Gockenbach E.:** *Partial discharge localization on power transformers using neural networks combined with sectional winding transfer function as knowledge base*, Proceedings of 2001 International Symposium on Electrical Insulating Materials, Himeji, 19.11.2001, pp. 579-582.
- [195] **Witkowski P., Boczar T.:** *Lokalizacja wyladowań niezupełnych metodą emisji akustycznej*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 84, Nr 10, 2008, ss. 94-96.
- [196] **Witkowski P., Boczar T.:** *Lokalizacja wyladowań niezupełnych metodą triangulacyjną z wykorzystaniem cewki Rogowskiego*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 11b, 2010, ss. 70-73.
- [197] **Witkowski P., Kurtasz P., Boczar T., Cichoń A., Borucki S.:** *Wpływ ilości źródeł wyladowań niezupełnych powierzchniowych na wyniki analizy częstotliwościowej i czasowo-częstotliwościowej sygnałów emisji akustycznej*, Zeszyty Naukowe PO: Elektryka, Zeszyt 65, Opole, 2010, ss. 71-79.
- [198] **Witkowski P.:** *Lokalizacja wyladowań niezupełnych wewnątrz kadzi z olejem transformatorowym*, Zeszyty Naukowe PO: Elektryka, Zeszyt 61, Nr 326/2008, Opole, 2008, ss. 81-82.
- [199] **Witos F., Gacek Z.:** *Application of the joint electro-acoustic method for PD investigation within a power transformer*, The European Physical Journal ST, Vol. 154, 2008, pp. 239-247.
- [200] **Witos F., Gacek Z.:** *Properties of AE signals coming from PD caused by modeled sources immersed in transformer oil*, Acta Physica Polonica, Vol. 116, No. 3, 2009, pp. 422-427.
- [201] **Witos F., Malecki I.:** *Deskryptory emisji akustycznej*, IPPT PAN, Warszawa, 1993.
- [202] **Witos F.:** *Badanie wyladowań niezupełnych metodą emisji akustycznej i metodą elektryczną*, SiM, Wyd. Pol. Śl., Gliwice, 2008.
- [203] **Włodek R.:** *Mechanizmy działania WNZ w dielektrykach*, PWN, Warszawa, 1992.
- [204] **Yu Y.H., Choi J.H., Kweon J.H., Kim D.H.:** *A study on the failure detection of composite materials using an acoustic emission*, 13th International Conference on Composite Structures, Vol. 75, Melbourne, 2006, pp. 163-169.
- [205] **Zhang H., Blackburn T.R., Phung B.T., Sen D.:** *A novel wavelet transform technique for on-line partial discharge measurements: Part 2: On-site noise rejection application*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 14, No. 1, February 2007, pp. 15-22.
- [206] **Zhang L., Liu G., Li C., Li Y., Zhang L., Lu G.:** *Study on location of acoustic emission partial discharge detection in power transformers*, International Conference on Solid Dielectrics, Winchester, 8-13.07.2007, pp. 589-592.
- [207] **Zieliński T. P.:** *Od teorii do cyfrowego przetwarzania sygnałów*, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki AGH, Kraków, 2002.
- [208] **Zydroń P.:** *Wybrane zagadnienia analizy czasowej i częstotliwościowej wyladowań niezupełnych*, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki AGH, Kraków, 2001.

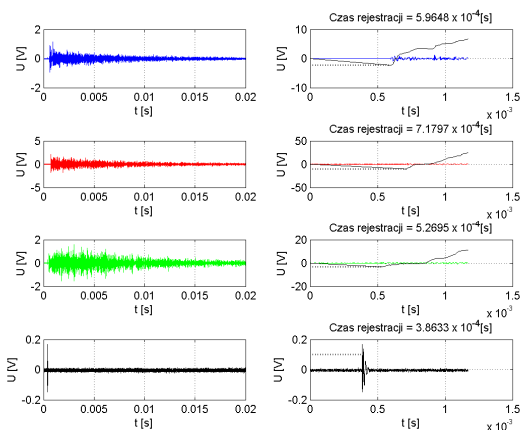
Załącznik 1

W załączniku przedstawiono przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródeł WNZ uzyskane za pomocą trzech omówionych metod rozwiązywania równań sferycznych. Ponadto zamieszczono trójwymiarowe obrazy, będące graficzną interpretacją uzyskiwanych rezultatów. Na wizualizacjach prostopadłościan przedstawia model kadzi transformatorowej, natomiast każda z trzech sfer ma środek w punkcie umieszczenia przetwornika pomiarowego. Promienie sfer są obliczane jako iloczyn czasu, który upłynął od momentu wystąpienia WNZ do momentu rejestracji przez ten przetwornik i prędkości rozchodzenia się fali EA w badanym ośrodku. Obliczone rozwiązania są zaznaczone w postaci punktów stanowiących miejsca przecięcia się trzech sfer.

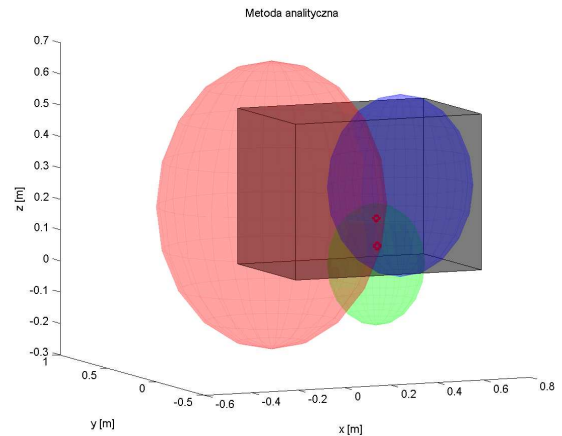
Rys. 1 -7 Rysunki dotyczą ośrodka jednorodnego. Współrzędne położenia przetworników pomiarowych i iskiernika modelującego WNZ są zgodne z danymi zamieszczonymi w tab. 9.1.

Rys. 8 -17 Rysunki dotyczą ośrodka niejednorodnego. Współrzędne położenia przetworników pomiarowych i iskiernika modelującego WNZ są zgodne z danymi zamieszczonymi w tab. 9.3.

a)

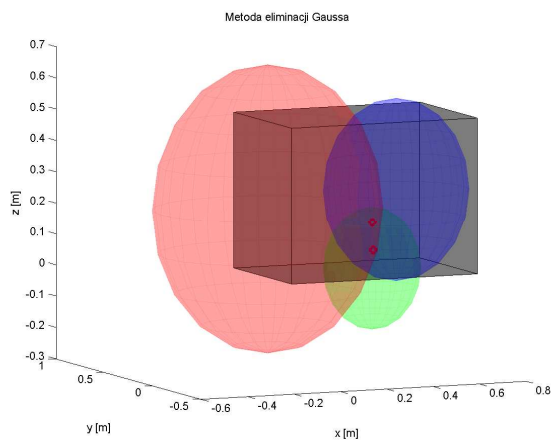


b)



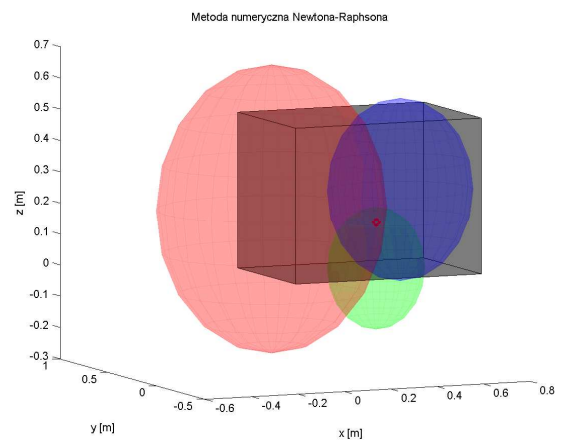
$$\begin{aligned}
 x &= 0,434 \text{ m} & x &= 0,456 \text{ m} \\
 y &= 0,201 \text{ m} & y &= 0,263 \text{ m} \\
 z &= 0,074 \text{ m} & z &= 0,157 \text{ m}
 \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned}
 x &= 0,434 \text{ m} & x &= 0,456 \text{ m} \\
 y &= 0,201 \text{ m} & y &= 0,263 \text{ m} \\
 z &= 0,074 \text{ m} & z &= 0,157 \text{ m}
 \end{aligned}$$

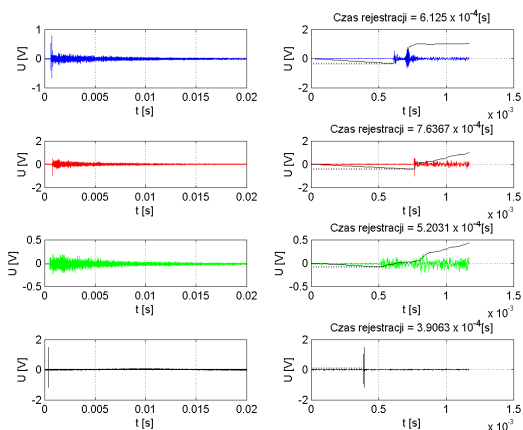
d)



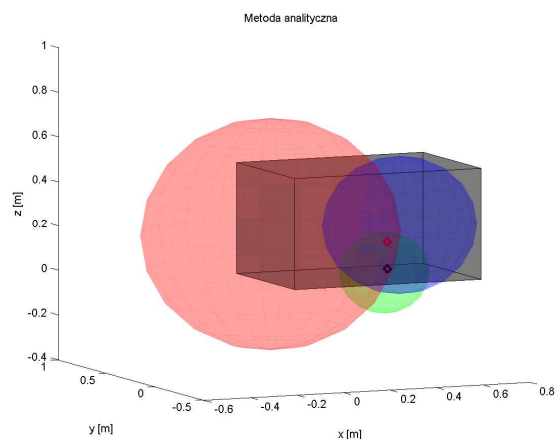
$$\begin{aligned}
 x &= 0,456 \text{ m} \\
 y &= 0,263 \text{ m} \\
 z &= 0,157 \text{ m}
 \end{aligned}$$

Rys. 1 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 1 tab. 9.1, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego. Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

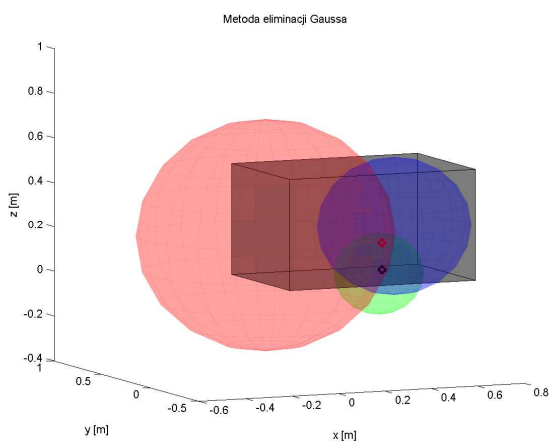


b)



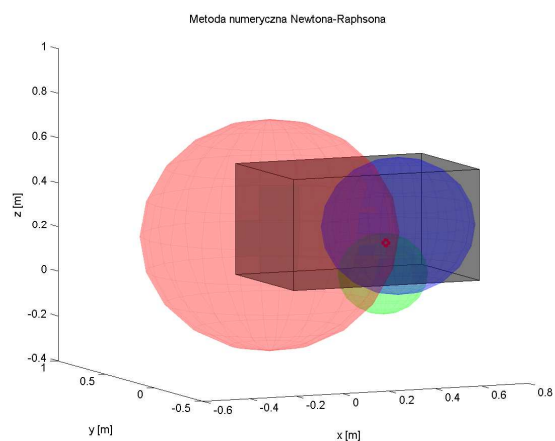
$$\begin{aligned} x &= 0,484 \text{ m} & x &= 0,513 \text{ m} \\ y &= 0,208 \text{ m} & y &= 0,279 \text{ m} \\ z &= 0,040 \text{ m} & z &= 0,150 \text{ m} \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned} x &= 0,484 \text{ m} & x &= 0,513 \text{ m} \\ y &= 0,208 \text{ m} & y &= 0,279 \text{ m} \\ z &= 0,040 \text{ m} & z &= 0,150 \text{ m} \end{aligned}$$

d)

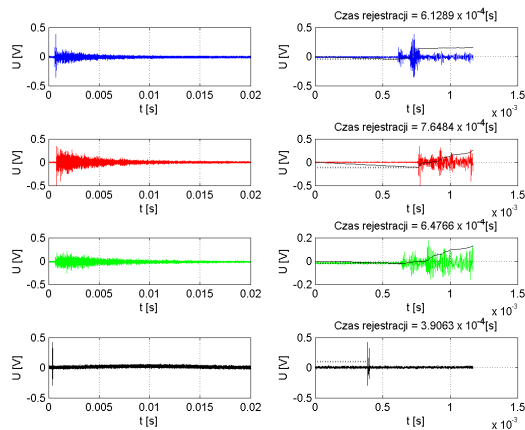


$$\begin{aligned} x &= 0,513 \text{ m} \\ y &= 0,279 \text{ m} \\ z &= 0,150 \text{ m} \end{aligned}$$

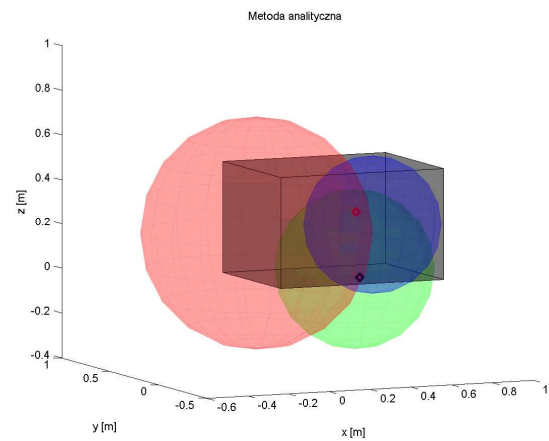
Rys. 2 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 2 tab. 9.1, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

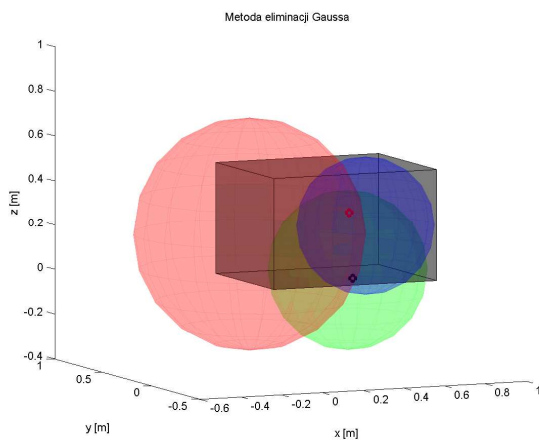


b)



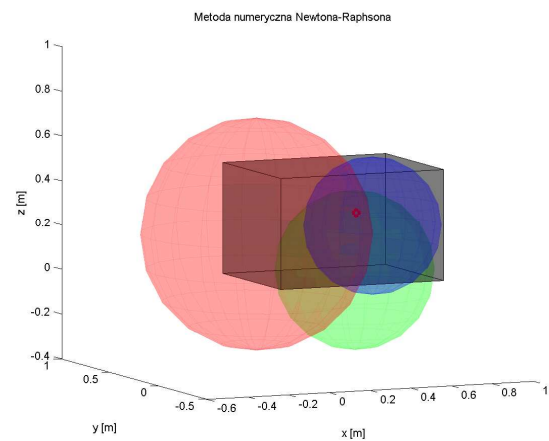
$$\begin{aligned}
 x &= 0,467 \text{ m} & x &= 0,513 \text{ m} \\
 y &= 0,168 \text{ m} & y &= 0,302 \text{ m} \\
 z &= 0,006 \text{ m} & z &= 0,284 \text{ m}
 \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned}
 x &= 0,467 \text{ m} & x &= 0,513 \text{ m} \\
 y &= 0,168 \text{ m} & y &= 0,302 \text{ m} \\
 z &= 0,006 \text{ m} & z &= 0,284 \text{ m}
 \end{aligned}$$

d)

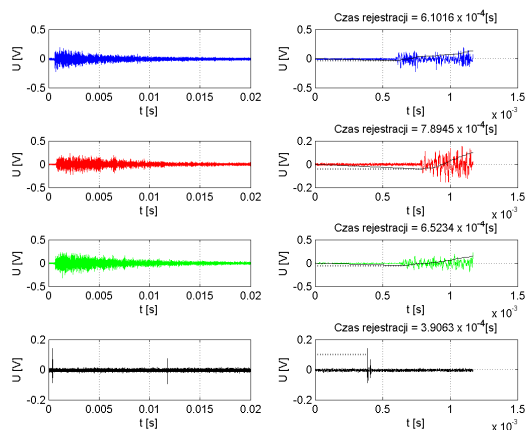


$$\begin{aligned}
 x &= 0,513 \text{ m} \\
 y &= 0,302 \text{ m} \\
 z &= 0,284 \text{ m}
 \end{aligned}$$

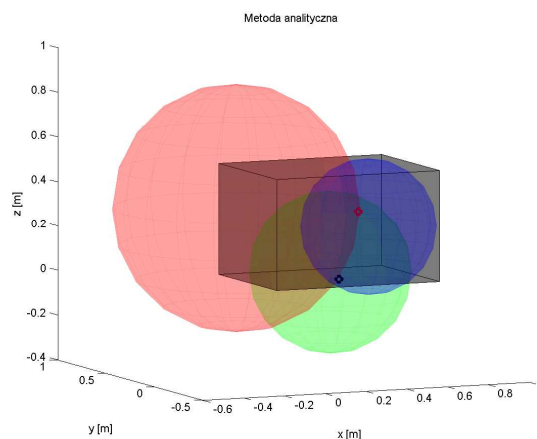
Rys. 3 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 3 tab. 9.1, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

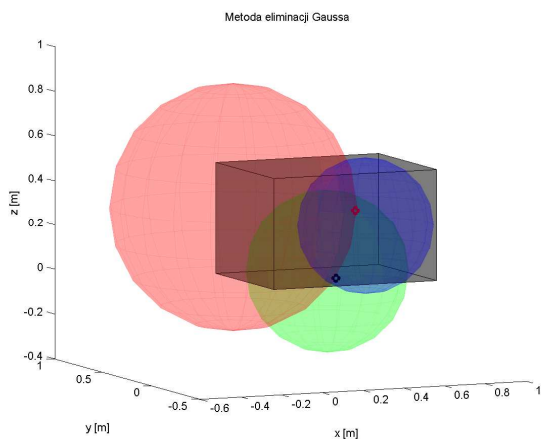


b)



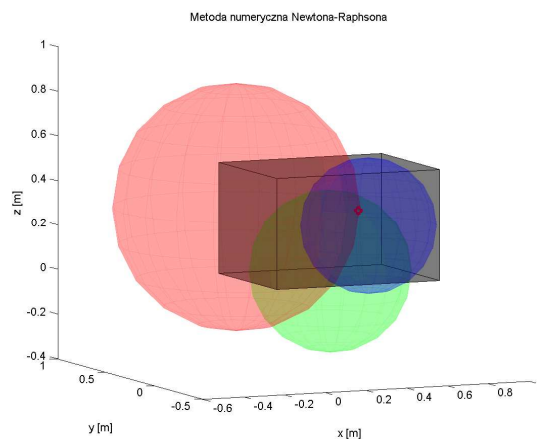
$$\begin{aligned} x &= 0,379 \text{ m} & x &= 0,538 \text{ m} \\ y &= 0,157 \text{ m} & y &= 0,290 \text{ m} \\ z &= 0,013 \text{ m} & z &= 0,295 \text{ m} \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned} x &= 0,379 \text{ m} & x &= 0,538 \text{ m} \\ y &= 0,157 \text{ m} & y &= 0,290 \text{ m} \\ z &= 0,013 \text{ m} & z &= 0,295 \text{ m} \end{aligned}$$

d)

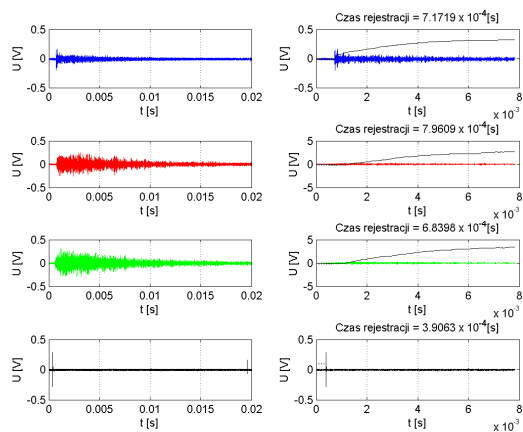


$$\begin{aligned} x &= 0,538 \text{ m} \\ y &= 0,290 \text{ m} \\ z &= 0,295 \text{ m} \end{aligned}$$

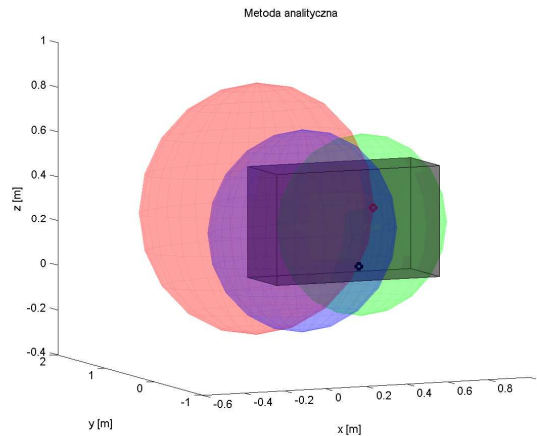
Rys. 4 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 4 tab. 9.1, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

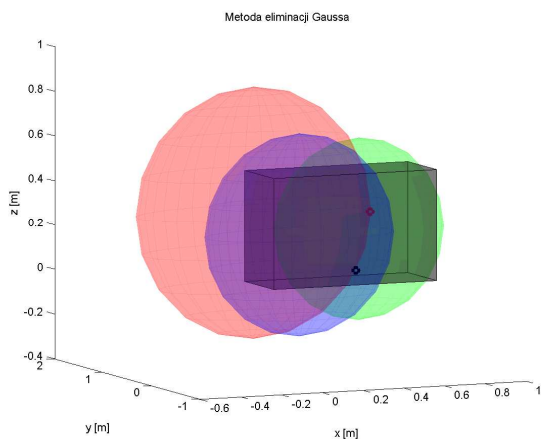


b)



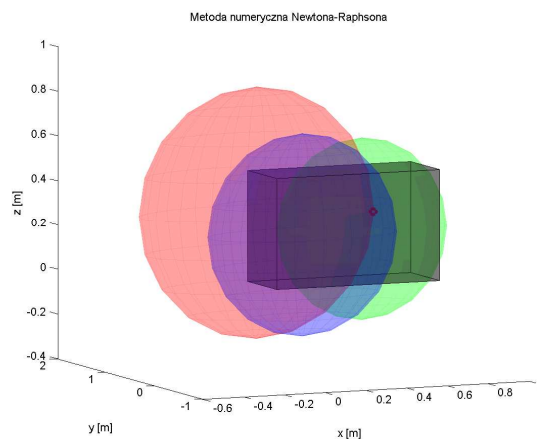
$x = 0,459 \text{ m}$ $x = 0,522 \text{ m}$
 $y = 0,239 \text{ m}$ $y = 0,207 \text{ m}$
 $z = 0,048 \text{ m}$ $z = 0,314 \text{ m}$

c)



$x = 0,459 \text{ m}$ $x = 0,522 \text{ m}$
 $y = 0,239 \text{ m}$ $y = 0,207 \text{ m}$
 $z = 0,048 \text{ m}$ $z = 0,314 \text{ m}$

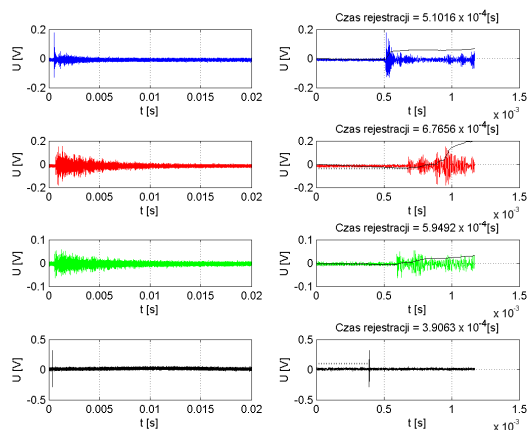
d)



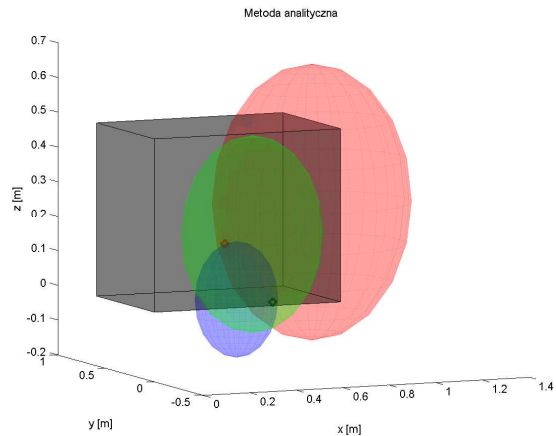
$x = 0,522 \text{ m}$
 $y = 0,207 \text{ m}$
 $z = 0,314 \text{ m}$

Rys. 5 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 5 tab. 9.1, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego. Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

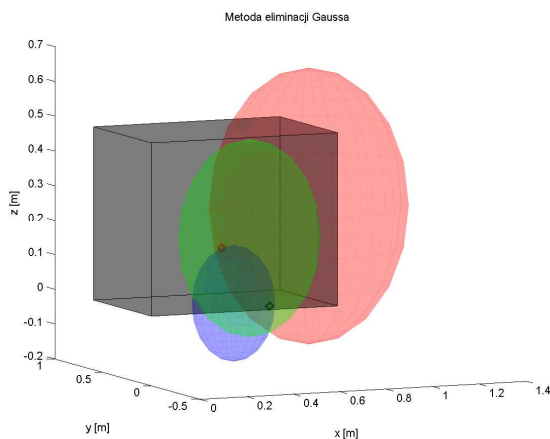


b)



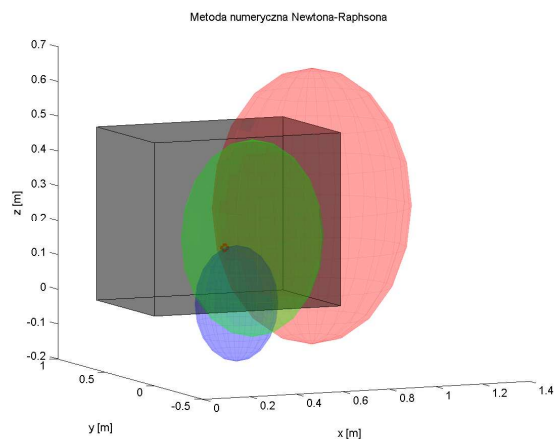
$$\begin{aligned} x &= 0,560 \text{ m} & x &= 0,417 \text{ m} \\ y &= 0,128 \text{ m} & y &= 0,279 \text{ m} \\ z &= -0,001 \text{ m} & z &= 0,159 \text{ m} \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned} x &= 0,5604 \text{ m} & x &= 0,417 \text{ m} \\ y &= 0,1277 \text{ m} & y &= 0,279 \text{ m} \\ z &= -0,0012 \text{ m} & z &= 0,159 \text{ m} \end{aligned}$$

d)

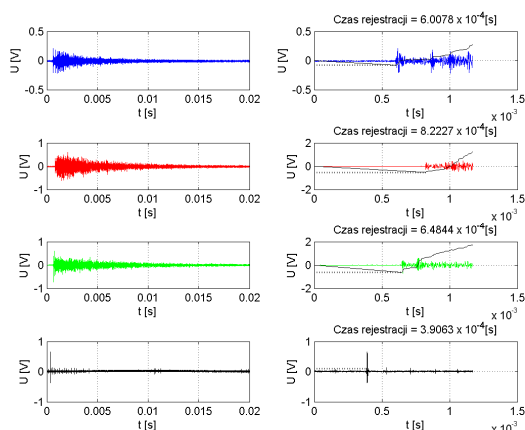


$$\begin{aligned} x &= 0,417 \text{ m} \\ y &= 0,279 \text{ m} \\ z &= 0,159 \text{ m} \end{aligned}$$

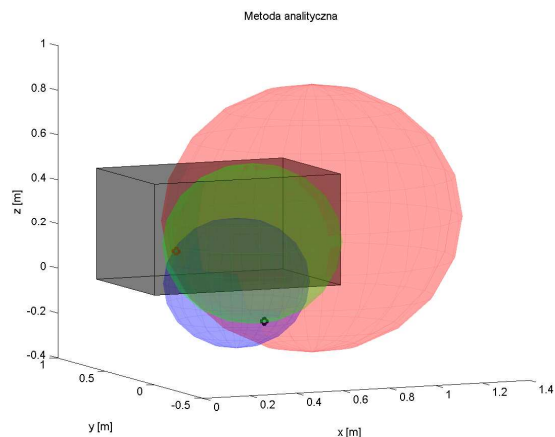
Rys. 6 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 6 tab. 9.1, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

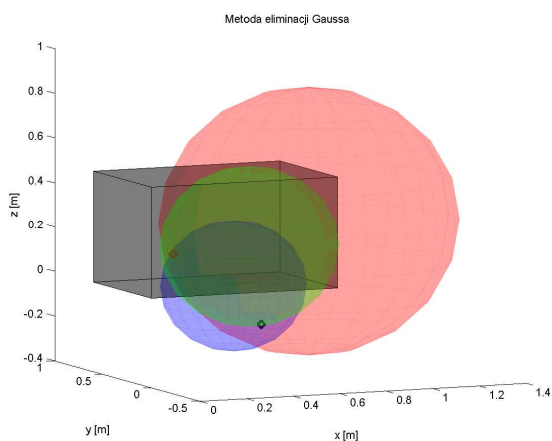


b)



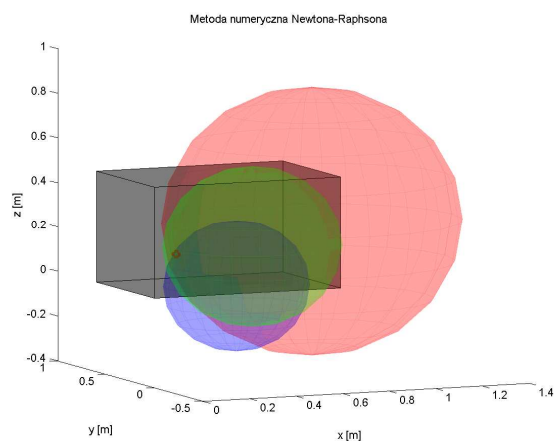
$$\begin{aligned} x &= 0,474 \text{ m} & x &= 0,211 \text{ m} \\ y &= 0,006 \text{ m} & y &= 0,285 \text{ m} \\ z &= -0,144 \text{ m} & z &= 0,151 \text{ m} \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned} x &= 0,474 \text{ m} & x &= 0,211 \text{ m} \\ y &= 0,006 \text{ m} & y &= 0,285 \text{ m} \\ z &= -0,144 \text{ m} & z &= 0,151 \text{ m} \end{aligned}$$

d)

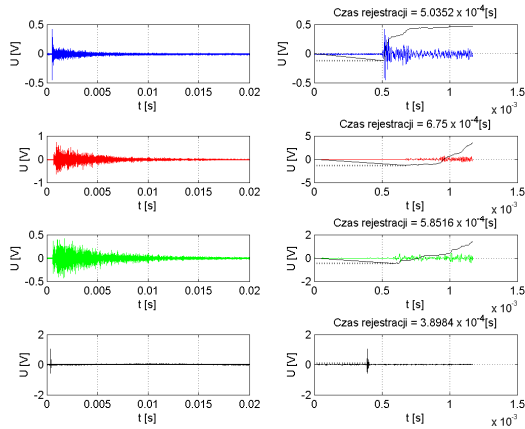


$$\begin{aligned} x &= 0,211 \text{ m} \\ y &= 0,285 \text{ m} \\ z &= 0,151 \text{ m} \end{aligned}$$

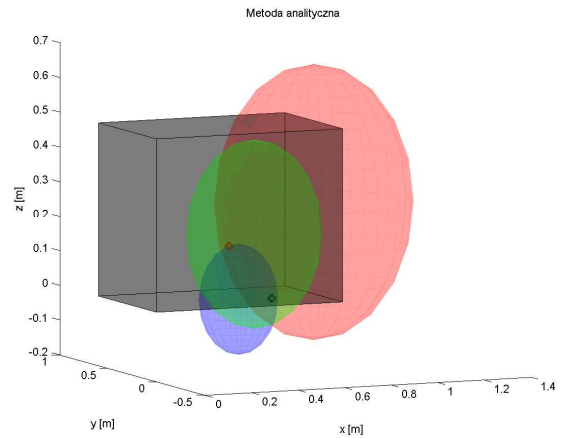
Rys. 7 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 7 tab. 9.1, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

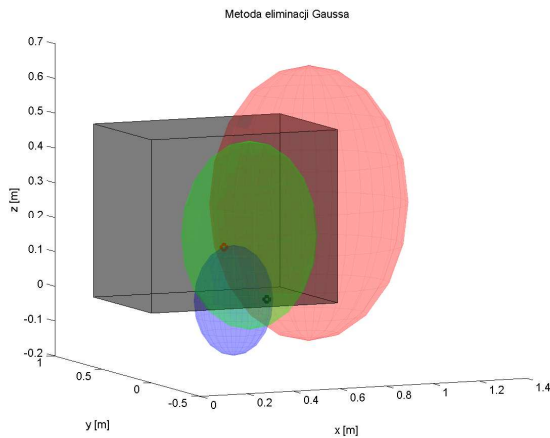


b)



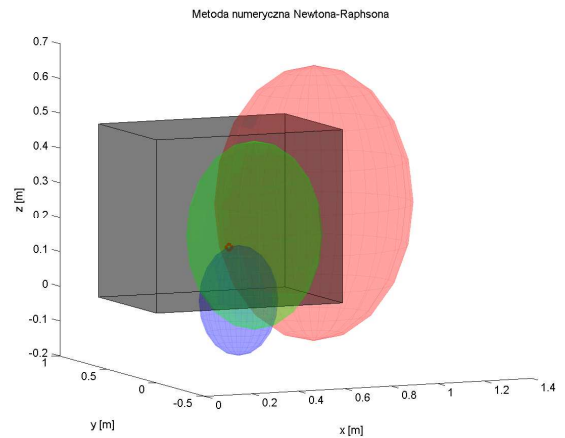
$$\begin{aligned} x &= 0,549 \text{ m} & x &= 0,421 \text{ m} \\ y &= 0,130 \text{ m} & y &= 0,265 \text{ m} \\ z &= 0,009 \text{ m} & z &= 0,153 \text{ m} \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned} x &= 0,549 \text{ m} & x &= 0,421 \text{ m} \\ y &= 0,130 \text{ m} & y &= 0,265 \text{ m} \\ z &= 0,009 \text{ m} & z &= 0,153 \text{ m} \end{aligned}$$

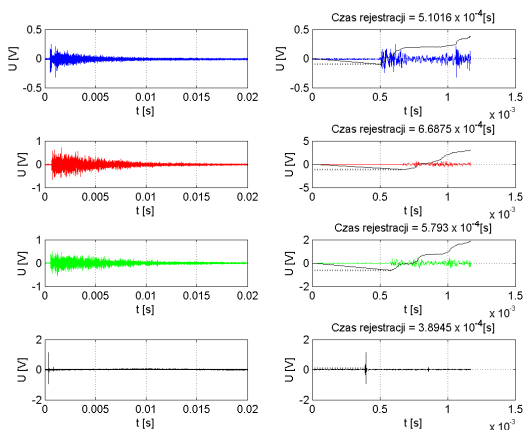
d)



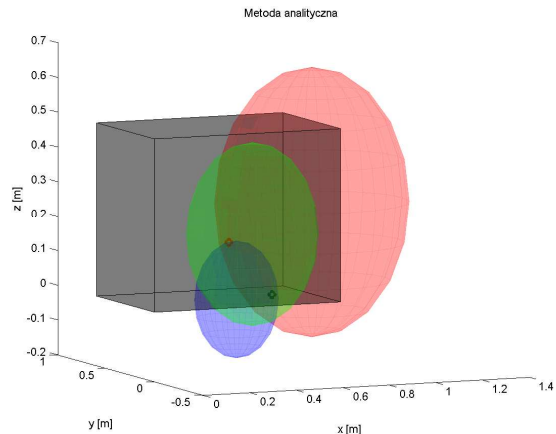
$$\begin{aligned} x &= 0,421 \text{ m} \\ y &= 0,265 \text{ m} \\ z &= 0,153 \text{ m} \end{aligned}$$

Rys. 8 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 1 tab. 9.3, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego. Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

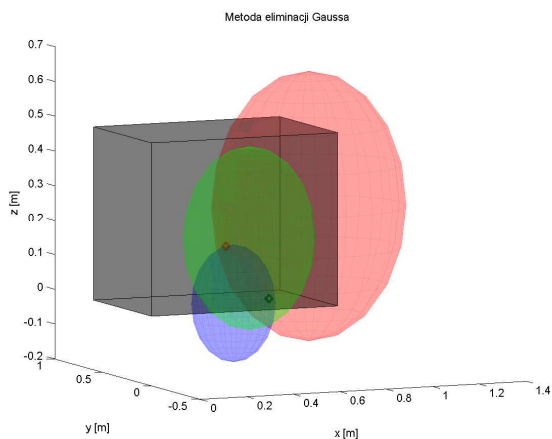


b)



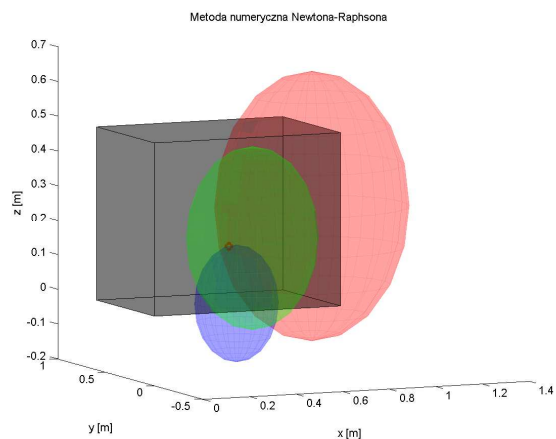
$x = 0,555 \text{ m}$ $x = 0,427 \text{ m}$
 $y = 0,236 \text{ m}$ $y = 0,260 \text{ m}$
 $z = 0,020 \text{ m}$ $z = 0,164 \text{ m}$

c)



$x = 0,555 \text{ m}$ $x = 0,427 \text{ m}$
 $y = 0,236 \text{ m}$ $y = 0,260 \text{ m}$
 $z = 0,020 \text{ m}$ $z = 0,164 \text{ m}$

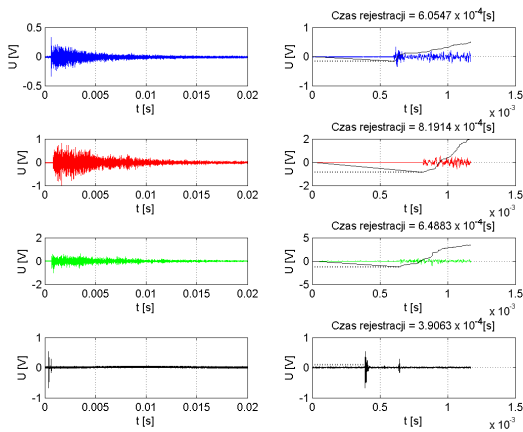
d)



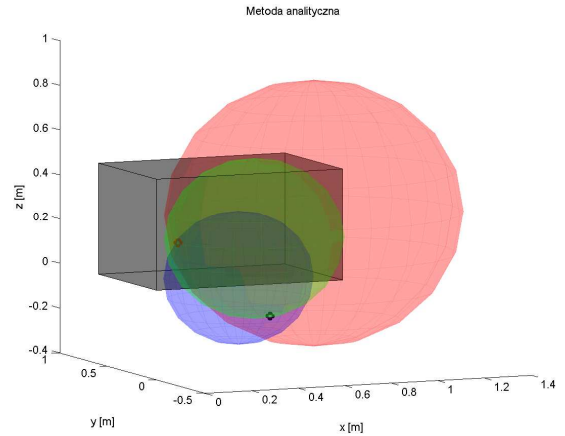
$x = 0,427 \text{ m}$
 $y = 0,260 \text{ m}$
 $z = 0,164 \text{ m}$

Rys. 9 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 2 tab. 9.3, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego. Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

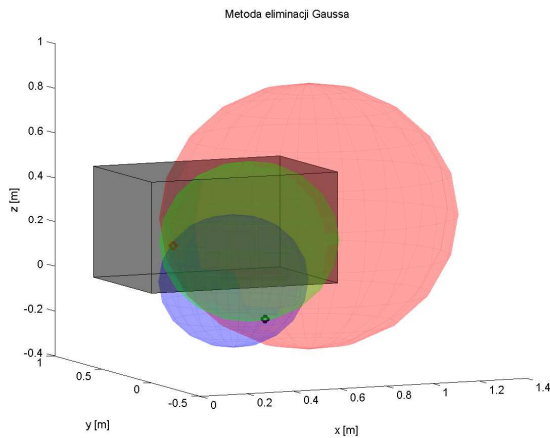


b)



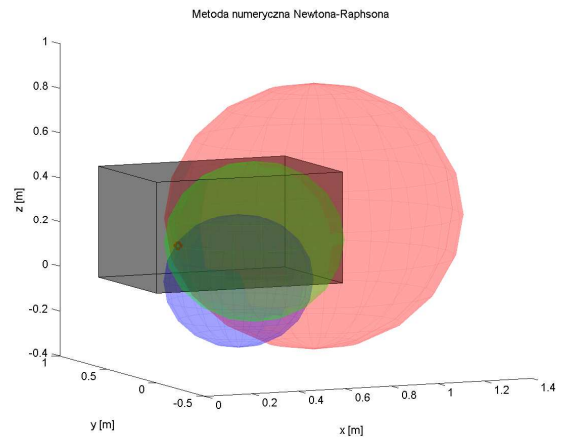
$x = 0,487 \text{ m}$ $x = 0,213 \text{ m}$
 $y = -0,001 \text{ m}$ $y = 0,290 \text{ m}$
 $z = -0,143 \text{ m}$ $z = 0,165 \text{ m}$

c)



$x = 0,487 \text{ m}$ $x = 0,213 \text{ m}$
 $y = -0,001 \text{ m}$ $y = 0,290 \text{ m}$
 $z = -0,143 \text{ m}$ $z = 0,165 \text{ m}$

d)

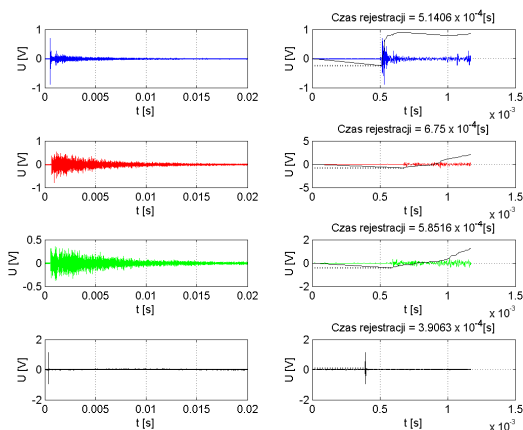


$x = 0,213 \text{ m}$
 $y = 0,290 \text{ m}$
 $z = 0,165 \text{ m}$

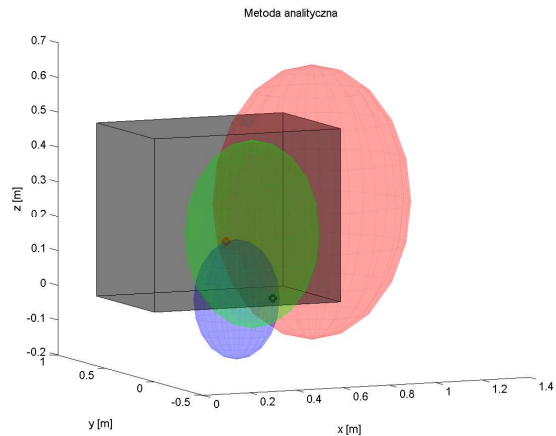
Rys. 10 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 3 tab. 9.3, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

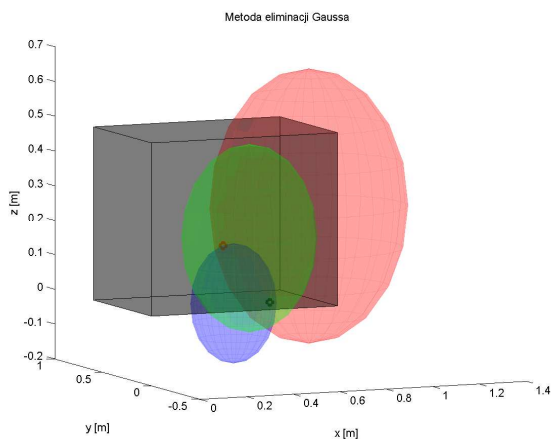


b)



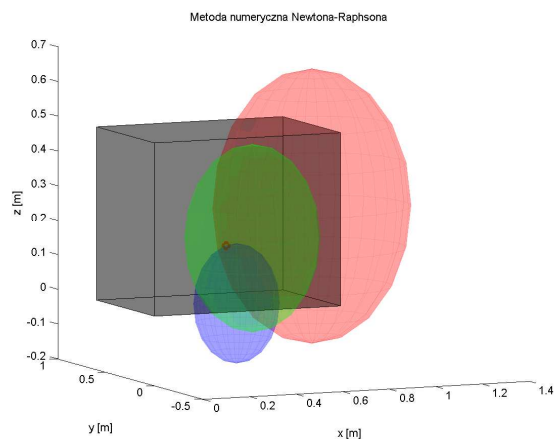
$$\begin{aligned} x &= 0,558 \text{ m} & x &= 0,419 \text{ m} \\ y &= 0,119 \text{ m} & y &= 0,267 \text{ m} \\ z &= 0,010 \text{ m} & z &= 0,166 \text{ m} \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned} x &= 0,558 \text{ m} & x &= 0,419 \text{ m} \\ y &= 0,119 \text{ m} & y &= 0,267 \text{ m} \\ z &= 0,010 \text{ m} & z &= 0,166 \text{ m} \end{aligned}$$

d)

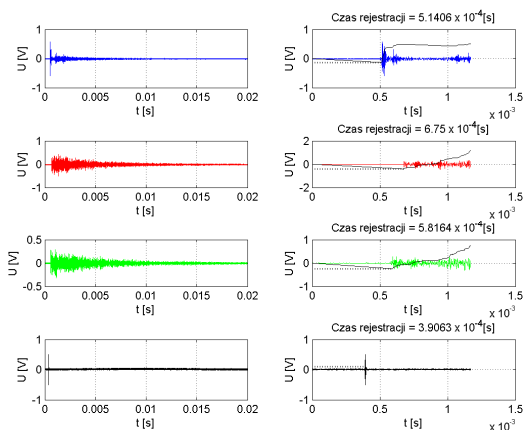


$$\begin{aligned} x &= 0,419 \text{ m} \\ y &= 0,267 \text{ m} \\ z &= 0,166 \text{ m} \end{aligned}$$

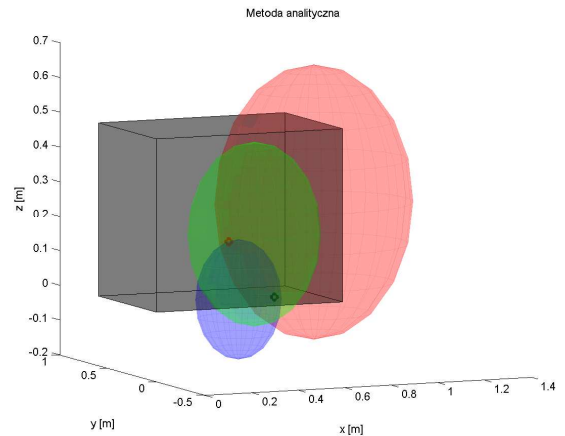
Rys. 11 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 4 tab. 9.3, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

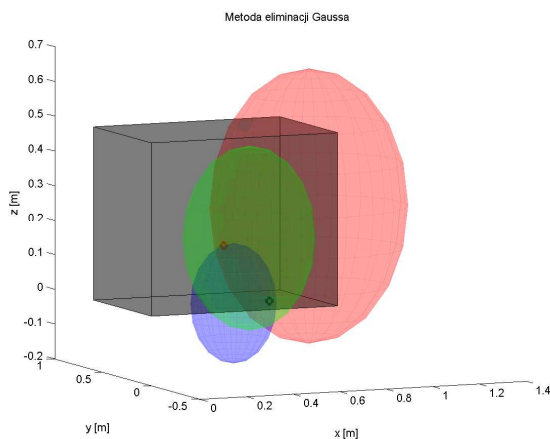


b)



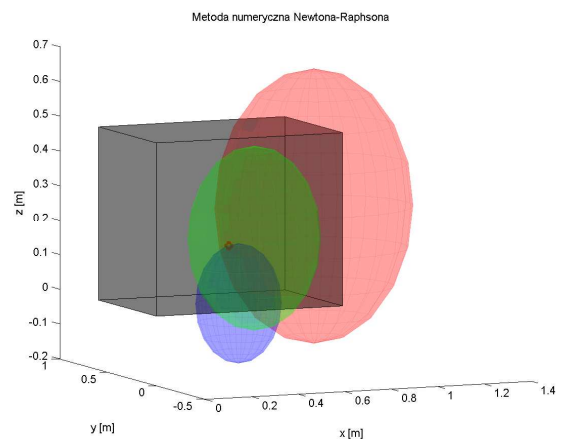
$$\begin{aligned} x &= 0,555 \text{ m} & x &= 0,419 \text{ m} \\ y &= 0,118 \text{ m} & y &= 0,262 \text{ m} \\ z &= 0,014 \text{ m} & z &= 0,167 \text{ m} \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned} x &= 0,555 \text{ m} & x &= 0,419 \text{ m} \\ y &= 0,118 \text{ m} & y &= 0,262 \text{ m} \\ z &= 0,014 \text{ m} & z &= 0,167 \text{ m} \end{aligned}$$

d)

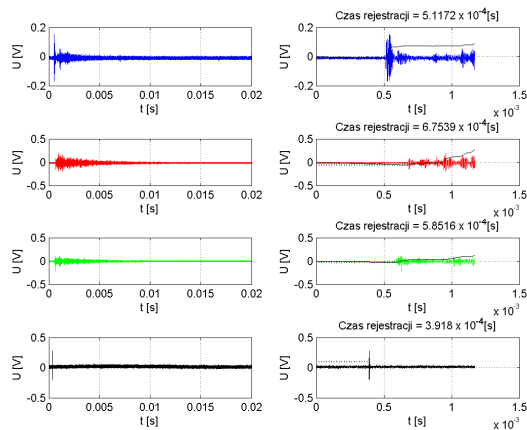


$$\begin{aligned} x &= 0,419 \text{ m} \\ y &= 0,262 \text{ m} \\ z &= 0,167 \text{ m} \end{aligned}$$

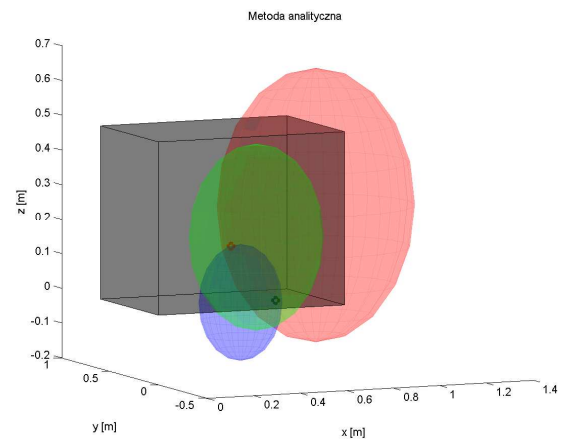
Rys. 12 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 5 tab. 9.3, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

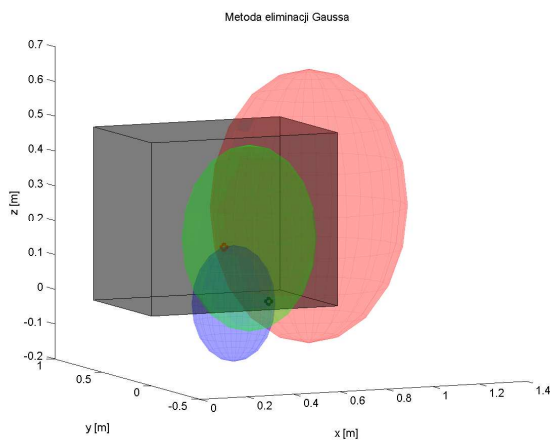


b)



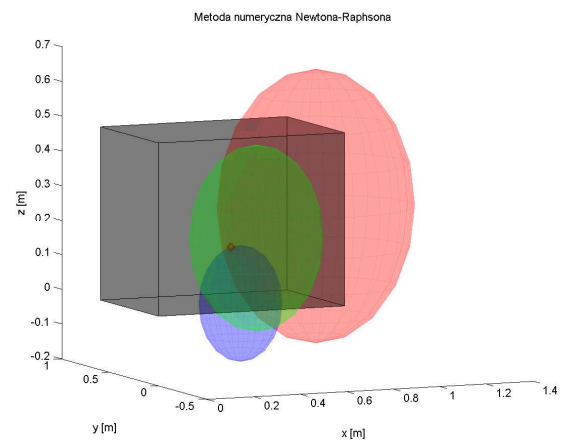
$$\begin{aligned} x &= 0,554 \text{ m} & x &= 0,421 \text{ m} \\ y &= 0,123 \text{ m} & y &= 0,264 \text{ m} \\ z &= 0,012 \text{ m} & z &= 0,162 \text{ m} \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned} x &= 0,554 \text{ m} & x &= 0,421 \text{ m} \\ y &= 0,123 \text{ m} & y &= 0,264 \text{ m} \\ z &= 0,012 \text{ m} & z &= 0,162 \text{ m} \end{aligned}$$

d)

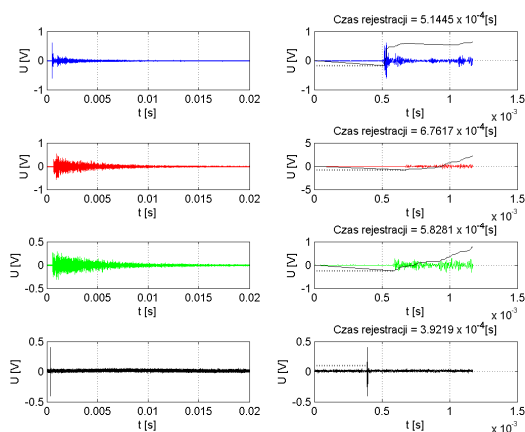


$$\begin{aligned} x &= 0,421 \text{ m} \\ y &= 0,264 \text{ m} \\ z &= 0,162 \text{ m} \end{aligned}$$

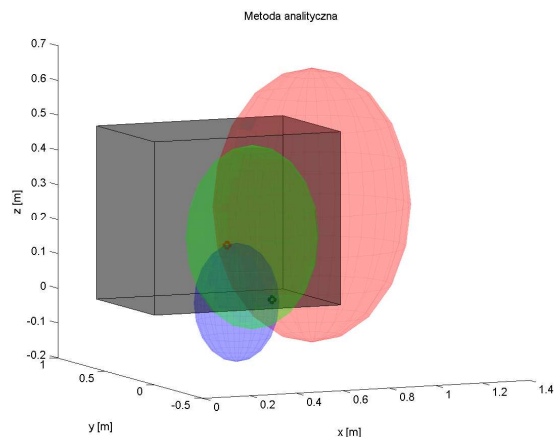
Rys. 13 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 6 tab. 9.3, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

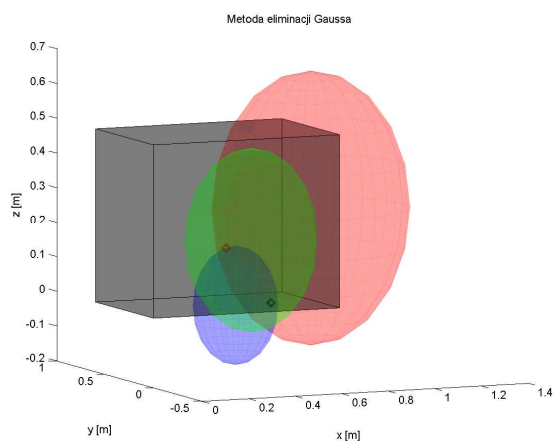


b)



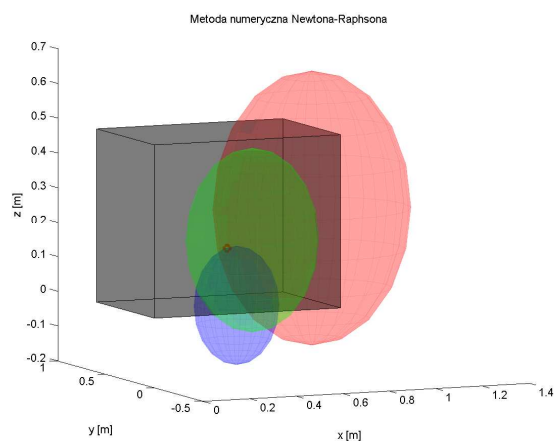
$x = 0,420 \text{ m}$ $x = 0,554 \text{ m}$
 $y = 0,261 \text{ m}$ $y = 0,119 \text{ m}$
 $z = 0,165 \text{ m}$ $z = 0,015 \text{ m}$

c)



$x = 0,420 \text{ m}$ $x = 0,554 \text{ m}$
 $y = 0,261 \text{ m}$ $y = 0,119 \text{ m}$
 $z = 0,165 \text{ m}$ $z = 0,015 \text{ m}$

d)

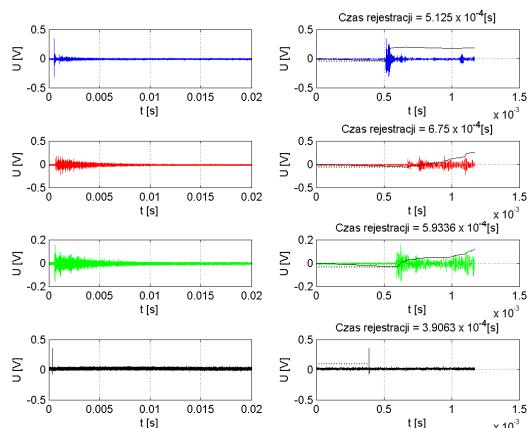


$x = 0,420 \text{ m}$
 $y = 0,261 \text{ m}$
 $z = 0,165 \text{ m}$

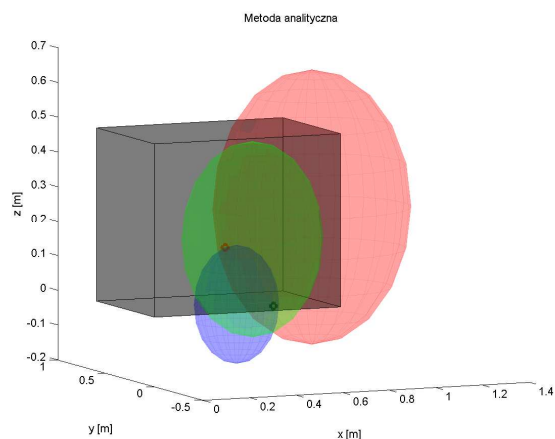
Rys. 14 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 7 tab. 9.3, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

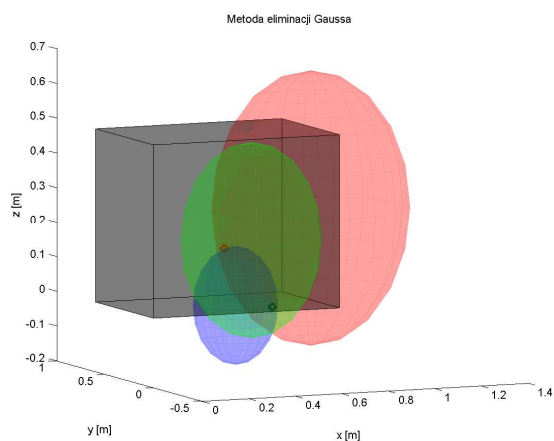


b)



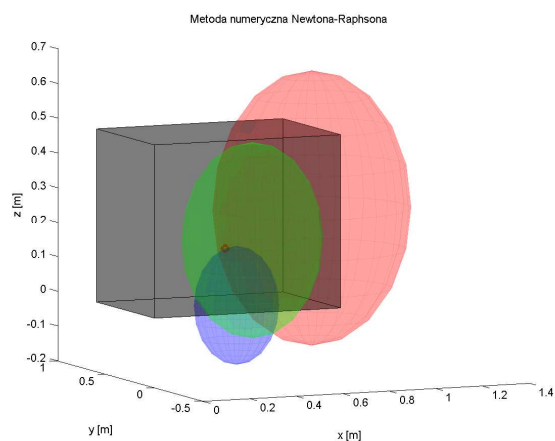
$x = 0,563 \text{ m}$ $x = 0,419 \text{ m}$
 $y = 0,125 \text{ m}$ $y = 0,278 \text{ m}$
 $z = 0,002 \text{ m}$ $z = 0,163 \text{ m}$

c)



$x = 0,563 \text{ m}$ $x = 0,419 \text{ m}$
 $y = 0,125 \text{ m}$ $y = 0,278 \text{ m}$
 $z = 0,002 \text{ m}$ $z = 0,163 \text{ m}$

d)

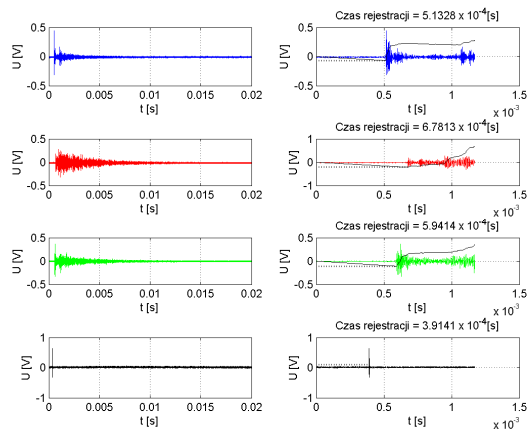


$x = 0,419 \text{ m}$
 $y = 0,278 \text{ m}$
 $z = 0,163 \text{ m}$

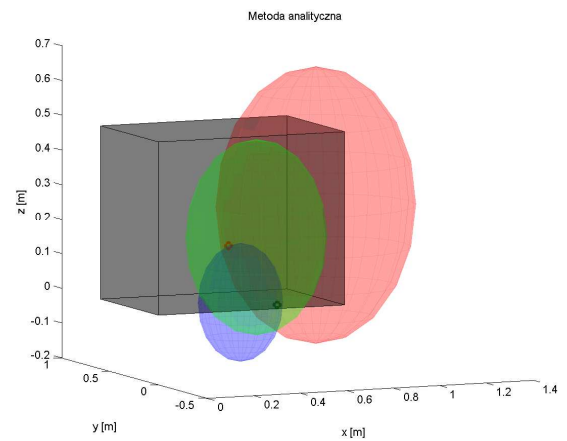
Rys. 15 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 8 tab. 9.3, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

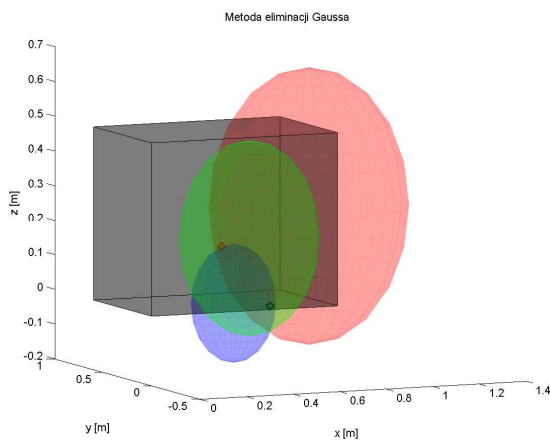


b)



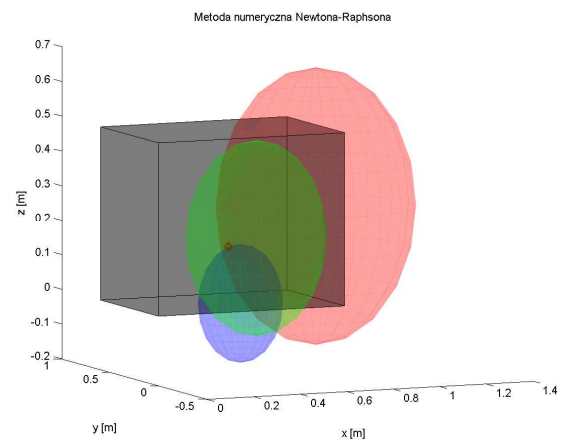
$$\begin{aligned} x &= 0,561 \text{ m} & x &= 0,415 \text{ m} \\ y &= 0,124 \text{ m} & y &= 0,278 \text{ m} \\ z &= -0,001 \text{ m} & z &= 0,162 \text{ m} \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned} x &= 0,561 \text{ m} & x &= 0,415 \text{ m} \\ y &= 0,123 \text{ m} & y &= 0,278 \text{ m} \\ z &= -0,001 \text{ m} & z &= 0,162 \text{ m} \end{aligned}$$

d)

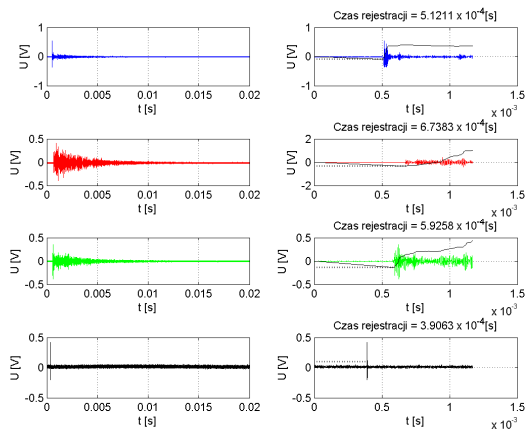


$$\begin{aligned} x &= 0,415 \text{ m} \\ y &= 0,278 \text{ m} \\ z &= 0,162 \text{ m} \end{aligned}$$

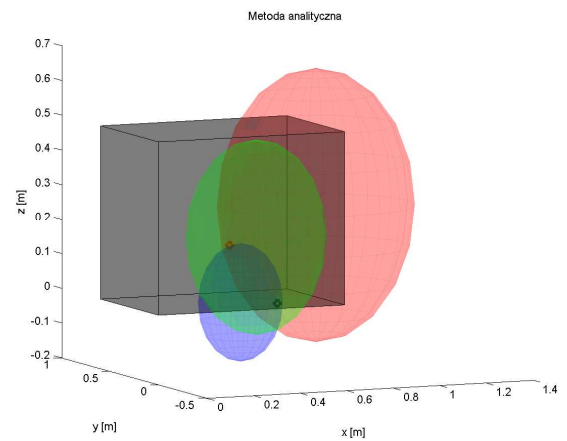
Rys. 16 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 9 tab. 9.3, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

a)

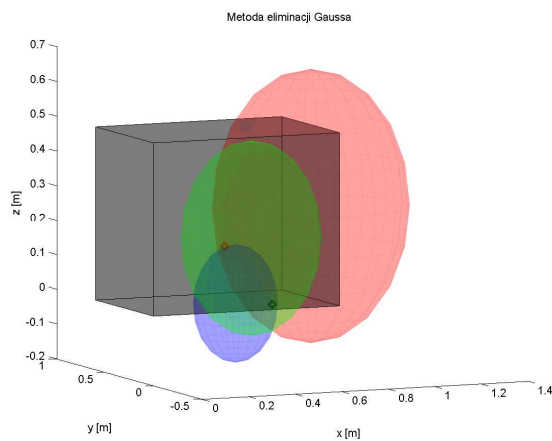


b)



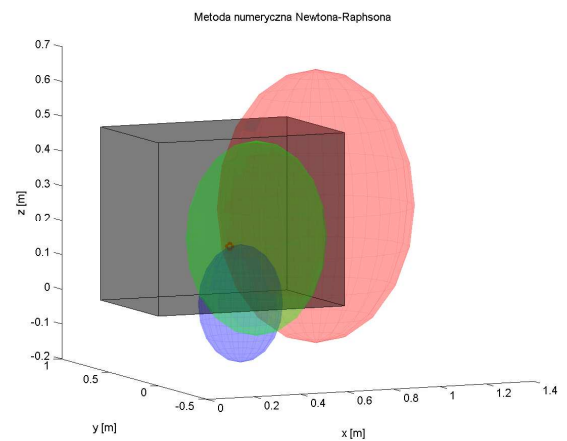
$$\begin{aligned} x &= 0,563 \text{ m} & x &= 0,420 \text{ m} \\ y &= 0,126 \text{ m} & y &= 0,277 \text{ m} \\ z &= 0,004 \text{ m} & z &= 0,163 \text{ m} \end{aligned}$$

c)



$$\begin{aligned} x &= 0,562 \text{ m} & x &= 0,420 \text{ m} \\ y &= 0,125 \text{ m} & y &= 0,277 \text{ m} \\ z &= 0,003 \text{ m} & z &= 0,163 \text{ m} \end{aligned}$$

d)



$$\begin{aligned} x &= 0,420 \text{ m} \\ y &= 0,277 \text{ m} \\ z &= 0,163 \text{ m} \end{aligned}$$

Rys. 17 Przebiegi czasowe i wyniki lokalizacji źródła WNZ dla danych zamieszczonych w wierszu nr 10 tab. 9.3, gdzie: a) przebiegi czasowe sygnałów EA zarejestrowanych trzema przetwornikami pomiarowymi i sygnału elektrycznego z cewki Rogowskiego.

Trójwymiarowa wizualizacja wyników lokalizacji źródła WNZ i współrzędne punktów będących rozwiązaniem układu równań sferycznych uzyskanych za pomocą: b) metody analitycznej, c) metody eliminacji Gaussa, d) metody Newtona-Raphsona.

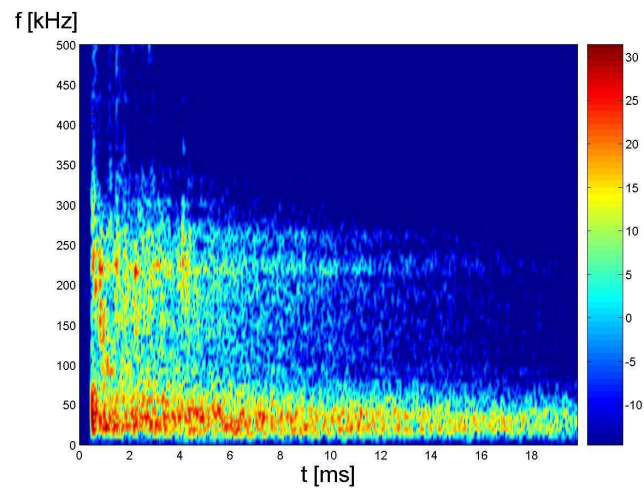
Załącznik 2

W załączniku przedstawiono wyniki analizy czasowo-częstotliwościowej sygnałów EA generowanych przez zamodelowane źródło WNZ typu ostrze-płyta.

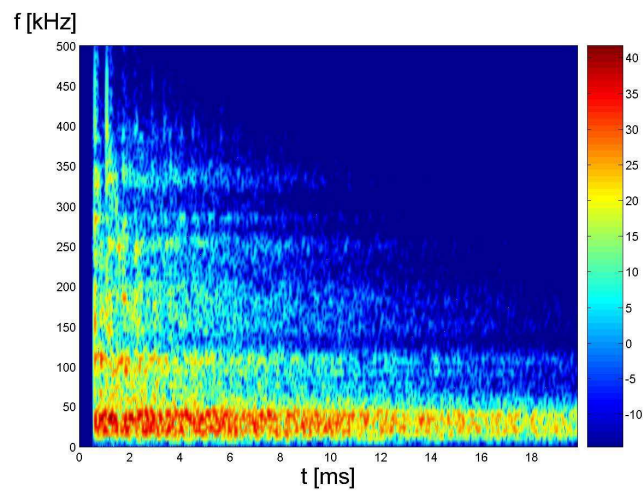
Rys. 1 -7 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA generowanych przez WNZ typu ostrze-płyta w modelu kadzi transformatorowej wypełnionej olejem izolacyjnym dla danych zamieszczonych w tab. 9.1

Rys. 8 -17 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA generowanych przez WNZ typu ostrze-płyta w modelu kadzi transformatorowej wypełnionej olejem izolacyjnym z przegrodami symulującymi różne drogi propagacji dla danych zamieszczonych w tab. 9.3

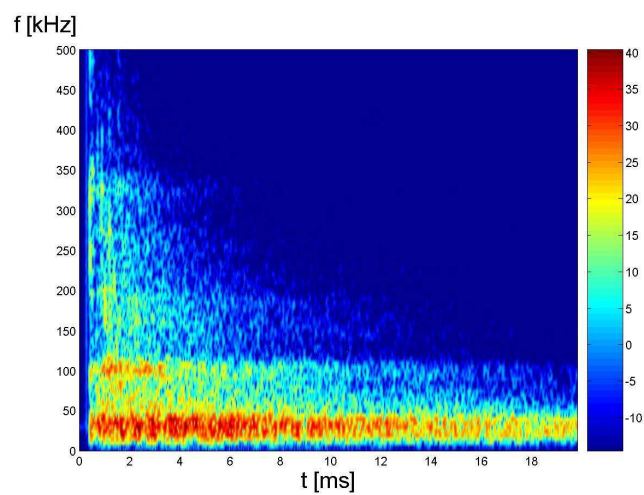
a)



b)

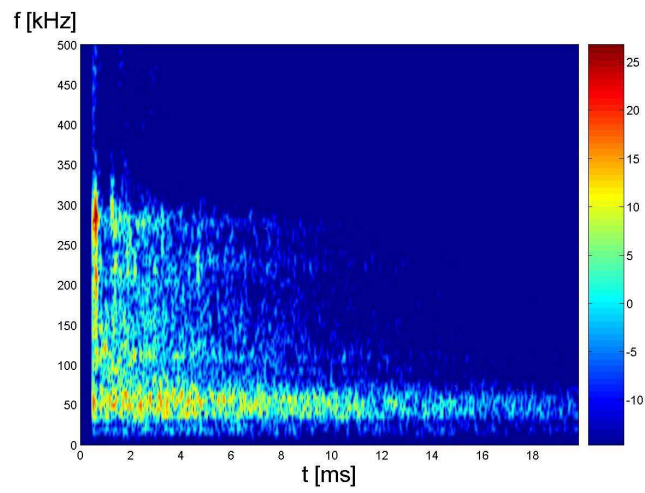


c)

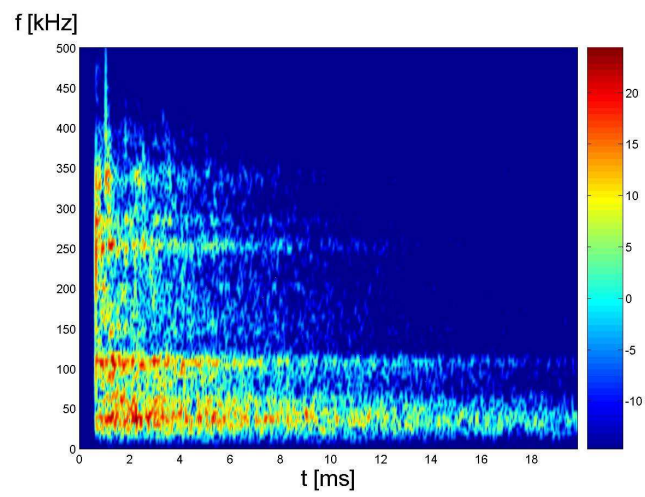


Rys. 1 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 1 tab. 9.1

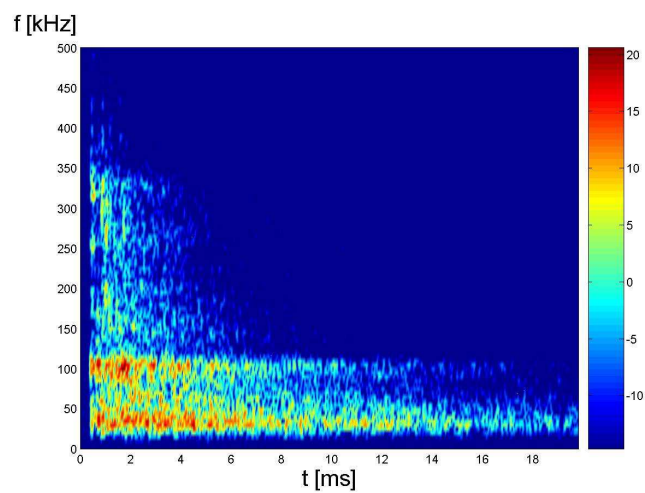
a)



b)

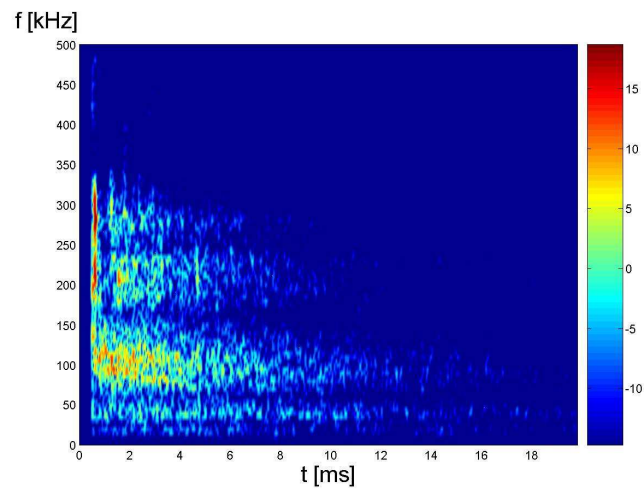


c)

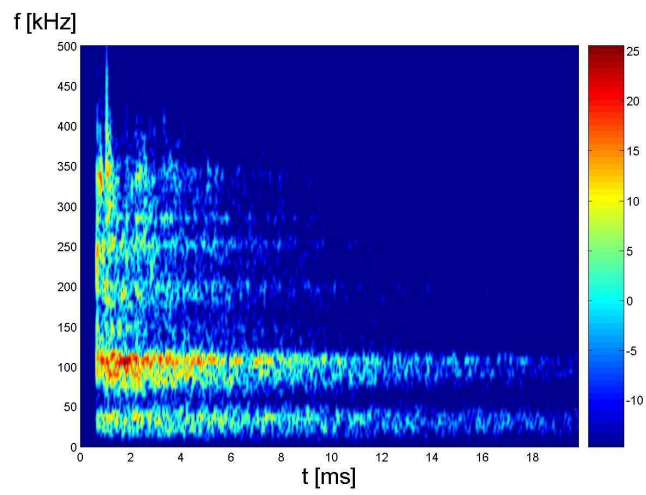


Rys. 2 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 2 tab. 9.1

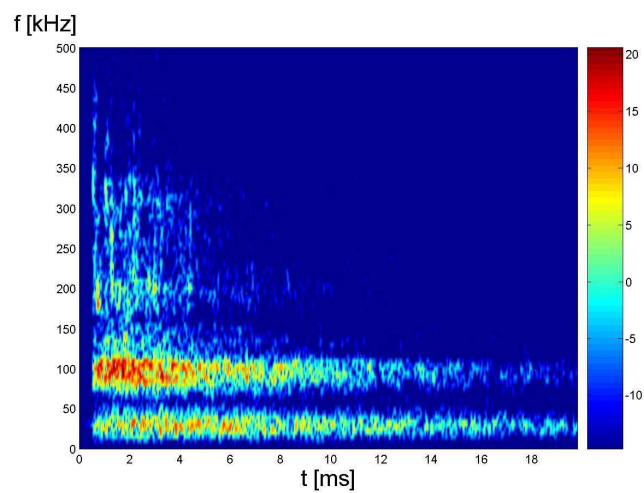
a)



b)

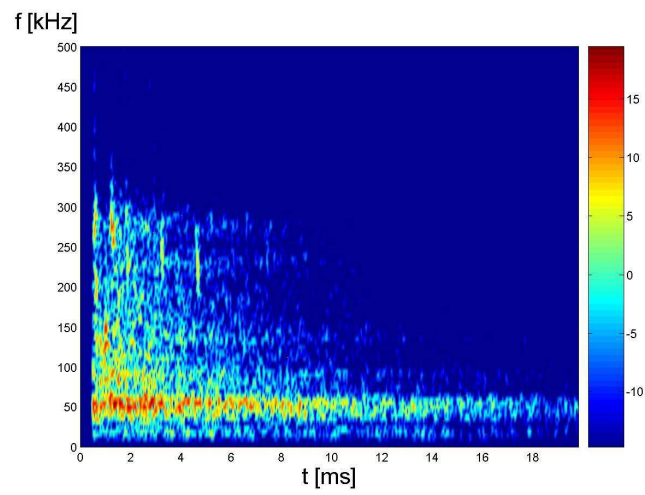


c)

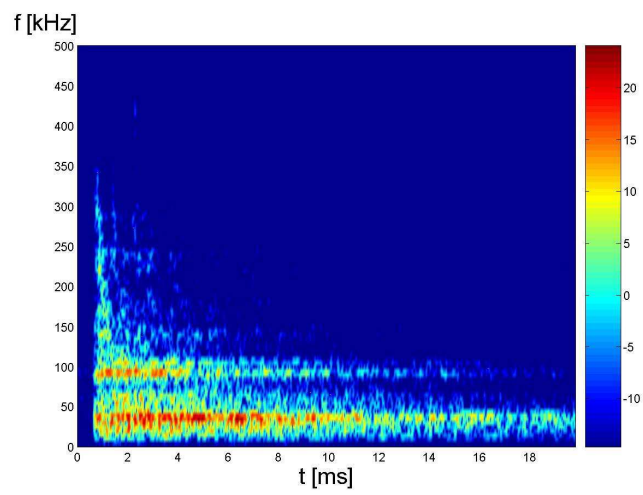


Rys. 3 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 3 tab. 9.1

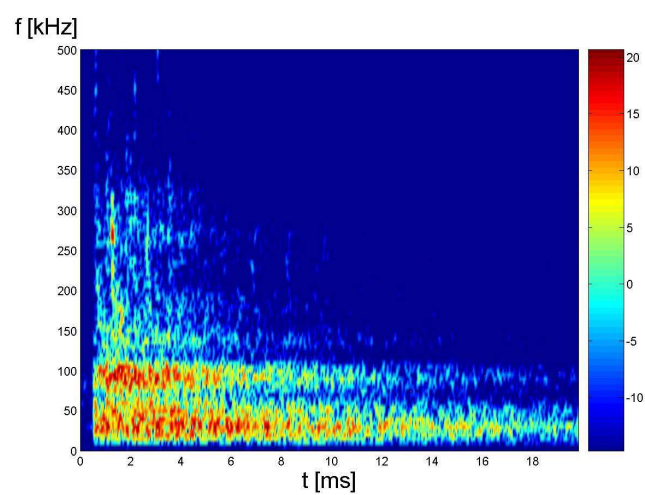
a)



b)

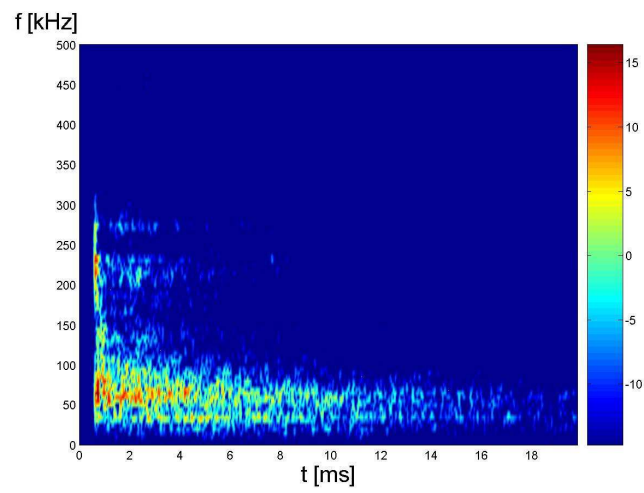


c)

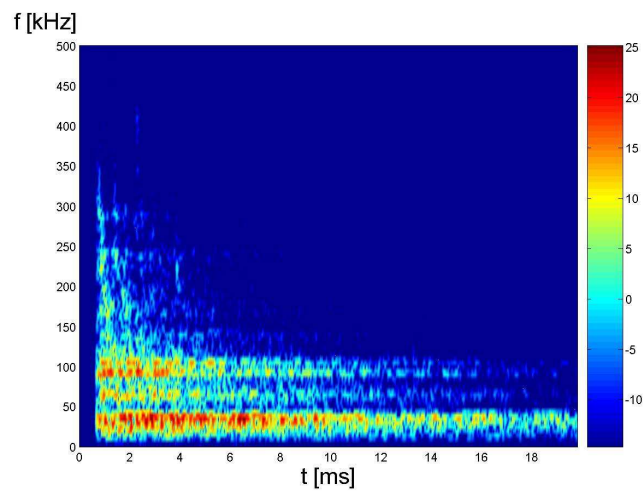


Rys. 4 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 4 tab. 9.1

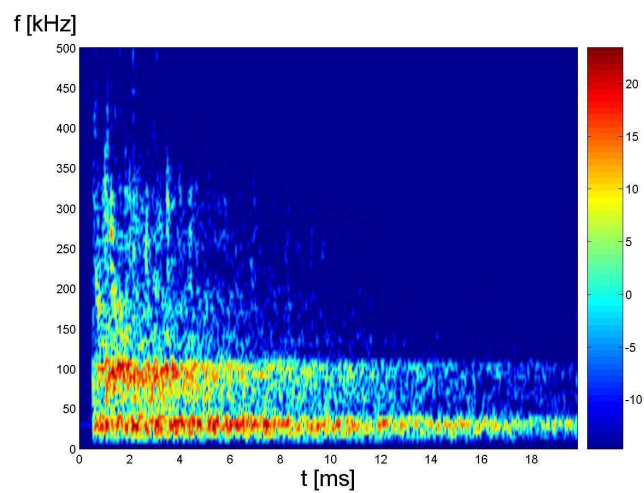
a)



b)

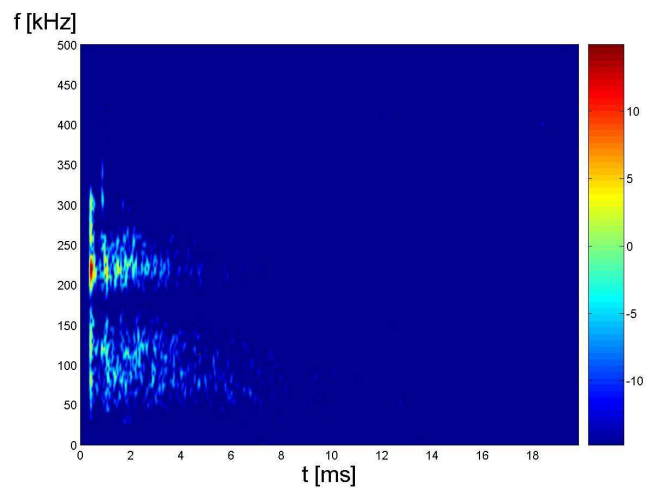


c)

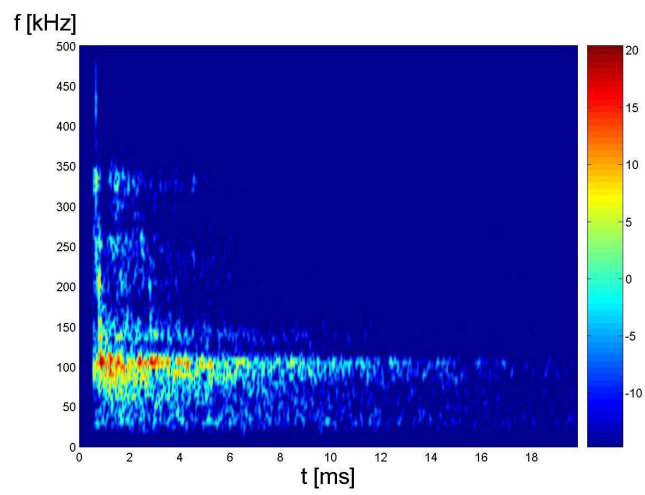


Rys. 5 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 5 tab. 9.1

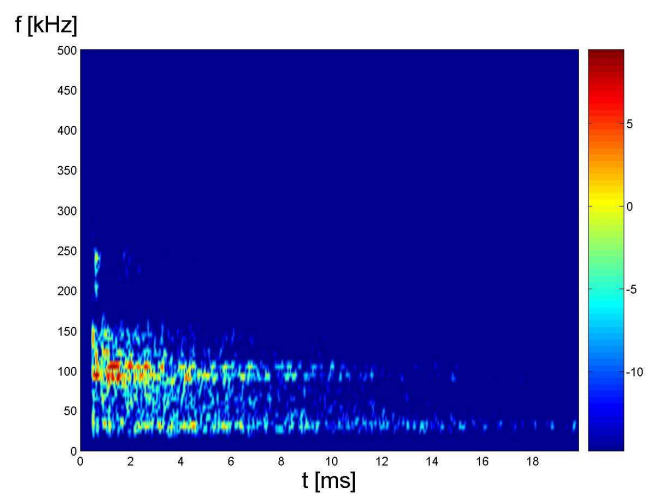
a)



b)

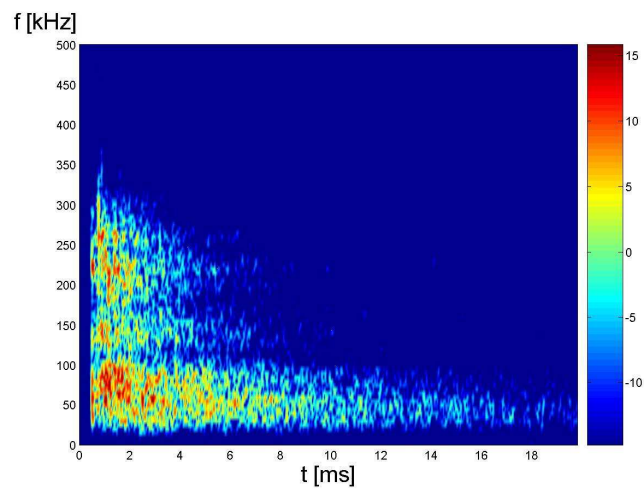


c)

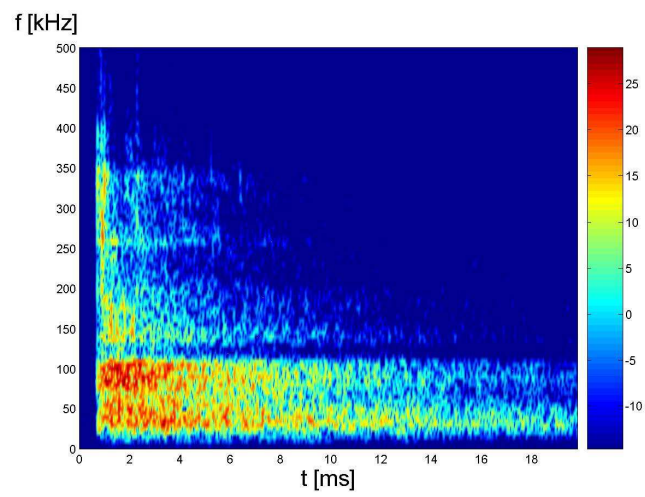


Rys. 6 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 6 tab. 9.1

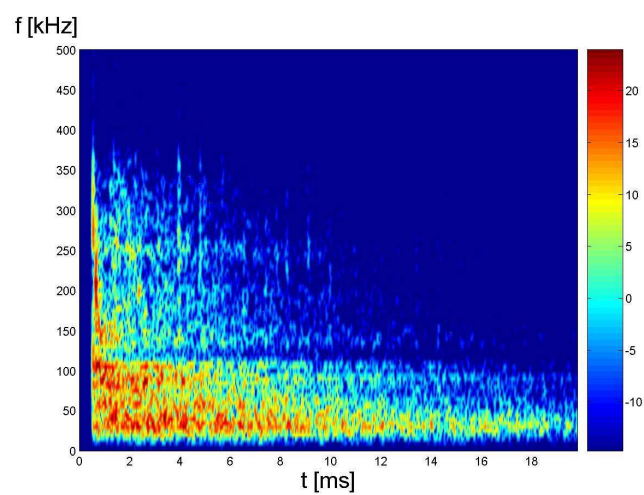
a)



b)

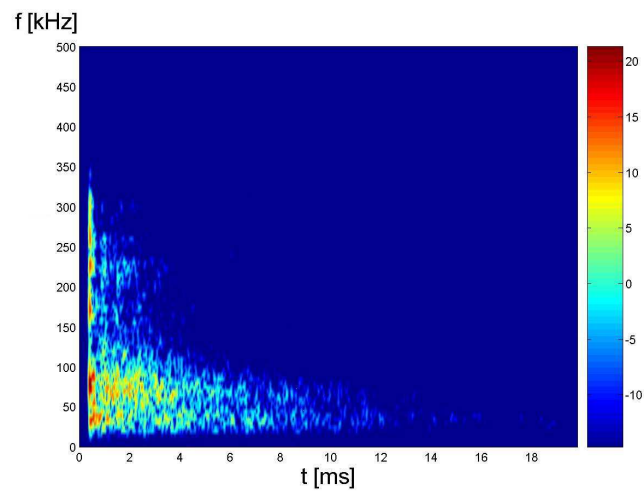


c)

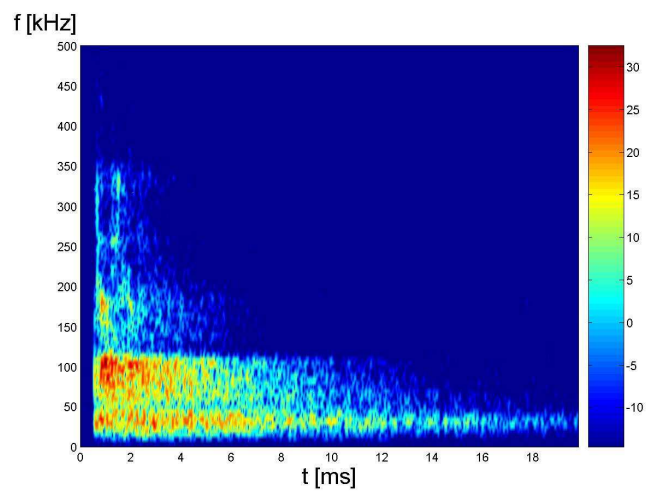


Rys. 7 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 7 tab. 9.1

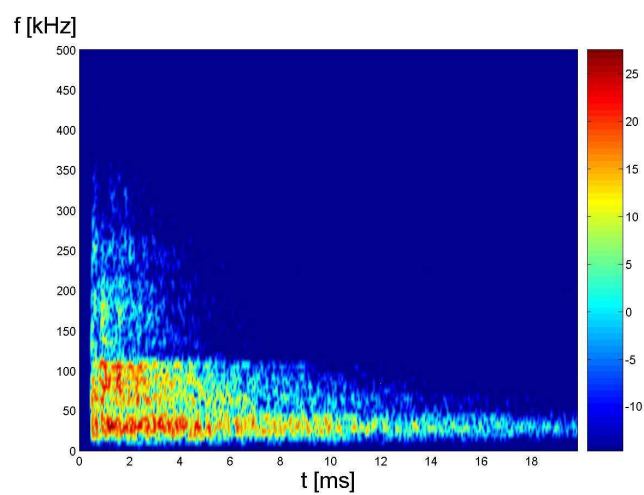
a)



b)

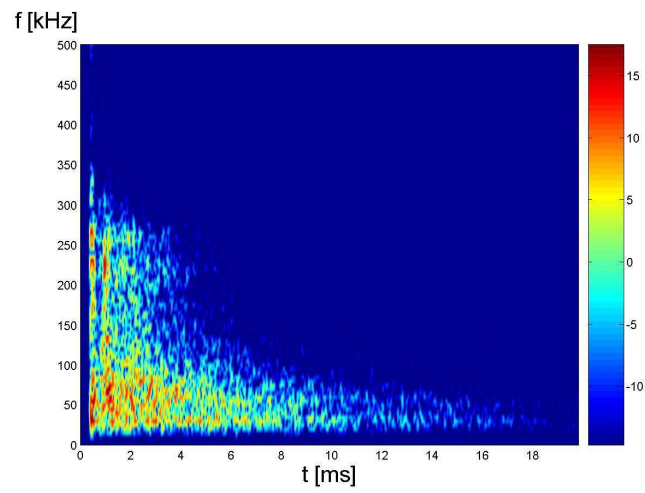


c)

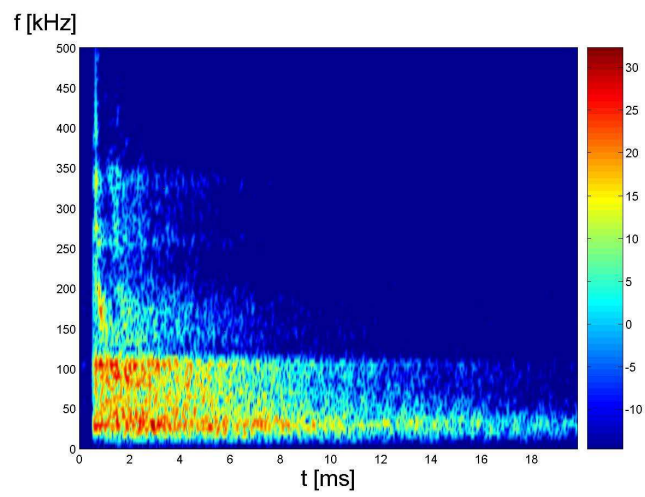


Rys. 8 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 1 tab. 9.3

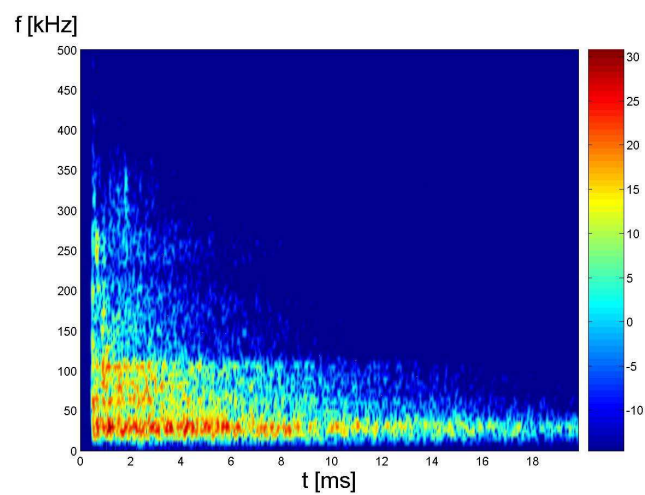
a)



b)

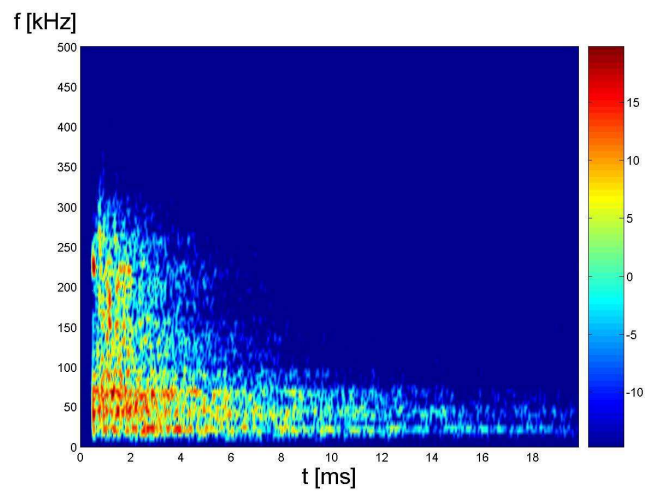


c)

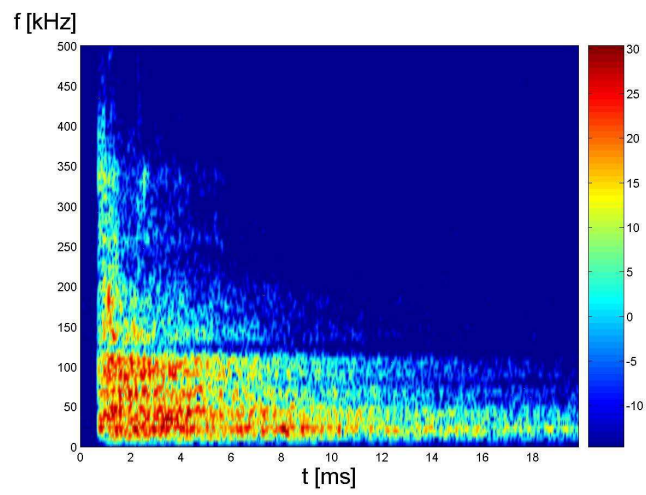


Rys. 9 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 2 tab. 9.3

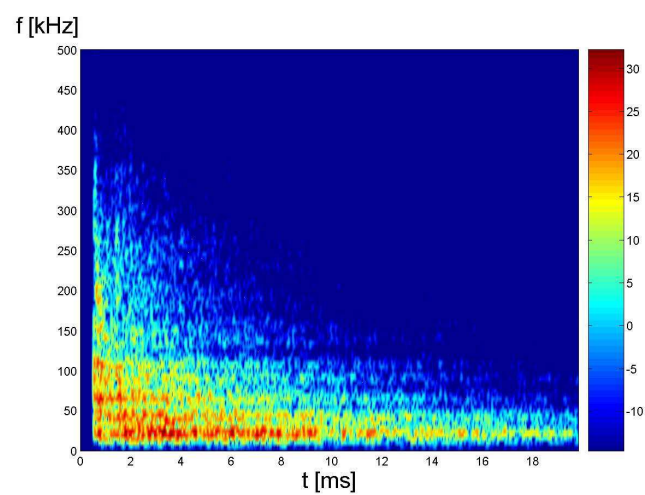
a)



b)

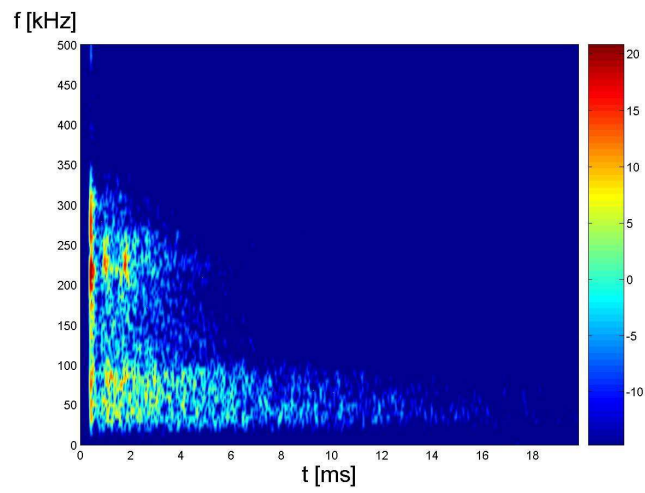


c)

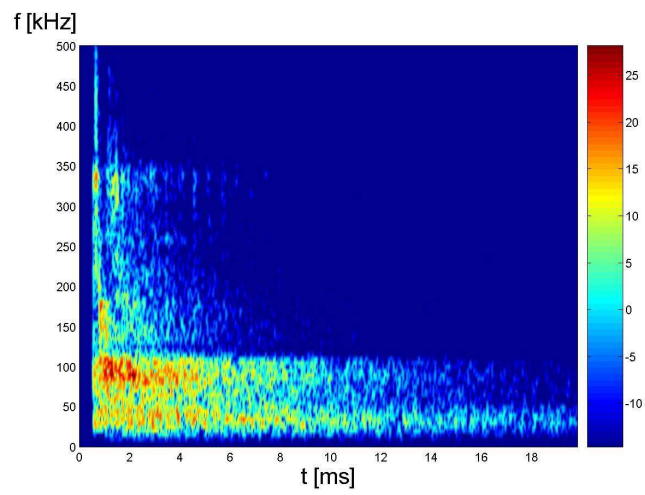


Rys. 10 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 3 tab. 9.3

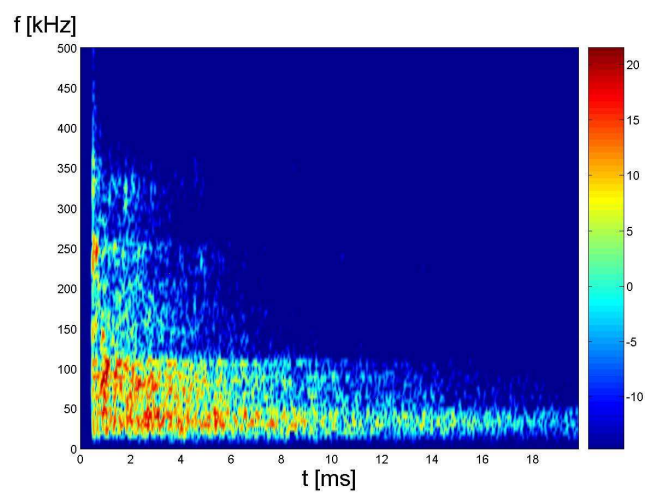
a)



b)

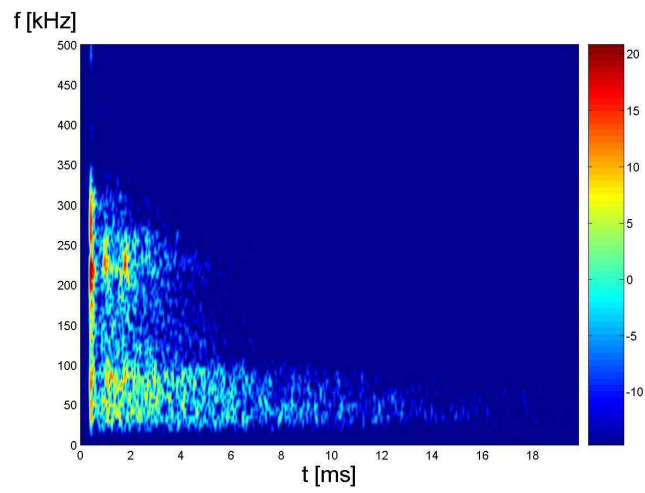


c)

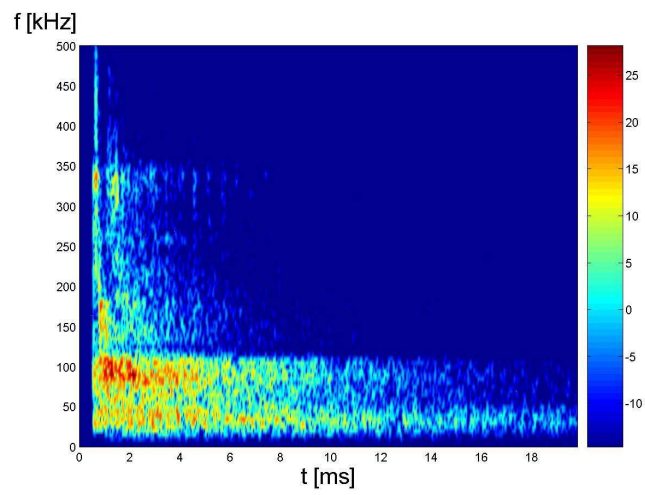


Rys. 11 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 4 tab. 9.3

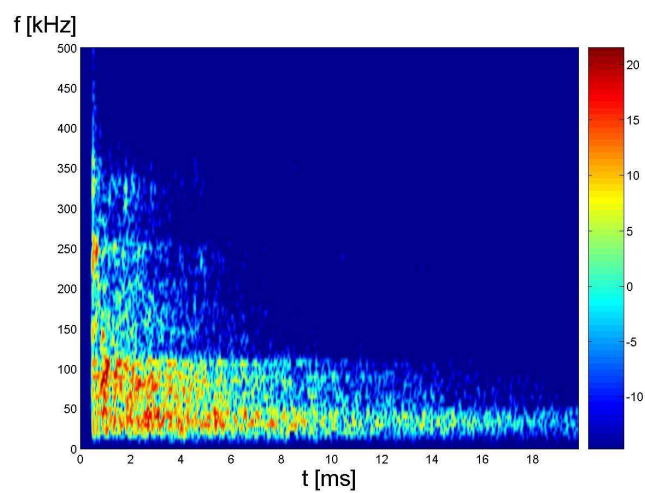
a)



b)

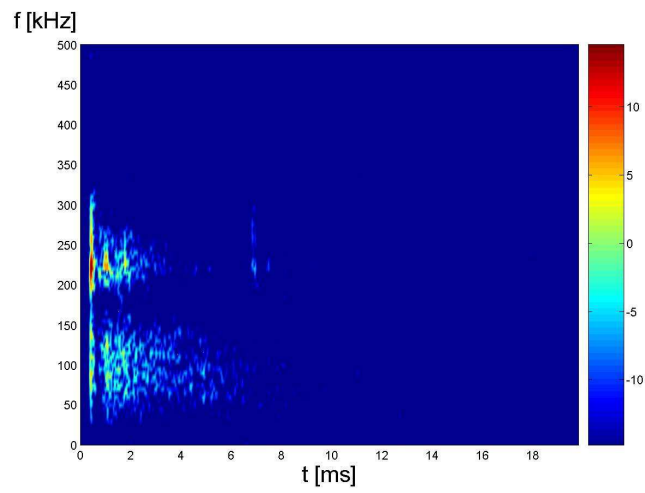


c)

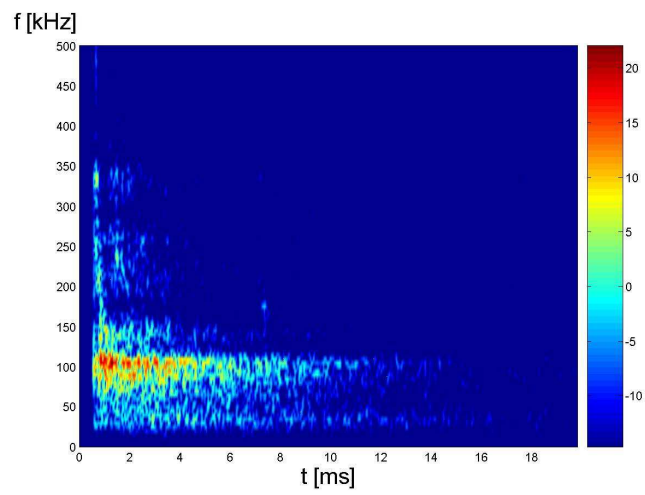


Rys. 12 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 5 tab. 9.3

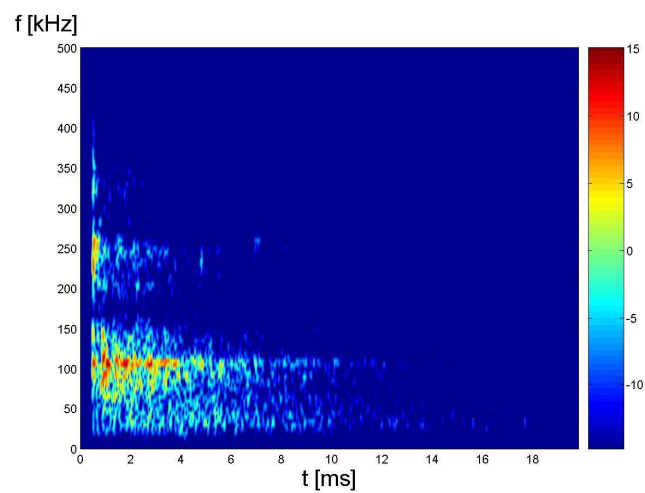
a)



b)

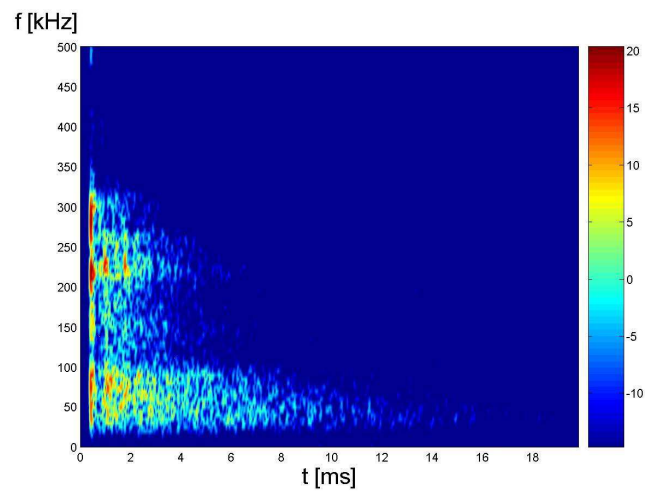


c)

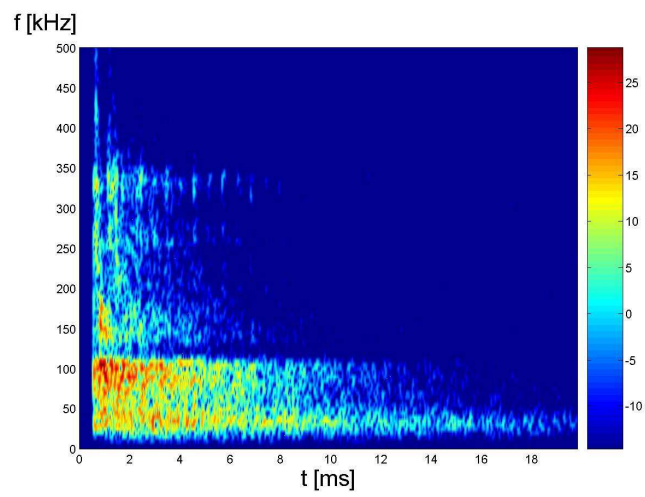


Rys. 13 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 6 tab. 9.3

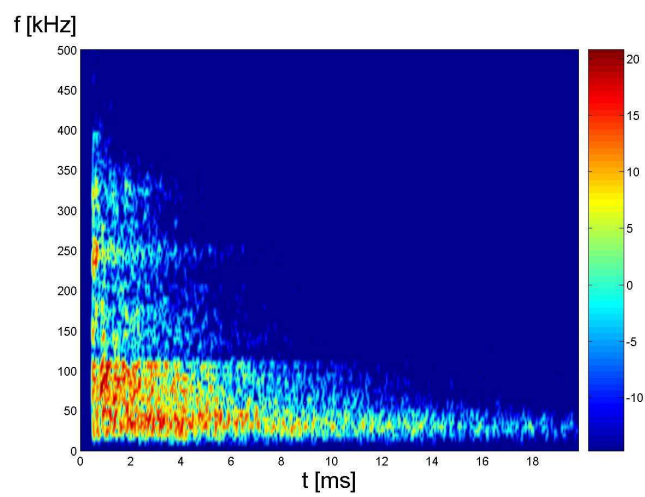
a)



b)

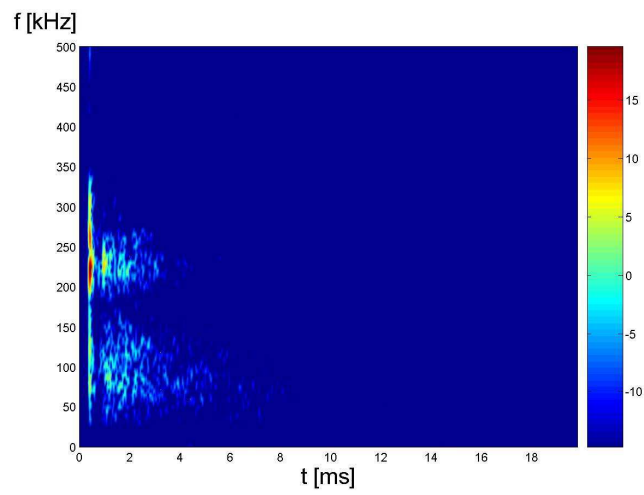


c)

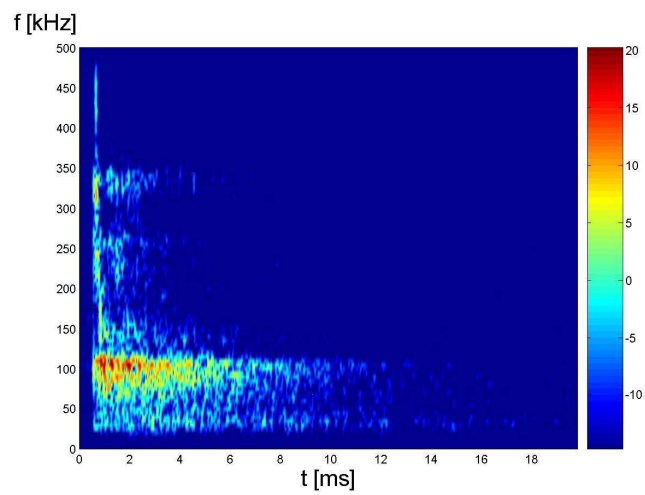


Rys. 14 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 7 tab. 9.3

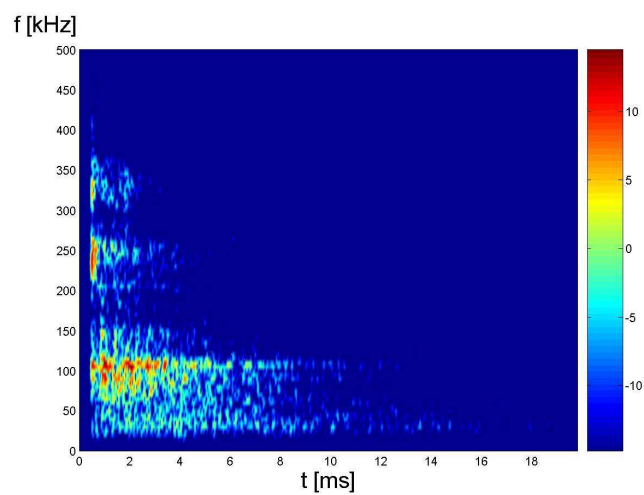
a)



b)

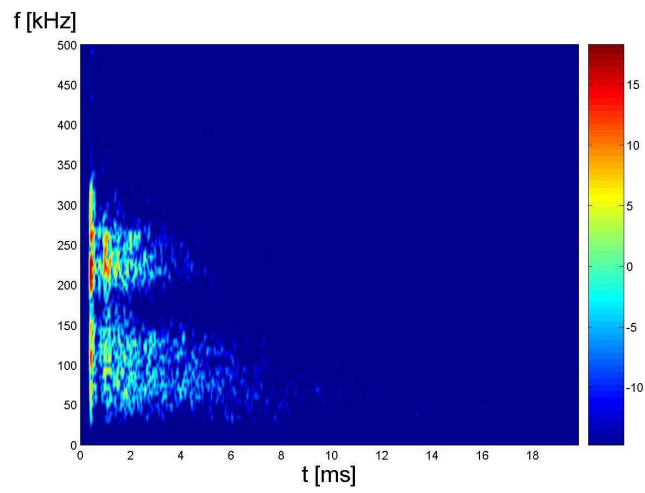


c)

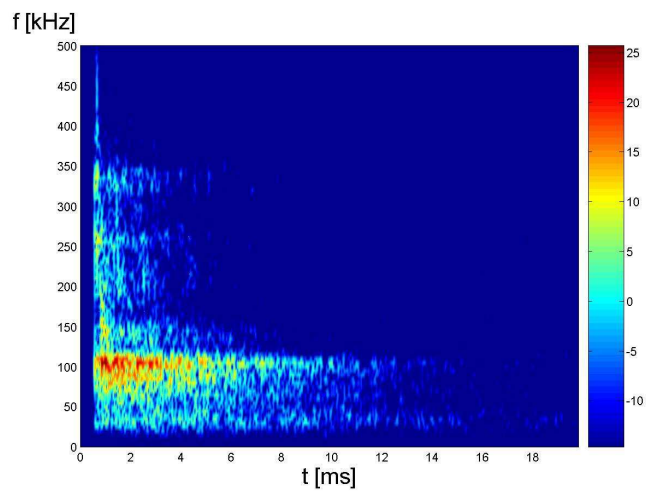


Rys. 15 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 8 tab. 9.3

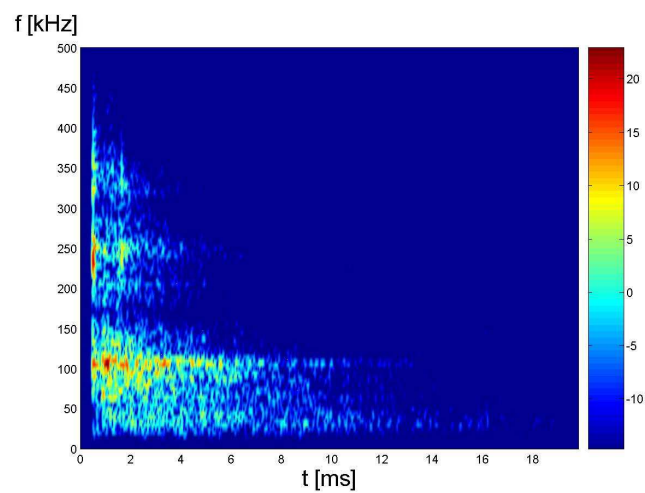
a)



b)

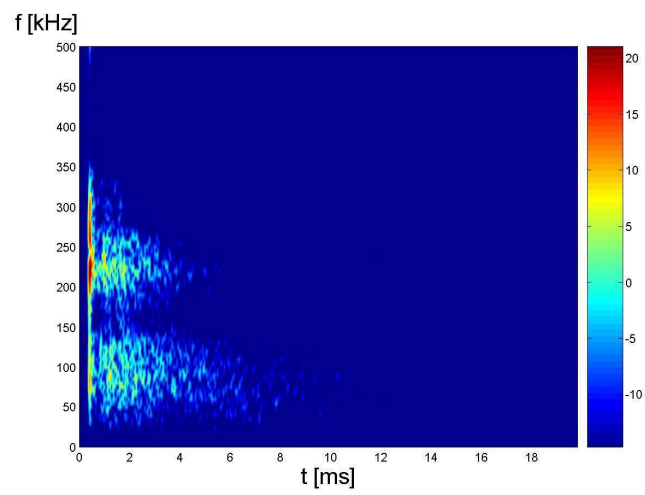


c)

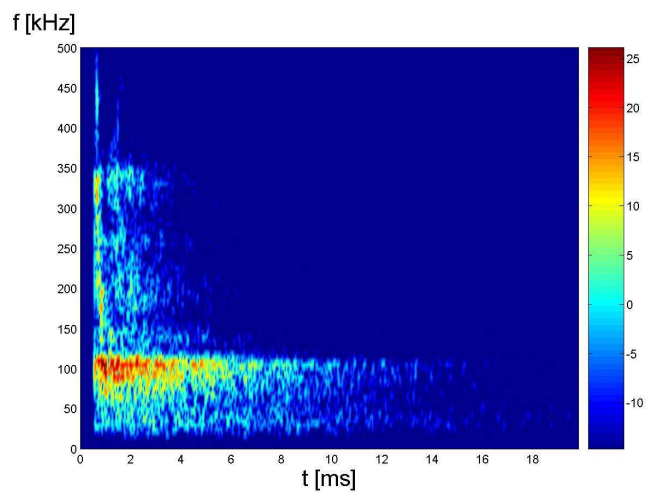


Rys. 16 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 9 tab. 9.3

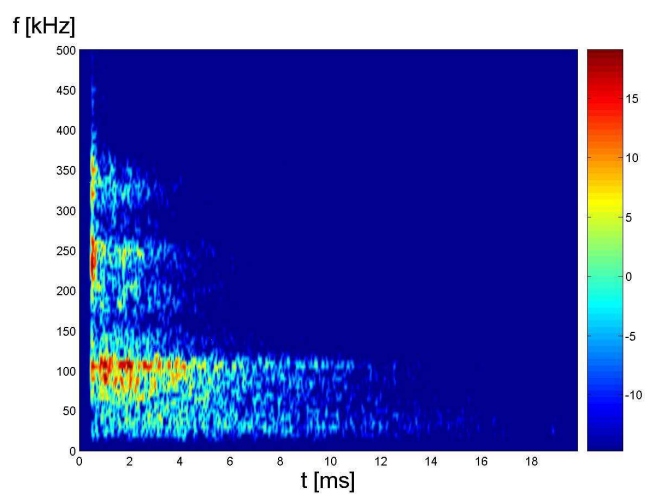
a)



b)



c)



Rys. 17 Dwuwymiarowe spektrogramy widmowej gęstości mocy sygnałów EA zarejestrowanych przez przetworniki pomiarowe a) S1, b) S2, c) S3, których współrzędne zamieszczono w wierszu nr 10 tab. 9.3