Rozprawy
Monografie 371

371 DISSERTATIONS
MONOGRAPHS

**ANDRZEJ WETULA**

# Systems for contactless measurements of medium and high voltages in electric power engineering

AGH UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY PRESS KRAKOW 2020

ROZPRAWY
MONOGRAFIE 371

**ANDRZEJ WETULA**

# Systemy do bezkontaktowych pomiarów średnich i wysokich napięć w elektroenergetyce

WYDAWNICTWA AGH

KRAKÓW 2020

Wydawnictwa Akademii Górniczo-Hutniczej im. Stanisława Staszica w Krakowie

Redaktor Naczelny Wydawnictw AGH: *Jan Sas*

Komitet Naukowy Wydawnictw AGH:
*Andrzej Pach* (przewodniczący)
*Jan Chłopek*
*Barbara Gąciarz*
*Bogdan Sapiński*
*Stanisław Stryczek*
*Tadeusz Telejko*

Recenzenci: *dr hab. inż. Wiesław Nowak, prof. AGH*
*dr hab. inż. Radosław Kłosiński, prof. UZ*

Afiliacja autora monografii:
AGH Akademia Górniczo-Hutnicza
Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej
Katedra Metrologii i Elektroniki
al. A. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków

**Druk wykonano z materiałów w postaci dostarczonej przez Autora.**

Skład komputerowy: *Andrzej Wetula*

© Wydawnictwa AGH, Kraków 2020
ISSN 0867-6631
ISBN 978-83-66364-79-0

Wydawnictwa AGH
al. A .Mickiewicza 30, 30-059 Kraków
tel. 12 617 32 28, 12 636 40 38
e-mail: redakcja@wydawnictwoagh.pl
http://www.wydawnictwa.agh.edu.pl

# Spis treści

**Streszczenie** . . . 7
**Summary** . . . 8
**Wykaz najważniejszych oznaczeń** . . . 9
**1. Wstęp** . . . 11
1.1. Wprowadzenie . . . 11
1.2. Aktualny stan wiedzy i wkład autora monografii . . . 12
1.2.1. Prace nad konstrukcją i kalibracją systemów pomiarowych . . . 12
1.2.2. Prace nad budową czujników . . . 14
**2. Model systemu pomiarowego** . . . 17
2.1. Model impedancyjny . . . 18
2.2. Model oparty na równaniach różniczkowych . . . 21
2.2.1. Model bez elementów w obwodzie wejściowym czujnika . . . 22
2.2.2. Czujnik z rezystancją wewnętrzną . . . 24
2.2.3. Czujnik z pojemnością wewnętrzną . . . 25
2.2.4. Czujnik z pojemnością i rezystancją . . . 26
2.2.5. Zależność między modelami . . . 27
2.3. Podsumowanie . . . 28
**3. Sposób kalibracji systemu pomiarowego** . . . 29
3.1. Kalibracja dla modelu wykorzystującego impedancje . . . 29
3.2. Kalibracja dla modelu z równaniami różniczkowymi . . . 32
3.3. Podsumowanie . . . 33
**4. Konstrukcja czujnika pola elektrycznego** . . . 35
4.1. Elementy składowe czujnika . . . 35
4.2. Wzmacniacz napięciowy . . . 36
4.3. Czujnik z wejściem prądowym . . . 38
4.4. Czujnik o zmiennej impedancji wejściowej . . . 40
4.4.1. Czujnik ze wzmacniaczem napięciowym . . . 41
4.4.2. Czujnik ze wzmacniaczem prądowym . . . 41
4.5. Elektrody wejściowe . . . 41
4.5.1. Kształt elektrody . . . 42
4.6. Transmisja sygnałów z czujników . . . 42
4.7. Konstrukcja czujników użytych w eksperymentach . . . 43
4.7.1. Uruchomienie czujników i test działania elektroniki . . . 44
4.8. Podsumowanie . . . 44
**5. Badania eksperymentalne czujników jako elementów systemu pomiarowego** . . . 47
5.1. Eksperymenty na stanowisku niskiego napięcia . . . 47
5.1.1. Sposób przeprowadzenia eksperymentów . . . 47
5.1.2. Wyniki eksperymentów . . . 49

5.2. Eksperymenty na stanowisku średniego napięcia . . . 54
5.2.1. Rozmieszczenie czujników względem szyn rozdzielni . . . 55
5.2.2. Wyniki eksperymentów . . . 56
5.3. Podsumowanie eksperymentów . . . 61

**6. Optymalizacja rozmieszczenia czujników** . . . 63
6.1. Zagadnienie rozmieszczenia czujników . . . 63
6.1.1. Uwarunkowanie numeryczne . . . 64
6.2. Numeryczne wyznaczenie współczynnika uwarunkowania . . . 65
6.2.1. Linia w układzie płaskim, jednotorowa . . . 65
6.2.2. Linia w układzie pionowym, jednotorowa . . . 68
6.3. Wyznaczenie optymalnego położenia czujników . . . 71
6.3.1. Ograniczenia . . . 71
6.3.2. Parametry optymalizacji . . . 72
6.4. Przykłady wyznaczania optymalnego położenia czujników . . . 74
6.4.1. Linia w układzie płaskim, jednotorowa . . . 74
6.4.2. Linia w układzie pionowym, jednotorowa . . . 75
6.4.3. Linia w układzie trójkątnym, jednotorowa . . . 81
6.4.4. Linia w układzie trójkątnym, dwutorowa . . . 82
6.5. Podsumowanie . . . 83

**7. Wpływ częściowego ekranowania czujników na właściwości systemu pomiarowego** . . . 85
7.1. Badania modelowe . . . 86
7.1.1. Symulacja i wyniki . . . 87
7.2. Problemy realizacji praktycznej . . . 90
7.3. Eksperymenty . . . 92
7.3.1. Sposób przeprowadzenia eksperymentów . . . 92
7.3.2. Wyniki eksperymentów . . . 93
7.4. Podsumowanie . . . 96

**8. System z autokalibracją i adaptacją** . . . 97
8.1. Autokalibracja z wykorzystaniem zmiany parametrów czujnika . . . 97
8.2. Model wykorzystujący impedancje . . . 102
8.3. System z częściową kalibracją . . . 105
8.4. Ograniczenia dokładności autokalibracji . . . 105
8.4.1. Zmiana napięcia podczas przełączania elementów . . . 106
8.4.2. Niepoprawne rozmieszczenie czujników . . . 106
8.5. Podsumowanie . . . 107

**9. Konstrukcja różnicowego pojemnościowego czujnika napięcia** . . . 109
9.1. Założenia konstrukcyjne . . . 109
9.2. Eksperymenty . . . 111
9.2.1. Konstrukcja czujnika . . . 111
9.2.2. Eksperymenty na stanowisku niskiego napięcia . . . 112
9.2.3. Eksperymenty na stanowisku średniego napięcia . . . 118
9.2.4. Podsumowanie . . . 120

**Podsumowanie** . . . 121

**Bibliografia** . . . 125

ANDRZEJ WETULA

**Systemy do bezkontaktowych pomiarów średnich i wysokich napięć w elektroenergetyce**

# Streszczenie

Monografia obejmuje zagadnienia związane z konstrukcją i właściwościami systemów pomiarowych wykorzystujących czujniki pola elektrycznego do odtworzenia sygnałów napięć w systemie wielofazowym. Zaprezentowano dwa różne modele systemu pomiarowego i na ich podstawie opracowano sposób kalibracji systemu. Przeanalizowano wpływ elementów składowych czujnika pola na właściwości samego czujnika oraz całego systemu pomiarowego i zaproponowano konstrukcję czujnika do wykorzystania w eksperymentach. Zaprezentowane zostały wyniki przeprowadzonych eksperymentów, które potwierdziły poprawność zaproponowanej metody kalibracji. Jednocześnie wykazały one istotny wpływ rozmieszczenia czujników w otoczeniu przewodów pod napięciem na dokładność pomiaru. W związku z tym przedstawiono opracowaną przez autora metodę wyznaczenia rozmieszczenia czujników w sposób pozwalający na poprawę dokładności kalibracji systemu. Dodatkowo opisano budowę systemu pomiarowego z autokalibracją, wykorzystującego czujniki pola o zmiennej strukturze wewnętrznej.

Poza wynikami prac nad systemem pomiarowym jako całością praca prezentuje wyniki prac nad nowatorskimi konstrukcjami czujników. Pierwszym przedstawionym w tym zakresie tematem jest sposób ekranowania elektrody czujnika dla uzyskania możliwie dużej selektywności w systemie wielofazowym. Przedstawiono też konstrukcję mocowanego na przewód czujnika pola wykorzystującego różnicę właściwości dielektrycznych materiałów jego elementów składowych do odtworzenia napięcia. W obu przypadkach poza rozważaniami teoretycznymi zaprezentowano wyniki badań eksperymentalnych.

ANDRZEJ WETULA

**Systems for contactless measurements of medium and high voltages in electric power engineering**

## Summary

The monograph covers the issues related to contstruction and properties of measurement systems that use electric field sensors to estimate voltage signals in a polyphase power system. Two different models of a measurement system are presented and used to develop a method for measurement system calibration. Influence of a field sensor elements on both sensor properties and measurement system properties was analyzed. Obtained results allowed to propose a design of a field sensor to be used in experiments. Results of conducted experiments are presented that proof a correctness of the proposed calibration method. The same results show a significant influence of sensor arrangement around conductors to a measurement precision. This leads to presentation of a methof of calculating sensor arrangement proposed by the author. This method leads to an improvement of calibration precision. Addtitionally, a measurement system with autocalibration has been described. This method uses field sensors with variable internal structure.

Besides results of work on the measurement system as a whole, the monograph presents results of work on novel sensor construction. The first topic in this range is a method of screening of a sensor electrode for improvement of selectivity in a polyphase system. The secons topic is a construction of a conductor–mounted high voltage sensor that uses difference of electrical properties of its elements to estimate an input voltage. In both cases, experimental results are presented besides theoretical considerations.

# Wykaz najważniejszych oznaczeń

$C_{np}$ — pojemność między $n$-tym przewodem a $p$-tym czujnikiem
$C_{Sp}$ — pojemność wewnętrzna czujnika o indeksie $p$
$\mathbf{C}$ — macierz pojemności między przewodami pod napięciem a elektrodami czujników
$C_{l1}, C_{l2}$ — pojemności między przewodem a poszczególnymi elektrodami czujnika różnicowego
$C_g$ — pojemność między dowolną elektrodą czujnika różnicowego a otoczeniem
$h, l, d$ — odległości
$h', l', d'$ — odległości względne (unormowane)
$i_{Sp}$ — wartość chwilowa prądu płynącego przez czujnik o indeksie $p$
$i_{SCRp}(k)$ — prąd czujnika $p$ w $k$-tym kroku kalibracji
$I_{np}$ — zespolony prąd płynący pomiędzy $n$-tym przewodem a $p$-tym czujnikiem
$I_{Sp}$ — zespolony prąd płynący przez czujnik o indeksie $p$
$I_{Spk}$ — zespolony prąd czujnika $p$ w $k$-tym kroku kalibracji
$\mathbf{I_S}$ — wektor wartości chwilowych prądów czujników
$\mathbf{I_S R}$ — wektor wartości chwilowych prądów czujników (dla czujników z rezystancją wewnętrzną)
$\mathbf{I_S C}$ — wektor wartości chwilowych prądów czujników (dla czujników z pojemnością wewnętrzną)
$\mathbf{I_S CR}$ — wektor wartości chwilowych prądów czujników (dla czujników z rezystancją i pojemnością wewnętrzną)
$\overline{\mathbf{I_S}}$ — wektor wszystkich zespolonych prądów czujników w systemie pomiarowym
$k$ — indeks kroku kalibracji
$K$ — liczba kroków kalibracji
$\mathbf{L}$ — macierz odległości przewód–czujnik
$n$ — indeks przewodu pod napięciem
$N$ — liczba przewodów pod napięciem
$\eta$ — przekładnia rozumiana jako stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego
$p$ — indeks czujnika
$P$ — liczba czujników w systemie pomiarowym
$q$ — ładunek
$R_{Sp}$ — rezystancja wewnętrzna czujnika o indeksie $p$
$R(\mathbf{X})$ — współczynnik uwarunkowania macierzy $mathbfX$
$u_n$ — wartość chwilowa napięcia przewodu o indeksie $n$

$u_{Sp}$ — wartość chwilowa napięcia czujnika o indeksie $p$
$u_n(k)$ — napięcie wejściowe o indeksie $n$ w $k$-tym kroku kalibracji
$U_n$ — zespolone napięcie $n$-tego przewodu ($n$-te napięcie wejściowe systemu)
$U_{Sp}$ — zespolone napięcie czujnika o indeksie $p$
$U_{nk}$ — zespolone napięcie wejściowe w $k$-tym kroku kalibracji
$U_{ne}$ — estymata napięcia $U_n$
$\mathbf{U}$ — wektor wartości chwilowych napięć wejściowych
$\overline{\mathbf{U}}$ — wektor zespolonych napięć wejściowych
$\Delta_{rms}(U_n)$ — błąd skuteczny estymaty napięcia $U_n$
$\Delta_{max}(U_n)$ — błąd maksymalny estymaty napięcia $U_n$
$x, y$ — współrzędne geometryczne
$Y_{np}$ — admitancja gałęzi pomiędzy $n$-tym przewodem a $p$-tym czujnikiem
$\overline{\mathbf{Y}}$ — macierz admitancji wiążąca prądy czujników i napięcia wejściowe
$Z_{Sp}$ — impedancja wewnętrzna czujnika o indeksie $p$

# 1. Wstęp

## 1.1. Wprowadzenie

Jednym z istotnych elementów systemów elektroenergetycznych jest aparatura przeznaczona do pomiaru napięcia. Jest ona niezbędna do rozliczania przesłanej energii, jak również jako źródło danych dla systemów zabezpieczeń i analizatorów jakości energii elektrycznej. O ile przetwarzanie niskich napięć jest stosunkowo proste a przetworniki mają niewielkie rozmiary i wysoką dokładność, to wraz ze wzrostem przetwarzanego napięcia rośnie rozmiar i koszt systemu pomiarowego. Jednocześnie coraz trudniej jest uzyskać wysoką dokładność.

Standardowym rozwiązaniem w zakresie średnich napięć jest zastosowanie przekładników indukcyjnych. Pozwalają one na przetwarzanie napięcia w paśmie do kilku kiloherców i osiągają niepewności odtworzenia wartości skutecznej do 0,1% w rozwiązaniach standardowych. Dla wysokich napięć zwykle stosowane są przekładniki kaskadowe, w których często jeden ze stopni jest zrealizowany jako dzielnik pojemnościowy. Takie rozwiązanie gwarantuje separację galwaniczną i zapewnia poprawne przetworzenie napięcia dla podstawowej harmonicznej. Poza okolicą podstawowej harmonicznej charakterystyka częstotliwościowa tego rodzaju przetworników jest trudna do określenia ze względu na możliwość wystąpienia wewnętrznych rezonansów oraz rezonansów z siecią [1]. Dla uniknięcia rezonansów wprowadzane jest sztuczne tłumienie charakterystyki, w praktyce silnie ograniczające pasmo przenoszenia. Jeżeli zachodzi konieczność pomiaru w zakresie wysokich częstotliwości lub dla napięć stałych, można wykorzystać dzielniki rezystancyjne. Osiągają one pasma sięgające kilku megaherców i niepewności na poziomie 0,1%. Ich istotną wadą jest brak separacji galwanicznej od mierzonego napięcia, co znacząco ogranicza zakres ich zastosowań i komplikuje konstrukcję współpracujących z nimi systemów pomiarowych [2, 3].

Wymienione wyżej techniki przetwarzania napięcia są powszechnie spotykane w systemach elektroenergetycznych. Poza nimi istnieją rozwiązania eksperymentalne, które spotkać można tylko na stanowiskach badawczych, w realizacjach pilotażowych oraz w przypadkach, gdzie nie ma możliwości użycia niczego innego. Są to m.in. systemy oparte na światłowodach [4] oraz systemy z czujnikami pola elektrycznego. Tych ostatnich dotyczy niniejsza monografia.

Systemy pomiarowe średnich i wysokich napięć z czujnikami pola elektrycznego korzystają ze zjawiska wytwarzania pola elektrycznego przez elementy, w których znajduje się ładunek elektryczny. W przypadku przewodów pod napięciem wartość wytwarzanego przez nie pola zależy liniowo od napięcia oraz (nieliniowo) od odległości od przewodu. W przypadku większej liczby źródeł pola (przewodów pod napięciem) ze względu na superpozycję zachodzi sumowanie wartości pól w poszczególnych punktach. Pole elektryczne w każdym punkcie w otoczeniu linii wynika tym samym z wartości napięć w przewodach linii, ich kształtu

(np. przewody wiązkowe), rozmieszczenia względem siebie nawzajem, rodzaju i ukształtowania podłoża oraz ewentualnych ścian rozdzielni wnętrzowej a także obiektów znajdujących się w otoczeniu. Rozmieszczając w odpowiedni sposób czujniki pola elektrycznego można odtworzyć wartości napięć panujących w przewodach linii na podstawie sygnałów wyjściowych z czujników. System taki posiada niewątpliwe zalety, którymi są:

— przenośność i łatwość montażu (nie ma konieczności wykonania połączenia galwanicznego z przewodami pod napięciem),
— szerokie pasmo przenoszenia (w zależności od konstrukcji czujników i elementów współpracujących),
— liniowość w szerokim zakresie napięć.

Niestety, istnieje również wiele wciąż tylko częściowo rozwiązanych problemów utrudniających upowszechnienie tego rodzaju systemów.

## 1.2. Aktualny stan wiedzy i wkład autora monografii

W zakresie bezkontaktowych pomiarów średnich i wysokich napięć można wyróżnić dwa podstawowe kierunki badań. Pierwszy z nich obejmuje prace nad konstrukcją i kalibracją systemów pomiarowych, a drugi prace nad budową czujników pola pod kątem zastosowania w takich systemach. Ukazujące się publikacje o tej tematyce zazwyczaj łatwo jest przyporządkować do jednego z wymienionych kierunków badań, jednakże zdarzają się też publikacje przeglądowe, prezentujące wyniki badań prowadzonych w obu kierunkach. Są to zwykle bardziej obszerne prace o charakterze dystertacji lub monografii. Niniejsza monografia jest opracowaniem tego rodzaju.

### 1.2.1. Prace nad konstrukcją i kalibracją systemów pomiarowych

Jako pierwsze w zakresie bezkontaktowych pomiarów napięć można wskazać prace Fessera i innych [5], którzy przedstawili sposób pomiaru impulsów napięciowych z wykorzystaniem czterokwadrantowego czujnika pola elektrycznego. Z kolei Wiggins i Wright [6] wykonali pomiary pól w podstacji wysokiego napięcia na poziomie gruntu podczas stanów przejściowych. Interesująca jest też praca Feldhama i innych [7], w której modelowanie pola metodą elementów skończonych zastosowano do optymalizacji umieszczenia czujnika pola użytego do wyznaczenia potencjału linii napięcia stałego.

W pracy Gerrarda i Gibsona [8] zaproponowano system z wieloma czujnikami. Opisane zastosowanie objęło badanie symetrii napięcia oraz detekcję spadków w pojedynczych przewodach. Wyniki badań przeprowadzonych na modelu linii w układzie płaskim w skali 10/1 pozwoliły uzyskać zadowalające rezultaty. Ci sami autorzy w ramach większego zespołu zaprezentowali pracę [9], która stanowi istotny punkt w rozwoju omawianych systemów pomiarowych. Pokazano w niej układ ośmiu czujników współpracujący z systemem cyfrowym, wykorzystany do odtworzenia napięć w modelu jednotorowej linii w układzie płaskim. Praca zawiera dokładny opis czujnika wraz ze schematem, sposób rozmieszczenia czujników oraz omówienie modelu pola i zastosowanych technik przetwarzania sygnałów. Pomimo stwierdzenia, że system pracuje w zakresie częstotliwości od 2 Hz do 3 kHz, przedstawione wyniki

pokazują jedynie zmiany wartości skutecznych napięć względem średniej wartości skutecznej. Wynika to prawdopodobnie ze zbyt małej mocy obliczeniowej zastosowanego systemu cyfrowego, który nie był zdolny do odtwarzania wartości chwilowych.

System odtwarzający bezwzględne wartości napięcia zaprezentowali autorzy publikacji [10], gdzie mierzono wartości chwilowe napięć linii 132 kV w stacji przekształtnikowej łącza DC, po stronie napięcia przemiennego. W pracy tej zastosowano macierz pojemności $\mathbf{C}$ reprezentującą sieć pojemności linia–czujnik oraz pokazano trzy metody kalibracji, oparte na rejestracji napięć w badanej linii oraz na występowaniu w tych napięciach stanów przejściowych. Autorzy przedstawiają wyłącznie wyniki pomiarów wartości skutecznych napięć, pomimo że ich system teoretycznie umożliwia wyznaczenie wartości chwilowych. Ciekawostką jest ewolucja przestawionych w pracy elektrod pomiarowych. Wersje prototypowe są płachtami z metalowej siatki o wymiarach około $1 \times 1$ metr i są instalowane na specjalnych podstawkach. Wersje ostatecznie użyte mają wymiary około $10 \times 10$ cm (stukrotnie mniejsza powierzchnia!) i są przymocowane do cokołów izolatorów wsporczych. Niniejsza monografia odnosi się w rozdziałach 2, 4 oraz 3 do zastosowanych w tej pracy rozwiązań, rozszerzając je o dodatkowe techniki kalibracji, układy nadokreślone oraz czujniki z wejściem prądowym.

Inną interesującą pracą jest [11], gdzie zaprezentowano system z czujnikami umieszczonymi na dachu przejeżdżającego pod linią samochodu. Zastosowane czujniki mają ciekawą konstrukcję elektrod, wykonanych z miedzianych rur umieszczonych na izolujących elementach dystansowych nad aluminiowym podłożem. Zastosowano cztery elektrody, z których dwie są umieszczone wzdłuż osi samochodu, a dwie prostopadle. Pozwoliło to uniezależnić się od kierunku osi pojazdu względem linii. Według autorów głównym przeznaczeniem systemu jest identyfikacja napięcia roboczego linii, kolejności faz oraz wymiarów geometrycznych linii, a nie rejestracja napięć. Ci sami autorzy w pracy [12] przedstawili rozszerzenie zastosowań systemu na linie dwutorowe. Prace te dobitnie pokazują bardzo istotną cechę tego rodzaju systemów, a mianowicie ich mobilność. Wskazano też alternatywne zastosowanie omawianych systemów do identyfikacji parametrów linii podczas pracy; zastosowanie takie zaproponowano w rozdziale 8.

Kolejnymi wartymi uwagi publikacjami są prace [13] oraz [14]. Stanowią one poniekąd kontynuację prac Gerrarda i Gibsona, prezentując sposób wyznaczania tych współczynników jakościowych napięcia, dla których wystarcza znajomość przebiegu napięcia bez wiedzy o jego wartościach. W szczególności autorzy koncentrują się na wyznaczaniu współczynnika uciążliwości migotania (flickera) oraz współczynnika zawartości harmonicznych. Dzięki rezygnacji z wyznaczania wartości bezwzględnych napięć kalibracja systemu jest znacznie uproszczona, jednak ograniczone są również jego możliwości. Podobnie jak w poprzednio wspomnianym artykule jednym z zastosowanych rozwiązań konstrukcyjnych jest tutaj umieszczenie czujnika na dachu samochodu. W tym jednak przypadku pomiary dokonywane są przy zatrzymanym pojeździe.

W ostatnich latach prace nad bezkontaktowymi pomiarami napięć kontunuują autorzy z Dalekiego Wschodu. Należy tutaj wymienić publikacje [15], [16], [17] oraz [18]. W pierwszej z nich autorzy uzupełniają system o czujniki pola magnetycznego, uzyskując interesujące wyniki w zakresie odtwarzania stanów przejściowych. Dwie kolejne prace koncentrują się na pomiarze zawartości harmonicznych napięcia. Wykorzystano w nich trzy czujniki pola rozmieszczone pod linią w układzie płaskim. Autorzy proponują algorytm umożliwiający wyznaczenie zawartości harmonicznych na podstawie sygnałów z czujników oraz porównują

ze sobą kilka możliwych sposobów rozmieszczenia czujników i ich wpływ na dokładność pomiaru. W ostatniej z wymienionych publikacji autorzy zajmują się zagadnieniem zdalnego określenia kolejności faz w dwutorowej linii w układzie płaskim.

Tematyką poboczną względem poruszanej w monografii są metody pomiarowe prezentowane w publikacjach [19], [20] oraz [21]. Pierwsza z nich omawia sposób diagnostyki urządzeń elektrycznych wykorzystujący pomiary w polu bliskim. Druga praca koncentruje się na odtwarzaniu przebiegów napięcia w paśmie mikrofalowym. Ich cechą wspólną jest zastosowanie czujnika w postaci sondy, umieszczonej bardzo blisko badanego obiektu. W pierwszym przypadku wynika ono jednak z zastosowania diagnostycznego, a w drugim z pasma przenoszenia. Ostatnia z wymienionych publikacji omawia sposób pomiaru pola elektrycznego w otoczeniu linii napięcia stałego. W takim przypadku autorzy proponują zastosowanie czujnika pola elektrostatycznego z mechaniczną modulacją. Tematyka koncentruje się na samym pomiarze pola, bez próby odtwarzania napięcia.

W tej części należy wymienić artykuł [22] powstały z udziałem autora, w którym zaprezentowano wykorzystanie sztucznej sieci neuronowej do modelowania systemu do bezkontaktowego pomiaru napięcia. Uzyskano obiecujące wyniki i pokazano możliwość zmiany właściwości statycznych i dynamicznych systemu pomiarowego przez dobór rodzaju sieci neuronowej. Przykładowo, w zależności od zastosowanej sieci ten sam zestaw czujników może zostać wykorzystany do dokładnych pomiarów w wąskim paśmie częstotliwości lub do mniej dokładnych pomiarów w szerokim paśmie. Uzupełnieniem tej pracy był artykuł D. Borkowskiego [23], gdzie dla tego samego systemu uzyskano lepsze wyniki, korzystając z „klasycznego", poprawnie zidentyfikowanego modelu obwodowego.

Poza wymienionymi wcześniej przyczynkami do metod kalibracji w monografii zaprezentowano wyniki badań nad dwoma tematami dotychczas nie poruszanymi w literaturze. Rozdział 6 omawia zagadnienie rozmieszczenia wielu czujników pod linią w celu maksymalizacji dokładności systemu pomiarowego jako całości. Z kolei w rozdziale 8 zaproponowano metodę autokalibracji systemu. Co prawda wykorzystuje ona podobne założenia upraszczające jak zaprezentowane w [10], jednak nie idą one tak daleko i pozwalają (przynajmniej teoretycznie) na skuteczną identyfikację wzmocnień systemu podczas pracy z linią o zmiennej w czasie geometrii.

### 1.2.2. Prace nad budową czujników

Każda z publikacji wymienionych w poprzedniej części mniej lub bardziej dokładnie omawia konstrukcję czujnika wykorzystanego w eksperymentach. Konstrukcja czujnika nie jest jednak w tych pracach tematem samym w sobie, a wyłącznie uzupełnieniem koniecznym dla umożliwienia weryfikacji wyników. Oddzielną kategorię publikacji stanowią prace, w których nacisk położono przede wszystkim na konstrukcję czujnika. Takich prac jest mniej. Spośród nich można wymienić przede wszystkim [24] omawiającą czujnik z dwiema elektrodami. Zastosowanie dwóch elektrod ma na celu minimalizację wpływu zakłóceń pochodzących z otoczenia czujnika. Podobną koncepcję zaprezentowano w rozdziale 9 niniejszej książki, jednak konstrukcja czujnika różni się budową elektrod i sposobem instalacji.

Praca [25] przedstawia konstrukcję czujnika służącego do pomiaru napięcia w kablu. Sprzężenie pojemnościowe jest tam zrealizowane przez izolację kabla. Autorzy koncentrują się na konstrukcji czujnika, ograniczając badania do symulacji i pojedynczego eksperymentu

przy niskim napięciu. Podobne rozwiązanie zaprezentowano w atrykule [26], gdzie analizowano zastosowanie dwóch elektrod do pomiaru napięcia pomiędzy dwoma przewodami. Proponowane przez autorów zastosowania obejmują jednak wyłącznie pomiary przy niskim napięciu. Kontynuacja tych prac jest zaprezentowana w publikacjach [27] i [28], przedstawiających konstrukcję trójfazowego licznika energii elektrycznej wykorzystującego wcześniej pokazany sposób pomiaru napięć.

Sprzężenie pojemnościowe realizuje też część napięciowa kombinowanego czujnika prądu i wysokiego napięcia przedstawionego w pracy [29]. W tym przypadku, dla uzyskania kontroli nad pojemnościami obwodu, autor otacza przewód i elektrodę pomiarową uziemionym ekranem. Sygnałem wyjściowym jest prąd między ekranem a elektrodą czujnika. Prąd jako sygnał wyjściowy zastosowano w niniejszej pracy w niektórych czujnikach (rozdział 4), cechujących się jednak innym sposobem budowy elektrod.

W pracy [30] przedstawiono system do zasilania pasożytniczego (*energy harvesting*) z pola elektrycznego przewodu pod napięciem. Publikacja ta jest o tyle istotna, że elektrody użyte do zasilania systemu są również wykorzystane jako elektrody czujnika napięcia. Sam system jest zainstalowany na przewodzie, co wymusza radiową transmisję danych. Podobny sposób instalacji zaprezentowano w rozdziale 9. Jest to popularna metoda instalacji czujników prądu i napięcia, gdyż gwarantuje dobre sprzężenie do przewodu pod mierzonym napięciem. Problemem jest zasilanie i transmisja danych.

Jednym z najnowszych opracowań w zakresie konstrukcji czujników jest [31]. Autorzy porzucają w niej czujniki pojemnościowe na rzecz czujników elektrooptycznych. Sama koncepcja pomiaru nie zmienia się, a model systemu jest podobny do zaprezentowanego w [10] oraz niniejszej pracy.

Ponadto można wymienić dwie interesujące prace dyplomowe, [32] oraz [33]. Ich autorzy koncentrują się na konstrukcji czujników. Prace mają jednak charakter przeglądowy i są warte uwagi dla osób zajmujących się tematyką pomiarów napięć z wykorzystaniem czujników pola elektrycznego.

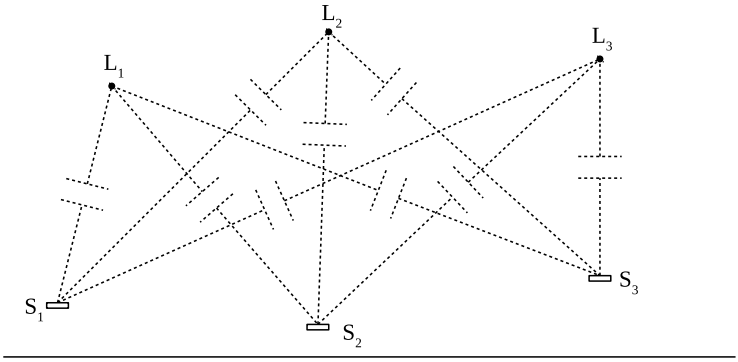
Wkład autora do tej tematyki stanowią rozdziały 7 oraz 9 niniejszej monografii. W rozdziale 7 zaprezentowano czujnik z częściowym ekranowaniem oraz przeprowadzono jego badania modelowe i wybrane badania eksperymentalne. Wprawdzie częściowe ekranowanie lub stosowanie elektrod formujących pole jest często spotykane w innych działach elektrotechniki, jednak zaprezentowane zastosowanie jest oryginalne w skali światowej. W rozdziale 9 zaprezentowano z kolei czujnik oparty na zastosowaniu w jego konstrukcji dwóch różnych materiałów dielektrycznych i instalowany na przewodzie pod napięciem. Co prawda taka konstrukcja czujnika niweczy przenośność i łatwość instalacji systemu, ale pozwala na łatwą adaptację do ruchu przewodu, np. wskutek zmian temperatury.

# 2. Model systemu pomiarowego

System do pomiaru napięcia z wykorzystaniem czujników pola elektrycznego składa się w ogólnej postaci z $P$ czujników. Są one rozmieszczone w otoczeniu linii przesyłowej złożonej z $N$ przewodów lub wewnątrz rozdzielni wnętrzowej, w sąsiedztwie $N$ szynoprzewodów. Najbardziej ogólny model takiego systemu jest oparty bezpośrednio na równaniach Maxwella. Pozwala on na wierne odwzorowanie działania systemu. W celu pomiaru napięć potrzebne jest jednak rozwiązanie zagadnienia odwrotnego, czyli odwrócenie równań modelu. W przypadku modelu opartego na równaniach Maxwella zadanie to jest trudne i może nie dostarczyć rozwiązania uniwersalnego. Konieczne jest zatem zastosowanie prostszego modelu, co pociąga za sobą przyjęcie założeń upraszczających. Pierwsze założenie polega na przyjęciu, że cały system działa w polu bliskim. Obszar pola bliskiego jest określany przez wymiary źródła pola oraz odległość między nim a elementami odbiorczymi (czujnikami). Można przyjąć, że niezależnie od wymiarów źródła z polem bliskim mamy do czynienia gdy odległość ta nie przekracza $\frac{1}{10}\lambda$, czyli $\frac{1}{10}$ długości fali. Długość fali elektromagnetycznej zależy od częstotliwości zgodnie z równaniem $c = f\lambda$, gdzie $c$ jest prędkością światła w rozważanym ośrodku. Dla częstotliwości 50 Hz długość fali wynosi $\lambda = 6000$ km, jednakże w zakresie średnich i wysokich napięć występują składowe o znacznie wyższych częstotliwościach. Z tego powodu należy określić maksymalną częstotliwość, dla której założenie o przyjęciu pola bliskiego jest spełnione. Zakładając że czujniki są rozmieszczane w odległości do 30 m od przewodów maksymalna częstotliwość dla której można bezpiecznie założyć pole bliskie wynosi 10 MHz. Częstotliwości takie nie są spotykane w liniach wysokich napięć z wyjątkiem analizy wyładowań niezupełnych. Oznacza to, że w przypadku takich wyładowań model może nie być adekwatny i konieczne jest zastosowanie modelu uwzględniającego pole pośrednie. Drugie z przyjętych uproszczeń polega na zastosowaniu czujników potencjału pola zamiast wektorowych czujników pola elektrycznego. Upraszcza to modelowanie sprzężeń pojemnościowych między linią a czujnikiem.

Dzięki założeniu o polu bliskim możliwe jest rozdzielenie zjawisk elektrycznych i magnetycznych i poddanie ich analizie z osobna. Ponieważ system reaguje wyłącznie na pole elektryczne, pozwala to na pominięcie równań dla pola magnetycznego. Dodatkowym ułatwieniem jest możliwość analizy pól zmiennych metodą quasi-statyczną, czyli z przedstawieniem pola zmiennego jako szeregu wartości pola elektrostatycznego.

Po przyjęciu założeń upraszczających możliwe jest przedstawienie sprzężeń między przewodami (szynoprzewodami) a czujnikami w postaci sieci pojemności. Idea takiego modelu jest przedstawiona na rysunku 2.1. Rysunek ten ilustruje przekrój poprzeczny linii z widocznymi czujnikami. Należy jednak zaznaczyć, że czujniki przy przyjętych założeniach nie muszą znajdować się w jednej linii. Nic nie stoi na przeszkodzie, aby rozmieścić je w sposób dowolny, o ile nie przeszkodzi to w późniejszej kalibracji systemu. Nieliczne szczególne przypadki, gdzie rozmieszczenie czujników w linii jest istotne, zostaną wskazane w dalszej części monografii.



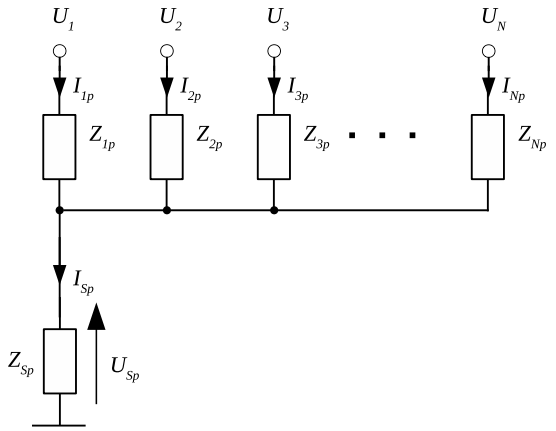

**Rys. 2.1.** Koncepcja modelu sprzężeń linia między przewodami linii ($L_1$, $L_2$, $L_3$) a czujnikami ($S_1$, $S_2$, $S_3$) jako sieci pojemności (linia przerywana)

Na podstawie przedstawionej koncepcji możliwe jest przygotowanie dwóch modeli z elementami skupionymi. Pierwszy z nich do opisu elementów wykorzystuje impedancje. Model taki nie wymaga stosowania równań różniczkowych, jednak jest on zasadniczo poprawny tylko dla monoharmonicznych napięć i prądów. Możliwe jest rozszerzenie zakresu poprawności modelu przez zastosowanie impedancji harmonicznych. Jako impedancję harmoniczną rozumie się charakterystykę $Z(f)$, której każdy punkt reprezentuje impedancję dla odpowiadającej mu częstotliwości [34, 35, 36]. Innym problemem związanym z modelem wykorzystującym impedancje jest brak możliwości opisywania tą metodą stanów przejściowych. Najważniejszą zaletą modelu tego rodzaju jest uproszczenie obliczeń.

Drugi model z elementami skupionymi będzie dalej nazywany modelem opartym na równaniach różniczkowych. Wykorzystuje on bezpośrednio wartości rezystancji i pojemności, przez co wymaga zastosowania równań różniczkowych. W przypadku takiego rozwiązania opis jest mniej uniwersalny i dodawanie lub usuwanie elementów niesie za sobą konieczność zmiany równań. Zaletą takiego modelu jest brak wymagań dotyczących sygnałów wejściowych. Jest on poprawny dla sygnałów o dowolnych przebiegach, w tym dla stanów przejściowych.

## 2.1. Model impedancyjny

Schemat obwodu reprezentującego model wykorzystujący impedancje dla pojedynczego czujnika i wszystkich przewodów linii przedstawiono na rysunku 2.2. W celu uproszczenia równań w modelu niektóre impedancje zastąpiono admitancjami. Zastosowano następujące oznaczenia: $U_n$ – $n$-te napięcie wejściowe systemu ($n$-ty przewodnik pod napięciem); $Y_{np}$ – admitancja gałęzi pomiędzy $n$-tym przewodem a $p$-tym czujnikiem; $I_{np}$ – prąd który płynie przez admitancję $Y_{np}$; $Z_{Sp}$, $I_{Sp}$, $U_{Sp}$ – odpowiednio impedancja wewnętrzna, prąd płynący przez czujnik oraz napięcie czujnika o numerze $p$. Wszystkie wielkości są zespolone.




**Rys. 2.2.** Schemat sprzężenia pomiędzy badanymi przewodami linii a $p$-tym czujnikiem potencjału pola elektrycznego

Równania opisujące model można wyprowadzić z praw Kirchhoffa:

$$I_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} I_{np} \tag{2.1}$$

$$I_{np} = (U_n - U_{Sp})\, Y_{np} \tag{2.2}$$

$$U_{Sp} = I_{Sp} Z_{Sp} \tag{2.3}$$

zatem:

$$I_{np} = (U_n - I_{sp} Z_{Sp}) Y_{np} \tag{2.4}$$

$$I_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} (U_n - I_{Sp} Z_{Sp}) Y_{np} \tag{2.5}$$

co po dalszych przekształceniach daje:

$$I_{Sp} = \frac{\sum_{n=1}^{N} U_n Y_{np}}{1 + Z_{Sp} \sum_{n=1}^{N} Y_{np}} \tag{2.6}$$

Przyjmując:

$$A_p = \frac{1}{1 + Z_{Sp} \sum_{n=1}^{N} Y_{np}} \tag{2.7}$$

można zapisać:

$$I_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} U_n A_p Y_{np} \tag{2.8}$$

Niemianowany współczynnik $A_p$ zależy wyłącznie od wartości elementów obwodu, co oznacza, że jego wartość jest stała i podlega wyznaczeniu podczas kalibracji systemu, podobnie jak wartość każdej admitancji $Y_{np}$. Tym samym można przyjąć $Y_{Anp} = A_p Y_{np}$ i zapisać:

$$I_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} U_n Y_{Anp} \tag{2.9}$$

Ostatecznie model można zapisać z wykorzystaniem macierzy. Przyjmując wektor prądów czujników:

$$\overline{\mathbf{I_S}} = \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ \vdots \\ I_{SP} \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

wektor napięć wejściowych:

$$\overline{\mathbf{U}} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_N \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

oraz macierz współczynników:

$$\overline{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} Y_{A11} & Y_{A21} & \cdots & Y_{AN1} \\ Y_{A12} & Y_{A22} & \cdots & Y_{AN2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{A1P} & Y_{A2P} & \cdots & Y_{ANP} \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

można zapisać równanie:

$$\overline{\mathbf{I_S}} = \overline{\mathbf{YU}} \tag{2.13}$$

będące modelem układu. Chcąc z wykorzystaniem tego modelu dokonać estymacji napięć, należy wyznaczyć odwrotność macierzy $\mathbf{Y}$:

$$\overline{\mathbf{U}} = \overline{\mathbf{Y}}^{-1} \overline{\mathbf{I_S}} \tag{2.14}$$

Jeżeli liczba czujników jest równa liczbie przewodów badanej linii ($P = N$), można wykonać standardową operację odwrócenia macierzy. Jeżeli zachodzi $P > N$, mamy do czynienia z układem nadokreślonym i w celu wyznaczenia macierzy $\overline{\mathbf{Y}}^{-1}$ należy wyznaczyć pseudoodwrotność $\overline{\mathbf{Y}}$ z wykorzystaniem wybranej metody, np. popularnej metody Moore'a–Penrose'a [37]. Jeżeli $P < N$, układ jest niedookreślony i nie ma możliwości jednoznacznego wyznaczenia wartości napięć fazowych. Pewnym wyjątkiem jest linia trójfazowa z izolowanym punktem zerowym (IT), gdzie jedno z napięć jest kombinacją liniową

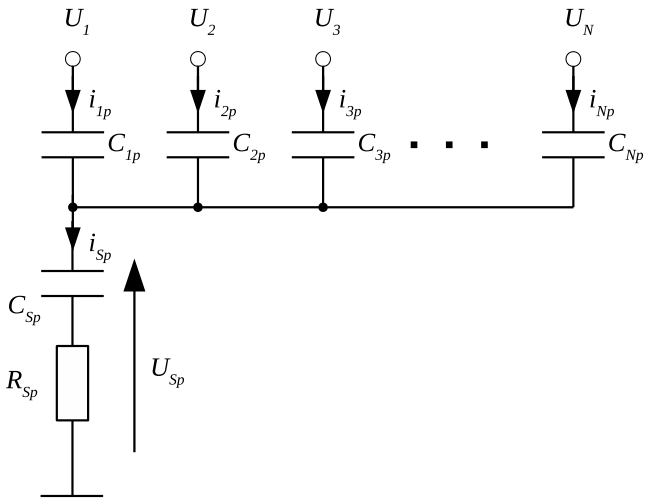
dwóch pozostałych. W takim przypadku do wyznaczenia trzech napięć wystarczą dwa czujniki. Można jednak oczekiwać, że estymacja napięć w taki sposób będzie mniej dokładna niż z wykorzystaniem trzech czujników. Wynika to z uśredniających właściwości operacji liniowej opisanej równaniem (2.14). Warunkiem koniecznym rozwiązywalności równania (2.14) jest istnienie odwrotności lub pseudoodwrotności macierzy $\overline{\mathbf{Y}}$. W przypadku macierzy kwadratowej ($N = P$) macierz ta nie może być osobliwa. Dodatkowo można oczekiwać, że macierz źle uwarunkowana (bliska osobliwej) skutkuje dużą niepewnością wyznaczania napięć. Ponieważ wartości macierzy zależą od rozmieszczenia czujników, analiza jej właściwości może pomóc w projektowaniu systemu. Temu zagadnieniu jest poświęcony rozdział 6.

**Analiza właściwości współczynnika** $A_p$ Współczynnik $A_p$ jest opisany równaniem (2.7). Ze względu na występowanie w mianowniku wyrażenia $Z_{Sp} \sum_{n=1}^{N} Y_{np}$ będącego iloczynem impedancji i admitancji współczynnik ten jest niemianowany, co oznacza, że ma on charakter zespolonego wzmocnienia (tłumienia). Indeks $p$ z kolei wskazuje, że współczynnik ten jest charakterystyczny dla każdego czujnika, czyli jego wartość jest taka sama dla wszystkich elementów w każdym wierszu macierzy $\overline{\mathbf{Y}}$, ale różni się pomiędzy wierszami. Ze względu na bardzo niewielkie wartości admitancji $Y_{np}$ różnice te wynikają głównie z różnic pomiędzy impedancjami czujników $Z_{Sp}$. Dzięki temu mogą one być zminimalizowane przez zbudowanie czujników z wykorzystaniem możliwie podobnych elementów. Możliwe jest też wprowadzenie zróżnicowania współczynników $A_p$ przez kontrolowaną zmianę impedancji poszczególnych czujników, jednak ze względu na oddziaływanie na całe wiersze macierzy $\overline{\mathbf{Y}}$ działanie takie nie wpłynie na właściwości numeryczne równania. W szczególności przemnożenie dowolnego wiersza macierzy nie wpłynie na jej poziom uwarunkowania, co skutecznie uniemożliwia wykorzystanie konstrukcyjnego zróżnicowania czujników do poprawy właściwości numerycznych systemu. Możliwa jest jednak poprawa właściwości metrologicznych przez zwiększenie wzmocnień (obniżenie tłumień) czujników położonych w większych odległościach od przewodów, a tym samym zwiększenie poziomu ich sygnałów wyjściowych.

Bardziej interesujący jest przypadek zastosowania czujników prądowych, tj. charakteryzujących się pomijalnie małą wartością $Z_{Sp}$. W przypadku takiego czujnika mianownik równania (2.7) zmierza do 1, a tym samym współczynnik $A_p$ również zmierza do 1. Oznacza to, że macierz $\overline{\mathbf{Y}}$ przy zastosowaniu czujników prądowych reprezentuje faktyczne wartości admitancji linia–czujnik. Nie wpływa to jednak ani na sposób identyfikacji napięć, ani na sposób kalibracji systemu. Zagadnienie kalibracji zostało bliżej przedstawione w rozdziale 3.

## 2.2. Model oparty na równaniach różniczkowych

Schemat modelu wykorzystującego równania różniczkowe przedstawia rysunek 2.3. Zastosowano następujące oznaczenia: $u_n$ – $n$-ty przewodnik pod napięciem i jednocześnie w równaniach $n$-te napięcie wejściowe systemu; $C_{np}$ – pojemność pomiędzy $n$-tym przewodem a $p$-tym czujnikiem; $i_{np}$ – wartość chwilowa prądu płynącego przez pojemność $C_{np}$; $C_{Sp}$ – pojemność wewnętrzna $p$-tego czujnika; $R_{Sp}$ – rezystancja wewnętrzna $p$-tego czujnika; $i_{Sp}$ – wartość chwilowa prądu płynącego przez $p$-ty czujnik; $u_{Sp}$ – napięcie $p$-tego czujnika. Pochodne po czasie oznaczane są symbolem $'$, czyli np. pochodna napięcia $u$ to $u'$.




**Rys. 2.3.** Schemat sprzężenia pomiędzy badanymi przewodami linii a pojedynczym czujnikiem potencjału pola elektrycznego

Opisywany model wymagał przyjęcia dodatkowych założeń w porównaniu z modelem wykorzystującym impedancje. Założono przede wszystkim, że sprzężenia między linią a czujnikami są czysto pojemnościowe. Założenie to jest spełnione praktycznie zawsze, gdyż ze względu na bardzo duże odstępy między elektrodami i mały rozmiar elektrod rezystancje pomiędzy przewodem a czujnikiem są pomijalne. Dodatkowo założono, że czujnik nie ma indukcyjności wewnętrznej. Istnienie indukcyjności w obwodzie czujnika jest niekorzystne ze względu na możliwość występowania rezonansów. W praktyce spełnienie tego założenia zależy od konstruktora systemu, gdyż wartość indukcyjności zależy od konstrukcji czujnika.

### 2.2.1. Model bez elementów w obwodzie wejściowym czujnika

Wyprowadzanie równań modelu ze względu na prostotę równań korzystnie jest zacząć od przyjęcia dodatkowego założenia o braku jakiejkolwiek rezystancji i pojemności w obwodzie wejściowym czujnika. W związku z tym analizie podlega tylko prąd $i_{Sp}$. Jest to zatem czujnik z wejściem prądowym. Konstrukcję takich czujników zaprezentowano w rozdziale 4. Zastępując elementy $R_{Sp}$ oraz $C_{Sp}$ zwarciem i tym samym przyjmując $u_{Sp} = 0$, można zapisać:

$$i_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} i_{np} \tag{2.15}$$

$$i_{np} = C_{np} u'_n \tag{2.16}$$

zatem:

$$i_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} C_{np} u'_n \tag{2.17}$$

Zastosowanie czujnika prądowego o pomijalnych wartościach elementów wewnętrznych pozwala więc na znaczące uproszczenie równań systemu. Równanie (2.17) jest elementem układu równań liniowych, który w postaci macierzowej można zapisać jako:

$$\mathbf{I_S} = \mathbf{C}\mathbf{U}' \tag{2.18}$$

gdzie $\mathbf{I_S}$ oraz $\mathbf{U}'$ są odpowiednio wektorami kolumnowymi znanych prądów oraz poszukiwanych pochodnych napięć a macierz $\mathbf{C}$ ma postać:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \dots & C_{1P} \\ C_{21} & \ddots & \ddots & C_{2P} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ C_{N1} & \dots & \dots & C_{NP} \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

Wektor $\mathbf{U}'$ ma postać:

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} u'_1 \\ u'_2 \\ \vdots \\ u'_N \end{bmatrix} \tag{2.20}$$

a wektor prądów czujników $\mathbf{I_S}$ przyjmuje postać:

$$\mathbf{I_S} = \begin{bmatrix} i_S 1 \\ i_S 2 \\ \vdots \\ i_S P \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

Wektor ten zawiera wartości zmierzone. W celu wyznaczenia wartości napięć najpierw należy odwrócić równanie (2.18):

$$\mathbf{U}' = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{I_S} \tag{2.22}$$

a następnie dokonać całkowania wyznaczonych pochodnych napięcia. Podobnie jak w przypadku modelu z impedancjami można wyróżnić trzy warianty:

— $P < N$, czyli układ niedookreślony. Taki układ nie ma jednoznacznego rozwiązania i wymaga ułożenia dodatkowego równania, np. z wykorzystaniem symetrii napięć.

— $P = N$ ma jednoznaczne rozwiązanie, które można znaleźć, korzystając z podanego powyżej sposobu postępowania.

— $P > N$, czyli układ nadokreślony. Wymaga zastosowania pseudoodwrotności macierzy $\mathbf{C}$ liczonej wybraną metodą.

### 2.2.2. Czujnik z rezystancją wewnętrzną

Kolejnym przypadkiem, który zostanie rozważony, jest czujnik nieposiadający istotnej pojemności wewnętrznej, a jedynie rezystancję wewnętrzną. Zastępując element $C_{Sp}$ zwarciem, możemy zapisać:

$$i_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} i_{np} \tag{2.23}$$

$$i_{np} = C_{np}\left(u'_{np} - u'_{Sp}\right) \tag{2.24}$$

$$u_{Sp} = i_{Sp} R_{Sp} \tag{2.25}$$

zatem:

$$i_{np} = C_{np}\left(u'_{np} - i'_{Sp} R_{Sp}\right) \tag{2.26}$$

i ostatecznie:

$$i_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} C_{np} u'_n - R_{Sp} i'_{Sp} \sum_{n=1}^{N} C_{np} \tag{2.27}$$

W porównaniu z równaniem (2.17) w równaniu (2.27) pojawił się dodatkowy człon zależny od wartości $R_{Sp}$. Co interesujące, w równaniu tym nie występuje napięcie $u_{Sp}$. Oznacza to, że do wyznaczenia napięć linii nie jest konieczna znajomość tego napięcia, a wystarczy jedynie znajomość prądów wejściowych czujników. Jest to istotne dla konstrukcji czujników, a także przy autokalibracji (rozdział 8).

Ponieważ dodatkowy człon równania (2.27) nie zawiera szukanych napięć $u_n$, można przenieść go na lewą stronę równania:

$$i_{Sp} + R_{Sp} i'_{Sp} \sum_{n=1}^{N} C_{np} = \sum_{n=1}^{N} C_{np} u'_n \tag{2.28}$$

co pozwala ułożyć równanie macierzowe podobne do równania (2.18):

$$\mathbf{I_{SR}} = \mathbf{C}\mathbf{U}' \tag{2.29}$$

W porównaniu z równaniem (2.18) zmianie uległ tylko wektor wielkości zmierzonych:

$$\mathbf{I_{SR}} = \begin{bmatrix} i_S 1 + R_{S1} i'_{S1} \\ i_S 2 + R_{S2} i'_{S2} \\ \vdots \\ i_S P + R_{SP} i'_{SP} \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

Tym razem poza zmierzeniem prądów czujników należy wyznaczyć ich pochodne. Konieczna jest też znajomość rezystancji obwodów wejściowych czujników. W celu wyznaczenia $\mathbf{U}'$ należy dokonać odwrócenia macierzy $\mathbf{C}$:

$$\mathbf{U}' = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{I_{SR}} \tag{2.31}$$

Warianty wymiarów macierzy **C** są dokładnie takie same jak poprzednio. Co istotne, sama macierz **C** nie uległa zmianie. Oznacza to, że w razie zmiany parametrów wejściowych czujników (wymuszonej przez użytkownika lub samoczynnej) nie ma konieczności ponownego wyznaczania macierzy **C**, o ile nie zmieniła się geometria układu. Przez zmianę geometrii rozumiana jest jakakolwiek położenia względem siebie przewodów linii lub czujników.

### 2.2.3. Czujnik z pojemnością wewnętrzną

Zastępując na rysunku 2.3 rezystancję $R_{Sp}$ zwarciem i pozostawiając pojemność $C_{Sp}$, można zapisać równania:

$$i_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} i_{np} \tag{2.32}$$

$$i_{np} = C_{np}\left(u'_n - u'_{sp}\right) \tag{2.33}$$

$$u'_{Sp} = \frac{i_{Sp}}{C_{Sp}} \tag{2.34}$$

co daje:

$$i_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} C_{np}u'_n - u'_{Sp}\sum_{n=1}^{N} C_{np} \tag{2.35}$$

i ostatecznie, po uporządkowaniu tak samo jak równanie (2.28):

$$i_{Sp}\left(1 - \frac{\sum_{n=1}^{N} C_{np}}{C_{Sp}}\right) = \sum_{n=1}^{N} C_{np}u'_n \tag{2.36}$$

co w postaci macierzowej można zapisać jako:

$$\mathbf{I_{SC}} = \mathbf{CU'} \tag{2.37}$$

gdzie:

$$\mathbf{I_{SC}} = \begin{bmatrix} i_{S1}\left(1 - \frac{\sum_{n=1}^{N} C_{np}}{C_{S1}}\right) \\ i_{S2}\left(1 - \frac{\sum_{n=1}^{N} C_{np}}{C_{S2}}\right) \\ \vdots \\ i_{SP}\left(1 - \frac{\sum_{n=1}^{N} C_{np}}{C_{SP}}\right) \end{bmatrix} \tag{2.38}$$

W przypadku występowania dodatkowej pojemności czujnika nie ma konieczności liczenia pochodnej prądu $i_{Sp}$. W takiej sytuacji po lewej stronie występują jednak również wartości sum $\sum_{n=1}^{N} C_{np}$, co komplikuje kalibrację systemu. Ponieważ dzięki założeniu niezmiennej

geometrii układu wartości $C_{np}$ przyjmuje się za stałe, można uznać system za liniowy, co pozwala na wyznaczenie napięć w taki sam sposób jak w poprzednich przypadkach:

$$\mathbf{U}' = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{I_{SC}} \tag{2.39}$$

W porównaniu z układami, w których rezystancja wejściowa jest znacząca, takie rozwiązanie pozwala na uniknięcie całkowania numerycznego. Niestety, układy z wyraźnie dominującą pojemnością są trudne do wykonania z wykorzystaniem elementów dyskretnych.

### 2.2.4. Czujnik z pojemnością i rezystancją

System z czujnikiem pojemnościowo-rezystancyjnym wymaga nieco bardziej złożonych równań, będących jednak kombinacją równań dla czujników z rezystancją i pojemnością. Zakładając szeregowe połączenie elementów R i C, można zapisać:

$$i_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} i_{np} \tag{2.40}$$

$$i_{np} = C_{np}\left(u'_n - u'_{Sp}\right) \tag{2.41}$$

$$u_{Sp} = u_{Rp} + u_{Cp} \tag{2.42}$$

$$u_{Rp} = i_{Sp}R_{Sp} \tag{2.43}$$

$$C_{Sp}u'_{Cp} = i_{Sp} \tag{2.44}$$

$$u_{Rp} = R_{Sp}C_{Sp}u'_{Cp} \tag{2.45}$$

$$u_{Sp} = u_{Cp} + R_{Sp}C_{Sp}u'_{Cp} \tag{2.46}$$

$$i_{np} = C_{np}\left(u'_{np} - u'_{Cp} - RSpC_{Sp}u''_{Cp}\right) \tag{2.47}$$

$$i_{np} = C_{np}u'_{np} - C_{np}u'_{Cp} - C_{np}R_{Sp}C_{Sp}u''_{Cp} \tag{2.48}$$

$$i_{np} = C_{np}u'_{np} - C_{np}\frac{i_{Sp}}{C_{Sp}} - C_{np}R_{Sp}i'_{Sp} \tag{2.49}$$

$$i_{Sp} = \sum_{n=1}^{N} C_{np}u'_{np} - \sum_{n=1}^{N} C_{np}\frac{i_{Sp}}{C_{Sp}} - \sum_{n=1}^{N} C_{np}R_{Sp}i'_{Sp} \tag{2.50}$$

i ostatecznie, po uporządkowaniu tak samo jak równanie (2.28):

$$i_{Sp} + \sum_{n=1}^{N} C_{np}\left(\frac{i_{Sp}}{C_{Sp}} + R_{Sp}i'_{Sp}\right) = \sum_{n=1}^{N} C_{np}u'_{np} \tag{2.51}$$

Prawa strona równania kolejny raz jest identyczna jak w równaniu (2.17), co pozwala zapisać:

$$\mathbf{I_{SCR}} = \mathbf{C}\mathbf{U}' \tag{2.52}$$

gdzie:

$$\mathbf{I_{SCR}} = \begin{bmatrix} i_{S1} + \sum_{n=1}^{N} C_{np} \left( \frac{i_{S1}}{C_{S1}} + R_{S1} i'_{S1} \right) \\ i_{S2} + \sum_{n=1}^{N} C_{np} \left( \frac{i_{S2}}{C_{S2}} + R_{S2} i'_{S2} \right) \\ \vdots \\ i_{SP} + \sum_{n=1}^{N} C_{np} \left( \frac{i_{SP}}{C_{SP}} + R_{SP} i'_{SP} \right) \end{bmatrix} \tag{2.53}$$

Odwracając macierz $\mathbf{C}$, można wyznaczyć pochodne napięć:

$$\mathbf{U}' = \mathbf{C}^{-1}\mathbf{I_{SCR}} \tag{2.54}$$

Jak widać, rozwiązanie to jest najbardziej uniwersalne i pozwala doprowadzić do uprzednio wyznaczonych równań przez pominięcie członów $\mathbf{I_{SCR}}$. Niestety, łączy ono w sobie wady tych rozwiązań, czyli konieczność wykonania różniczkowania numerycznego z obecnością w wyrażeniu na $\mathbf{I_{SCR}}$ produktów postaci $\sum_{n=1}^{N} C_{np}$. Pokazuje to, że w miarę możliwości konstrukcyjnych należy dążyć do uproszczenia równań (równanie (2.18)) i dopiero w razie konieczności (np. w celu zmniejszenia niepewności) uwzględniać obecność elementów w obwodzie wejściowym. Oznacza to, że w przypadku stosowania modelu wykorzystującego równania różniczkowe najlepiej skonstruować czujnik z wejściem prądowym.

### 2.2.5. Zależność między modelami

Między zaprezentowanymi modelami istnieje ścisła zależność. Aby ją zilustrować, należy wyjść od schematu przedstawionego na rysunku 2.3. Dla wybranej pulsacji $\omega$ pojemności $C_{np}$ mogą zostać zastąpione admitancjami $Y_{np}$ według wzoru:

$$Y_{np} = j\omega C_{np} \tag{2.55}$$

a elementy $R_{Sp}$ i $C_{Sp}$ można zastąpić impedancją czujnika według wzoru:

$$Z_{Sp} = R_{Sp} - \frac{j}{\omega C_{Sp}} \tag{2.56}$$

Zależności te można wykorzystać np. podczas kalibracji, kalibrując system przy użyciu jednego modelu, a podczas normalnej pracy stosując inny. Przykładowo, możliwe jest skorzystanie przy kalibracji z modelu wykorzystującego impedancje, a przy estymacji napięć używać modelu wykorzystującego równania różniczkowe. Zastosowanie modelu z impedancjami pozwala na uzyskanie dokładniejszej estymacji wartości macierzy $\mathbf{C}$ dzięki uśredniającym właściwościom algorytmów wyznaczania impedancji. Jednocześnie zastosowanie modelu z równaniami różniczkowymi podczas normalnej pracy daje dostęp do estymat wartości chwilowych, co zwiększa możliwości analizy napięć.

## 2.3. Podsumowanie

W rozdziale zaprezentowano dwa różne modele systemu pomiaru napięcia przewodów linii lub szynoprzewodów rozdzielni wykorzystującego czujniki pola elektrycznego. Model wykorzystujący impedancje pozwala uniknąć stosowania różniczkowania, jednak w przypadku konieczności analizy sygnałów poliharmonicznych konieczne jest zastosowanie impedancji harmonicznej. Model oparty na równaniach różniczkowych wymaga przyjęcia dodatkowych założeń, ograniczających zakres jego stosowania. W zamian pozwala on na modelowanie działania systemu dla dowolnych przebiegów napięcia, w tym dla stanów przejściowych.

# 3. Sposób kalibracji systemu pomiarowego

Kalibracja systemu pomiaru napięcia wykorzystującego czujniki pola polega na wyznaczeniu wartości pojemności lub impedancji sprzęgających linię z czujnikami, przy znajomości napięć wejściowych (mierzonych przyrządem odniesienia i/lub zadawanych w kontrolowany sposób) oraz sygnałów wyjściowych czujników. Parametry samych czujników (transimpedancje, wzmocnienia etc.) mogą podlegać identyfikacji lub być znane. W rozdziale przedstawiono stosowane metody kalibracji oraz zaproponowano nową metodę.

Wyróżnić można dwie metody kalibracji: czynną oraz bierną. Różnią się one sposobem zadawania napięcia odniesienia. W przypadku metody czynnej napięcie wejściowe systemu jest zadawane i kontrolowane podczas prowadzenia kalibracji. Możliwość ta jest wykorzystywana przez algorytm kalibracji. W metodzie biernej algorytm kalibracji jest opracowany przy założeniu braku kontroli nad napięciem wejściowym. Oczywiście w obu metodach konieczna jest znajomość tego napięcia, co sprowadza się do zastosowania przyrządu odniesienia. Z dwóch wymienionych sposobów kalibracji, w przypadku pomiarów średnich i wysokich napięć metoda bierna cieszy się większą popularnością [34]. Jest to spowodowane trudnością koniecznego w metodzie czynnej kontrolowania napięcia co do wartości w systemach średnich i wysokich napięć [38, 39]. W rozdziale zostanie przedstawiony uproszczony sposób kontroli w metodzie czynnej, polegający na wyłączaniu poszczególnych faz.

## 3.1. Kalibracja dla modelu wykorzystującego impedancje

W pierwszej kolejności zaprezentowana zostanie metoda kalibracji systemu przy użyciu modelu wykorzystującego impedancje. Podobne podejście zaprezentowali już wcześniej autorzy opracowania [10], jednak ograniczali się oni do metody biernej, wymagającej przyjęcia pewnych dodatkowych założeń. W niniejszym opracowaniu zaprezentowana zostanie bardziej ogólna metoda pozwalająca na kalibrowanie dowolnych systemów o dowolnym rozmieszczeniu czujników pola.

Przypomnijmy, że model systemu jest opisany równaniami macierzowymi (2.13) lub (2.9) z rozdziału 2. Kalibracja systemu z wykorzystaniem takiego modelu polega na wyznaczeniu macierzy admitancji/wzmocnień $\overline{\mathbf{Y}}$ przy znanych napięciach wejściowych $U_n$ oraz prądach czujników $I_{Sp}$. Łatwo zauważyć, że nie da się bezpośrednio zastosować równania (2.13), gdyż w takim przypadku konieczne byłoby wyznaczenie $N \cdot P$ admitancji przy znajomości $N + P$ napięć i prądów. Możliwe jest jednak przyjęcie założenia o niezmienności macierzy $\overline{\mathbf{Y}}$. Ponieważ zależy ona od rozmieszczenia oraz wartości elementów czujników, założenie to jest spełnione w stosunkowo długim okresie, zwłaszcza w przypadku rozdzielni wnętrzowych. W przypadku linii napowietrznych łatwiej dochodzi do zmiany sprzężeń pomiędzy linią a czujnikami. Zmiany takie są spowodowane zmianami wysokości linii nad podłożem

(nawisu) wraz ze zmianami temperatury, a także poprzecznymi ruchami przewodów (kołysaniem) pod wpływem wiatru. Aby temu zaradzić, należałoby zastosować algorytm adaptacji wartości $\overline{\mathbf{Y}}$ lub algorytm kompensacji wpływu parametrów środowiskowych (wiatr, temperatura). O przykładowym, zaproponowanym przez autora algorytmie adaptacji traktuje rozdział 8. Metody kompensacji parametrów środowiskowych nie zostaną omówione w tej pracy ze względu na brak możliwości przeprowadzenia wiarygodnych eksperymentów, nawet w drodze symulacji. Jest to jednak tematyka, którą należałoby podjąć w dalszej kolejności, o ile systemy pomiarowe omawianego rodzaju mają znaleźć zastosowanie do pomiarów napięć w liniach napowietrznych.

Poza zmianami związanymi z ruchem przewodów założenie o stałości $\overline{\mathbf{Y}}$ zostanie pogwałcone wskutek zmian wartości elementów czujników. Zmiany te mogą wynikać z warunków środowiskowych lub z procesów starzenia i należy je uwzględnić podczas projektowania czujników oraz podczas planowania cyklicznej rekalibracji systemu, o ile ma on pracować odpowiednio długo.

Po przyjęciu założenia o niezmienności $\overline{\mathbf{Y}}$ możliwe jest zwiększenie ilości danych wejściowych przez przeprowadzenie kalibracji w $K$ krokach. Oznaczając napięcie $n$-tego przewodu w $k$-tym kroku jako $U_{nk}$, a prąd $p$-tego czujnika w $k$-tym kroku jako $I_{Spk}$, można zapisać równanie:

$$I_{Spk} = \sum_{n=1}^{N} U_{nk} Y_{Anp} \tag{3.1}$$

Równanie to jest podobne do równania (2.9), jednak różni się sposobem indeksowania. Otóż w tym przypadku $p$ pozostaje stałe, a indeksowane są $n$ oraz $k$. W związku z tym w zapisie macierzowym admitancje $Y_{Anp}$ uformują wektor $1 \times n$, a napięcia $U_{nk}$ – macierz $k \times n$:

$$\overline{\mathbf{I_{Spk}}} = \begin{bmatrix} I_{Sp1} \\ I_{Sp2} \\ \vdots \\ I_{SpK} \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

$$\overline{\mathbf{Y_{Anp}}} = \begin{bmatrix} Y_{A1p} \\ Y_{A2p} \\ \vdots \\ Y_{ANp} \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

$$\overline{\mathbf{U_{nk}}} = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} & \cdots & U_{1K} \\ U_{21} & U_{22} & \cdots & U_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{N1} & U_{N2} & \cdots & U_{NK} \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

Tym samym można zapisać równanie:

$$\overline{\mathbf{I_{Spk}}} = \overline{\mathbf{U_{nk}} \mathbf{Y_{Anp}}} \tag{3.5}$$

po którego odwróceniu uzyskujemy równanie kalibracji:

$$\overline{\mathbf{Y_{Anp}}} = \overline{\mathbf{U_{nk}}}^{-1} \overline{\mathbf{I_{Spk}}} \tag{3.6}$$

Równanie (3.6) opisuje kalibrację pojedynczego czujnika o indeksie $p$. Ponieważ konieczne jest odwrócenie macierzy $\overline{\mathbf{U_{nk}}}$, dla umożliwienia kalibracji konieczne jest spełnienie dwóch warunków:

1) $k \geqslant n$, czyli macierz $\overline{\mathbf{U_{nk}}}$ musi być przynajmniej kwadratowa;
2) macierz $\overline{\mathbf{U_{nk}}}$ nie może być osobliwa (lub w bardziej ogólnym przypadku musi istnieć jej odwrotność lub pseudoodwrotność).

Dla spełnienia pierwszego warunku konieczne jest zarejestrowanie przynajmniej tylu stanów (kombinacji napięć wejściowych) ile jest przewodów pod napięciem w badanym systemie. Nie ma natomiast znaczenia liczba czujników. Spełnienie drugiego warunku jest problematyczne w warunkach eksperymentu biernego. Warunek ten sprowadza się do tego, że każdy zarejestrowany stan powinien być unikalny. Ponieważ napięcia $U_{11}...U_{NK}$ są reprezentacjami zespolonymi napięć systemu, jedyną przyczyną ich zróżnicowania może być asymetria. Oznacza to, że w przypadku prowadzenia kalibracji w drodze eksperymentu biernego konieczne jest zarejestrowanie napięć przy $N$ wyraźnie różnych współczynnikach asymetrii napięć. Ponieważ w systemie elektroenergetycznym pożądany jest stan, w którym napięcia są idealnie symetryczne, należy oczekiwać, że współczynnik asymetrii (niezależnie od sposobu wyznaczania) będzie oscylował w okolicy wartości odpowiadającej takiemu stanowi, a jego wahania będą niewielkie. To oznacza, że macierz $\overline{\mathbf{U_{nk}}}$ będzie słabo uwarunkowana, co z kolei sprawi, że kalibracja z wykorzystaniem eksperymentu biernego najprawdopodobniej nie będzie wystarczająco dokładna. Tym samym prezentowana metoda kalibracji bardziej sprawdzi się w przypadku eksperymentu czynnego, podczas którego możliwa jest pełna kontrola nad wartościami napięć.

Zapewniającym szczególnie wygodną kalibrację sposobem generacji asymetrycznych napięć jest wyłączanie poszczególnych faz. Dzięki temu część macierzy $\overline{\mathbf{U_{nk}}}$ przyjmuje wartości zerowe, ułatwiając odwrócenie macierzy. Rozważmy rejestrację $k = n$ stanów, przy czym w każdym przypadku zasilany jest tylko jeden przewodnik:

$$U_{nk} = 0 \quad \text{dla} \quad n \neq k \tag{3.7}$$

$$U_{nk} \neq 0 \quad \text{dla} \quad n = k \tag{3.8}$$

Oznacza to, że macierz $\overline{\mathbf{U_{nk}}}$ jest diagonalna, a tym samym wartości dla poszczególnych stanów $k$ są od siebie niezależne. Nie ma konieczności odwracania macierzy dla wyznaczenia poszczególnych współczynników $Y_{nk}$. Oczywiście proponowana metoda ma istotne ograniczenie, polegające na konieczności kontrolowania napięć w systemie średniego lub wysokiego napięcia. Tym samym jej zastosowanie jest ograniczone do sytuacji, gdy podczas prowadzenia kalibracji jest możliwość wyłączenia obiektu z eksploatacji oraz są do dyspozycji środki techniczne pozwalające na wymuszenie napięć o wystarczającej wartości. Należy zaznaczyć, że nie ma konieczności wymuszania dużych prądów, a tym samym system wykorzystany w eksperymencie czynnym nie musi być dużej mocy. Niemniej przedstawione ograniczenia mogą wymusić pozostanie przy eksperymencie biernym. Ponieważ, jak już wspomniano, eksperymenty tego rodzaju są trudne przy stosowaniu modelu wykorzystującego impedancje, w następnej kolejności zostanie zaprezentowana metoda kalibracji dla modelu opartego na równaniach różniczkowych.

## 3.2. Kalibracja dla modelu z równaniami różniczkowymi

W rozdziale 2 został przedstawiony model systemu pomiarowego wykorzystujący równania różniczkowe. Jego najbardziej ogólne równania to (2.18) oraz równanie odwrotne (2.22). Podobnie jak w modelu wykorzystującym impedancje zagadnienie kalibracji systemu przy wykorzystaniu modelu opartego na równaniach różniczkowych przedstawia się następująco: mając dane wartości wyjściowe $\mathbf{I_{SCR}}$ oraz wejściowe $\mathbf{U}'$, należy wyznaczyć macierz $\mathbf{C}$. W tym przypadku nie wystarczy zwykłe odwrócenie równania, gdyż $\mathbf{I_{SCR}}$ oraz $\mathbf{U}'$ są wektorami o wymiarach odpowiednio $1 \times P$ i $1 \times N$ a $\mathbf{C}$ jest macierzą o wymiarach $N$ na $P$. Sprawia to, że dla pojedynczej pary $\mathbf{I_{SCR}}$ i $\mathbf{U}'$ równanie kalibracji jest niejednoznaczne. W związku z tym w celu zwiększenia ilości danych kalibracja powinna być prowadzona w $K$ krokach, przy czym dla każdego kroku $k$ pochodne napięć $\mathbf{U}'$ powinny być różne. Ujawnia się tutaj istotna różnica między modelem wykorzystującym równania różniczkowe a modelem wykorzystującym impedancje, który wymagał do kalibracji różnicy reprezentacji zespolonych napięć. Oznaczając pochodną po czasie $n$-tego napięcia w $k$-tym kroku jako $u'_n(k)$, a sygnał wyjściowy czujnika $p$ w $k$-tym kroku jako $i_{SCRp}(k)$, równanie (2.18) można zapisać w postaci algebraicznej jako:

$$i_{SCRp}(k) = \sum_{n=1}^{N} (u'_n(k) C_{np}) \tag{3.9}$$

Grupując równania według czujników i przekształcając do postaci macierzowej, uzyskujemy dla każdego czujnika następujące macierze:

$$\mathbf{I_{SCRpk}} = \begin{bmatrix} i_{SCRp1} \\ i_{SCRp2} \\ \vdots \\ i_{SCRpK} \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

$$\mathbf{C_{np}} = \begin{bmatrix} C_{1p} \\ C_{2p} \\ \vdots \\ C_{Np} \end{bmatrix} \tag{3.11}$$

$$\mathbf{U'_{nk}} = \begin{bmatrix} u'_{11} & u'_{21} & \dots & u'_{N1} \\ u'_{12} & \ddots & \ddots & u'_{N2} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ u'_{1K} & \dots & \dots & u'_{NK} \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

które pozwalają zapisać równanie:

$$\mathbf{I_{SCRpk}} = \mathbf{U'_{nk}} \mathbf{C_{np}} \tag{3.13}$$

i w celu rozwiązania odwrócić macierz $\mathbf{U'_K}$:

$$\mathbf{C_{np}} = \mathbf{U'_{nk}}^{-1} \mathbf{I_{SCRpk}} \tag{3.14}$$

Rzuca się w oczy podobieństwo do równań opisujących kalibrację systemu z użyciem modelu wykorzystującego impedancje. Jako że występuje odwracanie macierzy napięć, muszą być spełnione te same warunki dotyczące macierzy $\mathbf{U'_{nk}}$:
1) musi być ona przynajmniej kwadratowa, czyli $K \geqslant N$,
2) musi istnieć odwrotność lub pseudoodwrotność macierzy.
Ponieważ jednak tym razem wartości w macierzy $\mathbf{U'_{nk}}$ są pochodnymi wartości chwilowych napięć, a nie ich reprezentacjami zespolonymi, znalezienie próbek spełniających powyższe warunki podczas eksperymentu biernego jest znacznie prostsze. Szczególnie istotny jest dla tego przypadku fakt, że indeks $k$ jest indeksem porządkowym, ale nie chronologicznym. Oznacza to, że dane z $K$ kroków kalibracji można układać w macierzach równania (3.14) w sposób dowolny, pod warunkiem zachowania zgodnej kolejności w poszczególnych macierzach i wektorach równania. Możliwe jest w szczególności przeprowadzenie rejestracji fragmentu sygnałów napięć, wyznaczenie ich pochodnych, a następnie wybranie takich wartości, które pozwalają odwrócić macierz $\mathbf{U'_{nk}}$ z największą dokładnością. Oczywiście możliwe jest również przeprowadzenie eksperymentu czynnego, jednak w tym przypadku uzyskane uproszczenie kalibracji może nie być wystarczające dla uzasadnienia zastosowania skomplikowanej procedury.

## 3.3. Podsumowanie

W rozdziale przedstawiono dwa sposoby kalibracji systemu pomiarowego. W przypadku modelu wykorzystującego impedancje przedstawiony sposób kalibracji wymaga zróżnicowania wartości skutecznych napięć fazowych. Oznacza to, że konieczne jest zwiększenie asymetrii napięć. Z tego powodu kalibrację systemu opisanego modelem wykorzystującym równania różniczkowe lepiej jest prowadzić w drodze eksperymentu czynnego, dającego kontrolę nad napięciami. Kontrola ta może w szczególności sprowadzać się do wyłączania wybranych faz.

W przypadku modelu wykorzystującego równania różniczkowe opisywany sposób kalibracji wymaga zróżnicowania pochodnych napięć fazowych w ramach pojedynczej próbki lub kilku próbek. Ponieważ wybranie fragmentów napięć o różnych pochodnych jest proste, system opisany modelem wykorzystującym równania różniczkowe może być kalibrowany opisaną metodą w drodze eksperymentu biernego, czyli bez kontroli nad wartościami napięć poszczególnych faz.

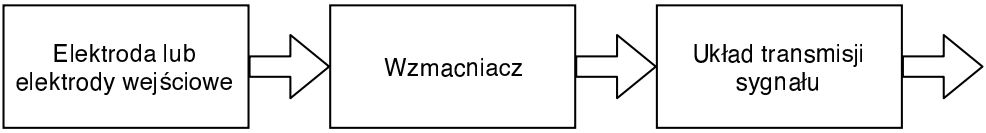
W celu weryfikacji zaprezentowanych metod przeprowadzono szereg eksperymentów. Zanim zostaną przedstawione ich wyniki, konieczne jest zaprezentowanie konstrukcji zastosowanych czujników pola. Temu zagadnieniu jest poświęcony następny rozdział.

# 4. Konstrukcja czujnika pola elektrycznego

Pod nazwą „czujnik pola elektrycznego” w niniejszej pracy rozumiany jest czujnik potencjału pola elektrycznego. Jest to podejście zbieżne z dotychczas prezentowanym w literaturze dotyczącej omawianej tematyki. Niniejszy rozdział przedstawia konstrukcje tego rodzaju czujników.

## 4.1. Elementy składowe czujnika

Zadaniem czujnika potencjału pola elektrycznego jest przekształcenie potencjału pola względem ziemi lub obudowy czujnika w miejscu umieszczenia czujnika, na napięcie o zakresie akceptowalnym dla przetworników analogowo-cyfrowych. Ponieważ napięcie jest z definicji różnicą potencjałów elektrycznych, konstrukcja czujnika pola sprowadza się do wzmacniacza przetwarzającego napięcie elektrod wejściowych względem ziemi lub obudowy oraz układu transmisji sygnału, a także obwodów pomocniczych jak zasilanie czy układ odpowiadający za zmianę struktury. Rysunek 4.1 przedstawia ogólny schemat blokowy czujnika pola, prezentujący wzajemne połączenie jego podzespołów.




**Rys. 4.1.** Ogólny schemat blokowy czujnika potencjału pola elektrycznego

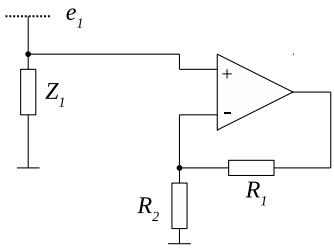
W tym rozdziale zostaną omówione wszystkie wymienione podzespoły czujnika. Ponieważ elementem krytycznym dla właściwości metrologicznych przyrządu jest obwód wzmacniacza, jemu zostanie poświęcone najwięcej miejsca. Wykonano trzy różne warianty wzmacniacza i przetestowano je osobno w ramach eksperymentów:

— wzmacniacz napięciowy współpracujący z odpowiednio dobraną impedancją wejściową,
— wzmacniacz transimpedancyjny,
— wzmacniacz ładunkowy.

Techniki transmisji sygnałów oraz zagadnienia dotyczące budowy elektrod zostały również poruszone w rozdziale. Zadecydowano, by tym razem jednak ograniczyć się do wykonania pojedynczych rozwiązań. Nie oznacza to, że zagadnienia te są mało istotne. Wręcz przeciwnie, dla ich bardziej szczegółowego zgłębienia konieczne byłoby nadmierne, zdaniem autora, rozbudowanie tej monografii.

## 4.2. Wzmacniacz napięciowy

Schemat czujnika potencjału pola elektrycznego z wzmacniaczem nieodwracającym przedstawia rysunek 4.2. Opis tego rodzaju czujnika można znaleźć m.in. w [9, 17, 22].

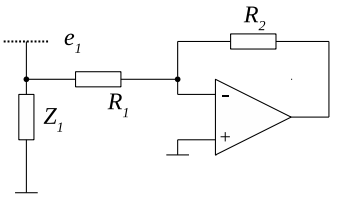



**Rys. 4.2.** Schemat czujnika pola elektrycznego
z nieodwracającym wzmacniaczem napięciowym

Czujnik taki jest wyposażony w pojedynczą elektrodę pomiarową $e_1$, oznaczoną na schemacie linią przerywaną. Oznacza to, że umożliwia on wyłącznie pomiary potencjału względem masy. Impedancja wewnętrzna czujnika jest zdeterminowana przez impedancję $Z_1$ oraz przez impedancję wejściową układu wzmacniacza $Z_i$. Całkowita impedancja czujnika jest opisana równaniem:

$$Z_s = \frac{Z_1 Z_i}{Z_1 + Z_i} \tag{4.1}$$

wynikającym z połączenia równoległego. Impedancja wejścia wzmacniacza operacyjnego zależy głównie od konstrukcji samego wzmacniacza i może się zmieniać w pewnym zakresie nawet pomiędzy wzmacniaczami różnych serii produkcyjnych tego samego modelu. Konstruktor czujnika może dobrać wzmacniacz tak, aby uzyskać pożądany rząd wielkości impedancji wejściowej, ale dokładna wartość tej wielkości pozostaje poza jego kontrolą. Jedyną w pełni kontrolowaną wielkością jest impedancja $Z_1$. Chcąc jednak zminimalizować wpływ trudno kontrolowanej wartości $Z_i$ na zastępczą $Z_s$, musimy dobrać $Z_1$ o zdecydowanie niższej od $Z_i$ wartości. Dobierając wartość $Z_1$ przynajmniej o trzy rzędy wielkości mniejszą niż $Z_i$, można zmniejszyć wpływ $Z_i$ na $Z_s$ do poniżej 0,01%. W przypadku zastosowania wzmacniacza ze stopniem wejściowym wykorzystującym transystory polowe, można oczekiwać rezystancji wejściowej na poziomie $Z_i = R_i = 10^{15}\ \Omega$, co oznacza, że wartość modułu $Z_1$ (a tym samym $Z_s$) może wynieść maksymalnie $10^{13}\ \Omega$. Jest to bardzo wysoka wartość, jednak uzyskana kosztem ograniczenia możliwości wyboru konstrukcji wzmacniacza. W przypadku wybrania wzmacniacza z bipolarnym stopniem wejściowym, impedancja wejściowa wzmacniacza jest rzędu $Z_i = R_i = 10^7\ \Omega$, co ograniczy moduł $Z_s$ do maksymalnie 100 k$\Omega$. W przypadku czujników pola jest to wartość bardzo niska. Innym rozwiązaniem jest zastosowanie w konstrukcji czujnika wzmacniacza odwracającego. Schemat takiego czujnika przedstawia rysunek 4.3.




**Rys. 4.3.** Schemat czujnika pola elektrycznego z odwracającym wzmacniaczem napięciowym

W przypadku wzmacniacza odwracającego napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do wartości przeciwnej do napięcia wejściowego czujnika:

$$U_y = -\frac{R_2}{R_1} U_1 \tag{4.2}$$

Ponieważ wejście odwracające jest przez wzmacniacz operacyjny utrzymywane na potencjale wejścia nieodwracającego, a to z kolei jest na potencjale masy zasilania, impedancja wejściowa układu wzmacniacza jest w przybliżeniu równa $R_1$. Z tej przyczyny całkowita impedancja wejściowa czujnika wynosi:

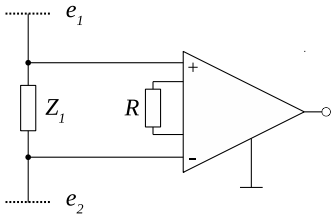
$$Z_s = \frac{Z_1 R_1}{Z_1 + R_1} \tag{4.3}$$

Ponieważ wartość $R_1$ jest dobierana przez konstruktora, układ ze wzmacniaczem odwracającym gwarantuje kontrolę nad wartością impedancji wejściowej czujnika. Wadą tego rozwiązania jest ograniczenie maksymalnej wartości modułu tej impedancji wynikające z dostępności elementów rezystancyjnych o wystarczająco stabilnych parametrach. Dodatkowym problemem jest konieczność zastosowania jako $R_1$ elementu rezystancyjnego, co ogranicza możliwość doboru impedancji wejściowej czujnika. Przy dużych wartościach rezystancji $R_1$ ograniczenie to nie jest jednak zbyt kłopotliwe.

Wspólną cechą czujników ze wzmacniaczami odwracającym i nieodwracającym jest możliwość przetwarzania potencjału wyłącznie względem masy zasilania czujnika. Chcąc wykonywać pomiary różnicy potencjałów, konieczne jest albo zastosowanie separacji galwanicznej zasilania czujnika tak, aby masa układu mogła być podłączona na dowolnym potencjale, albo zastosowanie czujnika ze wzmacniaczem pomiarowym. Taką konstrukcję przedstawia rysunek 4.4

Dzięki symetrii wejść wzmacniacza pomiarowego możliwe jest tutaj zastosowanie dwóch elektrod wejściowych, oznaczonych na schemacie $e_1$ oraz $e_2$. Czujnik przetwarza różnicę potencjałów między tymi elektrodami na napięcie wyjściowe. Impedancja wewnętrzna czujnika jest zdeterminowana przez wartość impedancji $Z_1$ oraz szeregowe połączenie impedancji wewnętrznych wejść wzmacniacza $Z_{i1}$ oraz $Z_{i2}$. Jednocześnie pojawią się prądy upływu z każdej z elektrod do masy. Prądy te, płynąc przez pojemność sprzęgającą czujnik ze źródłem pola (przewodami pod napięciem), spowodują zaburzenie wyniku pomiaru. Oznacza to, że czujnik o takiej konstrukcji będzie cechował się układowo większą niepewnością niż czujnik

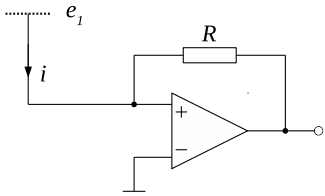
ze wzmacniaczem nieodwracającym, a jego jedyną przewagą jest możliwość wykonywania pomiarów potencjału w oderwaniu od wspólnej masy zasilania. Ponieważ ta cecha nie jest istotna dla pomiarów pola w otoczeniu linii energetycznych, zrezygnowano z dalszej analizy oraz konstruowania czujnika ze wzmacniaczem pomiarowym.




**Rys. 4.4.** Schemat czujnika pola elektrycznego ze wzmacniaczem pomiarowym

## 4.3. Czujnik z wejściem prądowym

Pod nazwą „czujnik z wejściem prądowym" omawiane są dwie podobne konstrukcje czujników: oparty na wzmacniaczu transimpedancyjnym [40] oraz opartym na wzmacniaczu ładunkowym [41]. Schemat czujnika zbudowanego z wykorzystaniem wzmacniacza transimpedancyjnego przedstawia rysunek 4.5.




**Rys. 4.5.** Schemat czujnika potencjału pola elektrycznego ze wzmacniaczem transimpedancyjnym

Wzmacniacz transimpedancyjny przetwarza prąd wejściowy na proporcjonalne napięcie według wzoru:

$$U_1 = RI_s \tag{4.4}$$

Ponieważ wzmacniacz operacyjny pracujący w układzie z ujemnym sprzężeniem zwrotnym dąży do wyrównania potencjałów na swoich wejściach, potencjał wejścia odwracającego, a tym samym potencjał elektrody wejściowej czujnika, zrówna się z potencjałem wejścia nieodwracającego, podłączonego do masy. Oznacza to, że czujnik potencjału pola ze wzmacniaczem transimpedancyjnym wprowadza zaburzenie pola przez utrzymywanie elektrody na

potencjale zbliżonym do masy. Ogranicza to zastosowanie czujników tego rodzaju przez wymuszenie wykonywania pomiarów w odniesieniu do uziemienia. Dodatkowo należy pamiętać o tym, że elektroda czujnika zmienia rozkład pola elektrycznego oraz działa jako ekran, przez co sposób jej umieszczenia może wpłynąć na wyniki pomiarów. W praktyce bardziej niż jako czujnik potencjału pola przyrząd taki można traktować jako czujnik prądu upływu do jego elektrody wejściowej. Jest to istotne tylko w sytuacji, gdy czujnik jest wykorzystywany do odtworzenia pola elektrycznego. W przypadku wykorzystania do odtworzenia napięcia w liniach zasilających taka konstrukcja czujnika jest korzystna ze względu na uproszczenie równań zaprezentowanych w rozdziale 2.

Istotnym mankamentem czujnika transimpedancyjnego jest wrażliwość na pojemność między wejściem odwracającym wzmacniacza a masą. Obecność pojemności w tym miejscu powoduje zmniejszenie całkowitego wzmocnienia wzmacniacza oraz może negatywnie wpłynąć na stabilność [42]. W opisywanym zastosowaniu należy oczekiwać, że pojemność pasożytnicza jest znacznie większa niż pojemność sprzęgająca czujnik z linią. Oznacza to konieczność wstępnego dobrania parametrów obwodu w drodze symulacji, a następnie dokonania poprawek po pierwszych eksperymentach.

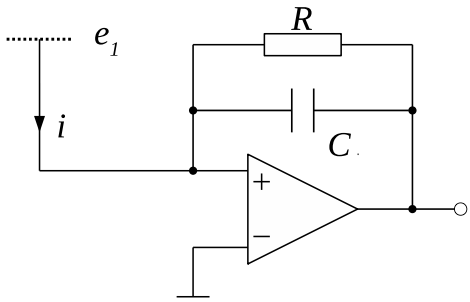
Innym rozwiązaniem konstrukcji czujnika prądowego jest zbudowanie go z wykorzystaniem wzmacniacza ładunkowego. Wzmacniacz taki ma w obwodzie sprzężenia zwrotnego element pojemnościowy zamiast rezystancyjnego. Oznacza to, że napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do całki oznaczonej z prądu wejściowego, liczonej od momentu włączenia układu:

$$U_1 = C_1 \int_0^t i(t)dt \tag{4.5}$$

Układ wzmacniacza transimpedancyjnego tylko z pojemnością w sprzężeniu zwrotnym miałby tendencje do nasycania wyjścia w przypadku obecności nawet niewielkiej składowej stałej w sygnale wejściowym. Aby tego uniknąć, równolegle do kondensatora włącza się rezystor o dużej wartości. Ogranicza to pasmo wzmacniacza od dołu, uniemożliwiając przetwarzanie składowej stałej. W omawianym zastosowaniu nie oczekuje się składowej stałej, niewystępującej w napięciach systemu elektroenergetycznego. Oznacza to, że ewentualna składowa stała na wejściu wzmacniacza jest zakłóceniem, spowodowanym np. niezrównoważeniem prądów wejściowych wzmacniacza. Należy jednak pamiętać, że w niektórych sytuacjach w napięciach mierzonych mogą wystąpić składowe przejściowe o bardzo niskiej częstotliwości (bardzo powolnych zmianach). Wartość równoległej rezystancji powinna umożliwić czujnikowi reagowanie na takie stany przejściowe (o ile chcemy je analizować) i jednocześnie odcinać składową stałą.

Schemat czujnika pola ze wzmacniaczem ładunkowym przedstawiono na rysunku 4.6. Podobnie jak w czujniku ze wzmacniaczem transimpedancyjnym potencjał elektrody wejściowej czujnika jest utrzymywany przez wzmacniacz na potencjale masy zasilania. Ogranicza to swobodę umieszczenia czujnika w badanym polu elektrycznym ze względu na możliwość zaburzenia badanego pola. Jeżeli jednak takie zaburzenie nie jest utrudnieniem, czujniki ze wzmacniaczem ładunkowym można stosować bez większych ograniczeń.

W przypadku zastosowania do pomiarów pośrednich wysokiego napięcia użycie czujnika ładunkowego jest szczególnie korzystne ze względu na czysto pojemnościowe sprzężenie




**Rys. 4.6.** Schemat czujnika potencjału pola elektrycznego ze wzmacniaczem ładunkowym

między czujnikiem a źródłem napięcia (przewodami linii). W razie zastosowania wzmacniacza transimpedancyjnego układ zastępczy ma charakter różniczkujący, tłumiąc niskie i uwypuklając wysokie harmoniczne. Układ taki wymaga dodatkowego cyfrowego lub analogowego całkowania w celu odtworzenia sygnału wejściowego. Ponieważ wzmacniacz ładunkowy jest układem całkującym, zastosowanie dodatkowego całkowania nie jest konieczne. Oznacza to, że dla mierzonego napięcia czujnik ze wzmacniaczem ładunkowym zachowuje się jak „czysty" dzielnik pojemnościowy, zapewniając bezpośrednie i wierne w określonym paśmie odtworzenie sygnału napięcia. Wybór pomiędzy zastosowaniem wzmacniacza transimpedancyjnego a ładunkowego może być w tej sytuacji zdeterminowany wymaganiami dotyczącymi parametrów obwodu oraz bezpośrednim dostępem do pochodnej sygnału napięcia.

Spośród wymagań stawianych zastosowanemu wzmacniaczowi operacyjnemu na pierwszy plan wysuwa się, mniej istotna w układzie transimpedancyjnym, duża szybkość narastania napięcia wejściowego. Wynika to z konieczności wysterowania pojemności w sprzężeniu zwrotnym w sposób zapewniający dostarczenie do wejścia odwracającego prądu o odpowiedniej wartości. Wymagania dotyczące niskiego napięcia niezrównoważenia oraz niskich prądów polaryzacji pozostają w mocy, czyniąc dobór wzmacniacza trudniejszym niż w przypadku układu transimpedancyjnego.

O ile wzmacniacz ładunkowy nie jest powszechnie stosowany w odtwarzaniu napięcia linii, to jest on podstawowym elementem składowym tzw. młynków polowych. Są to czujniki pola elektrostatycznego z mechaniczną modulacją pola, wykorzystywane przede wszystkim w meteorologii [21, 43, 44].

## 4.4. Czujnik o zmiennej impedancji wejściowej

Jednym z opisywanych w tej monografii wariantów systemu pomiarowego z czujnikami pola jest system z autokalibracją/adaptacją. Układ taki musi mieć możliwość dołączenia źródła odniesienia do wejścia pomiarowego, zidentyfikowania obecności charakterystycznego

stanu wejścia lub przynajmniej zaburzenia wejścia w kontrolowany sposób. W przypadku opisywanego czujnika pola zastosowano ostatnie z wymienionych rozwiązań. Sprowadza się ono do możliwości włączenia w obwód czujnika elementu pasywnego, który zostanie połączony szeregowo z pojemnością sprzęgającą linię i czujnik. Wprowadzone w ten sposób zaburzenie umożliwia identyfikację wartości pojemności linia–czujnik, co przy znajomości parametrów elementów czujnika pozwala na odtworzenie napięcia wejściowego. Rozwiązanie to jest podobne do opracowanego z udziałem autora monografii rozwiązania dzielnika napięcia z adaptacją [45, 46, 47], jednak nie stosuje się w nim galwanicznego połączenia z przewodem pod napięciem.

### 4.4.1. Czujnik ze wzmacniaczem napięciowym

W przypadku czujników ze wzmacniaczem napięciowym dodatkowe elementy zaburzające są włączane szeregowo lub równolegle z elementem $R_1$, zmieniając łączną wartość impedancji pomiędzy elektrodą a masą. Wejście wzmacniacza może być podłączone zarówno w taki sposób, aby przetwarzać całkowite napięcie pomiędzy elektrodą a masą (z uwzględnieniem dołączonych elementów), lub tak, aby przetwarzać napięcie wyłącznie na elemencie $Z_1$ (patrz schemat z rysunku 4.2). W zależności od wybranego przypadku równania identyfikacji są nieco inne. Jak wykazano w [46], korzystne jest stosowanie elementów zaburzających zmieniających nie tylko wartość impedancji, ale również wprowadzane przesunięcie fazowe. Z tej przyczyny jeżeli stosowany jest jeden element, należy użyć rezystora (wobec pojemnościowego sprzężenia między linią a czujnikiem). W przypadku dwóch elementów zalecane jest zastosowanie rezystora i kondensatora. Użycie elementu indukcyjnego nie jest zalecane, gdyż może doprowadzić do wystąpienia rezonansów w obwodzie wejściowym.

### 4.4.2. Czujnik ze wzmacniaczem prądowym

W przypadku czujników ze wzmacniaczem transimpedancyjnym lub ładunkowym dodatkowe elementy są włączane pomiędzy elektrodę a wejście wzmacniacza. Tym samym zmieniają one łączną impedancję wejściową, wpływając na przetwarzany prąd. Niestety, zmieniają one również wpływ prądu niezrównoważenia wzmacniacza. Dodatkowo, ze względu na połączenie wysokich impedancji (małych pojemności macierzy $\mathbf{C}$) z wysokimi napięciami mierzonymi, sprzężenia linia–czujnik mogą zachowywać się jak źródła prądowe. Skutkuje to bardzo niewielkimi zmianami prądów wejściowych czujników przy zmianie impedancji. Z tej przyczyny w systemie z autokalibracją bardziej praktyczne jest zastosowanie czujników ze wzmacniaczami napięciowymi.

## 4.5. Elektrody wejściowe

Rozmiar elektrody wejściowej czujnika potencjału pola determinuje podstawowe parametry czujnika, w szczególności jego czułość i uśrednianie sygnału wejściowego (potencjału pola). Czujniki o małych elektrodach cechują się słabym sprzężeniem z badanym polem elektrycznym i tym samym niewielką czułością. Zwiększając rozmiary elektrody wejściowej,

zwiększa się czułość, jednakże czujnik z dużą elektrodą będzie uśredniał pole elektryczne z całej powierzchnię elektrody. Ponadto sama elektroda zmienia otaczające ją pole elektryczne, przy czym duże elektrody wpływają na pole bardziej niż małe. W praktyce spotyka się elektrody o powierzchniach od kilkunastu do kilkuset centymetrów kwadratowych [10]. Wyniki pracy [22] pokazują, że możliwe jest uzyskanie dobrych rezultatów z czujnikami o niewielkiej powierzchni.

### 4.5.1. Kształt elektrody

Dostępne w handlu czujniki pola elektrycznego są wyposażone niemal wyłącznie w elektrody o kształcie sfer lub połówek sfery. Jest to uzasadnione chęcią uniknięcia występowania ostro załamanych krawędzi, powodujących lokalny wzrost natężenia pola elektrycznego. W przypadku pomiarów w polu o wysokim natężeniu mogłoby dojść do wystąpienia wyładowań niezupełnych w pobliżu elektrody pomiarowej lub nawet przebicia między źródłem pola a elektrodą pomiarową. Podstawowym mankamentem elektrod sferycznych jest trudność ich wykonania, a co za tym idzie wysoki koszt. Z tego względu w eksperymentach z pomiarami pośrednimi napięcia najczęściej stosuje się elektrody płaskie, niemal wyłącznie o kształcie prostokątnym [9, 10]. Zastosowanie takich elektrod jest uzasadnione ich prostotą i niską ceną. Zaburzenie pola elektrycznego przez elektrodę nie wpływa w tym przypadku na wynik pomiaru. Umieszczając elektrody płaskie w polu elektrycznym, należy zachować znacznie większą odległość od źródła pola niż w przypadku elektrod sferycznych, w celu uniknięcia wystąpienia niebezpiecznie wysokiego lokalnego natężenia pola w pobliżu ich krawędzi.

## 4.6. Transmisja sygnałów z czujników

Sygnał z czujnika pola elektrycznego musi zostać dostarczony do systemu akwizycji danych. W przypadku czujników z elementami aktywnymi konieczne jest również dostarczenie zasilania do obwodu czujnika. Oznacza to konieczność zastosowania połączeń przewodowych w obszarze badanego pola. Każdy przewód elektryczny łączący czujnik z układami zasilania i akwizycji danych jest źródłem pola elektrycznego zaburzającego wyniki. Aby uniknąć zafałszowania pomiarów, konieczne jest skonstruowanie systemu połączeń w odpowiedni sposób. Możliwe są następujące rozwiązania:

1) Ekranowanie. W przypadku zastosowania ekranowania konieczne jest wybranie potencjału, do którego zostanie on podłączony. Najbardziej naturalny jest potencjał ziemi lub obudowy rozdzielni w miejscu wykonywania pomiarów. Oznacza to, że ekrany kabli biegnących do czujników wprowadzą zaburzenie mierzonego pola.
2) Połączenie światłowodowe. Zastosowanie światłowodów do podłączenia czujnika pola elektrycznego jest często stosowanym rozwiązaniem. Pozwala ono na całkowite uniknięcie zaburzenia pola, a tym samym na dowolne umieszczenie czujnika w badanym polu elektrycznym. Problemem w tym przypadku jest wzrost kosztów systemu pomiarowego oraz ograniczenie dotyczące zasilania czujnika. O ile istnieją systemy umożliwiające zasilanie kablem elektrooptycznym, np. opracowany z udziałem autora [48], to cechują się

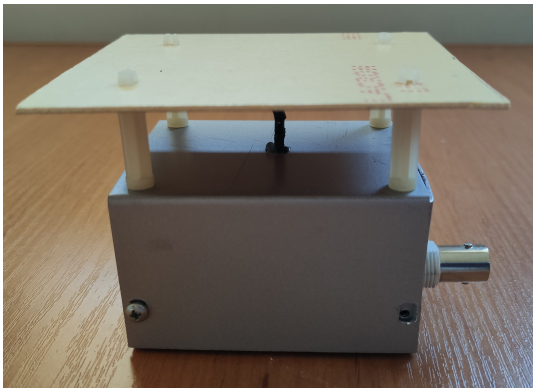
one niewielką sprawnością. Komercyjnie dostępne czujniki pola z łączem światłowodowym polegają na zasilaniu bateryjnym lub akumulatorowym. Obszar zastosowań systemu z tak zasilanymi czujnikami jest siłą rzeczy ograniczony do pomiarów doraźnych. Rozwiązaniem może być zastosowanie technik „energy harvesting”, czyli zasilania pasożytniczego z obiektu mierzonego [49].

3) Przesunięcie pasma. Jeżeli czujnik pola elektrycznego jest przewidziany do pracy w określonym paśmie częstotliwości, możliwe jest zaprojektowanie go w taki sposób, aby sygnał wyjściowy pozostawał w paśmie niepokrywającym się z pasmem pomiarowym. Rozwiązanie takie można oprzeć na modulacji analogowej różnego rodzaju lub na próbkowaniu sygnału w czujniku i jego transmisji w postaci impulsowej lub cyfrowej. Należy przy tym pamiętać, że zasilanie czujnika również powinno być dostarczane napięciem zmiennym o odpowiednio wysokiej częstotliwości. W praktyce nie spotyka się tego rodzaju rozwiązań, gdyż zastosowanie omówionych powyżej łącz światłowodowych rozwiązuje problem transmisji sygnałów bez ograniczenia pasma. To rozwiązanie może jednak być obiecujące w zastosowaniu do pośrednich pomiarów napięcia. Jest to spowodowane ograniczonym od góry i dołu pasmem sygnałów elektroenergetycznych w połączeniu z koniecznością pracy ciągłej systemu pomiarowego.

## 4.7. Konstrukcja czujników użytych w eksperymentach

Stosowane w eksperymentach czujniki zostały przygotowane w celu umożliwienia rozmieszczenia na terenie rozdzielni wysokiego/średniego napięcia, zarówno zewnętrznej, jak i wnętrzowej. Obwody elektroniczne czujnika zaprojektowano w postaci płytki drukowanej. Dla zmniejszenia kosztów wykonania prototypów przygotowano uniwersalną płytkę, pozwalającą na wykonanie różnego rodzaju obwodów wejściowych. Dodatkowo czujnik jest wyposażony w dwa przekaźniki elektromechaniczne pozwalające na zwieranie elementów realizujących impedancje wejściowe, a tym samym na zmianę konfiguracji czujnika. Ma to na celu umożliwienie wykorzystania tych samych czujników podczas eksperymentów z autoidentyfikacją, której algorytm jest oparty na zmianie parametrów obwodu wejściowego czujnika. Przy braku sterowania obydwa przekaźniki są w stanie zamkniętym, a tym samym czujnik zachowuje się jak pozbawiony elementów zaburzających na wejściu. Pozwala to pominąć obwody sterujące w przypadku prowadzenia eksperymentów niewymagających zmiany parametrów obwodu wejściowego czujnika. Płytka drukowana czujnika zamknięta jest w dopasowanej aluminiowej obudowie, w całości podłączonej do masy zasilania. Analogowy sygnał wyjściowy jest wyprowadzony na złącze BNC, co pozwala na łączenie czujnika do szerokiej gamy przyrządów pomiarowych. Ekran złącza BNC jest podłączony do masy zasilania, stanowiącej jednocześnie masę dla sygnałów pomiarowych. Czujnik wyposażono w dodatkowy wzmacniacz operacyjny pracujący w konfiguracji wtórnika napięciowego. Dzięki temu możliwe jest wysterowanie znacznych pojemności długich przewodów sygnałowych bez wpływu na działanie głównego wzmacniacza czujnika. Czujnik jest zasilany za pośrednictwem standardowego złącza DB-9; tym samym złączem doprowadzone są sygnały sterujące przekaźników. Elektrodę wejściową stanowi jednostronnie miedziowana płytka z laminatu FR4 o wymiarach 79 mm na 92 mm, przymocowana do obudowy czujnika za pośrednictwem kołków

z tworzywa sztucznego o długości 20 mm. Elektroda jest umieszczona stroną miedziowaną do dołu (w stronę obudowy) i podłączana do gniazda na obudowie czujnika. Takie rozwiązanie pozwala na łatwą wymianę elektrody oraz w razie potrzeby na bezpośrednie doprowadzenie sygnałów do obwodu czujnika podczas testów. Fotografia na rysunku 4.7 przedstawia złożony czujnik.



**Rys. 4.7.** Zmontowany czujnik pola. Widoczna elektroda z jednostronnej płytki drukowanej wraz z podłączeniem do obudowy oraz złącze wyjściowe BNC (po prawej). Złącze zasilająco-sterujące DB-9 znajduje się obok złącza BNC, ale nie jest widoczne na fotografii

### 4.7.1. Uruchomienie czujników i test działania elektroniki

Każdy czujnik po zmontowaniu uruchomiono i przetestowano osobno, w warunkach laboratoryjnych. Testy polegały na podłączeniu do elektrody napięcia z autotransformatora przez kondensator 12 pF, zasileniu czujnika i sprawdzeniu wartości sygnału wyjściowego dla różnych napięć wejściowych oraz różnych konfiguracji obwodu wejściowego czujnika. Do obserwacji sygnałów wyjściowych wykorzystano oscyloskop. Podczas testów wykryto niedoróbki konstrukcyjne, które zostały niezwłocznie poprawione. Zmodyfikowano też wartości niektórych elementów obwodu.

## 4.8. Podsumowanie

W rozdziale zaprezentowane zostały rozwiązania czujników pola elektrycznego oraz ich poszczególnych podzespołów. Omówiono kwestię konstrukcji elektrody, decydując się na elektrodę z pokrytego miedzią laminatu FR4 o stosunkowo niewielkiej powierzchni. Rozwiązanie takie daje wystarczającą czułość i jednocześnie upraszcza instalowanie czujników na stanowisku pomiarowym.

Zaprezentowano kilka konstrukcji wzmacniaczy, ostatecznie decydując się na skonstruowanie do celu eksperymentów trzech wersji czujnika: ze wzmacniaczem nieodwracającym, transimpedancyjnym oraz ładunkowym.

Kwestia sposobu zasilania i transmisji danych pomiarowych z czujnika została omówiona, jednak do celów eksperymentów zdecydowano się na najprostsze rozwiązanie polegające na przewodowym zasilaniu czujników napięciem stałym i przesyle analogowego sygnału pomiarowego kablem koncentrycznym. Rozwiązanie to wybrano ze względu na prostotę, z zastrzeżeniem, że ewentualne instalacje przemysłowe mogą wymagać lepszej konstrukcji obwodów zasilania i transmisji danych.

Poza obwodami zasilania prototypowe czujniki wyposażono w obwody pozwalające na zmianę parametrów obwodu wejściowego. Odbywa się to za pomocą przekaźników elektromechanicznych sterowanych sygnałami napięcia z jednostki sterującej.

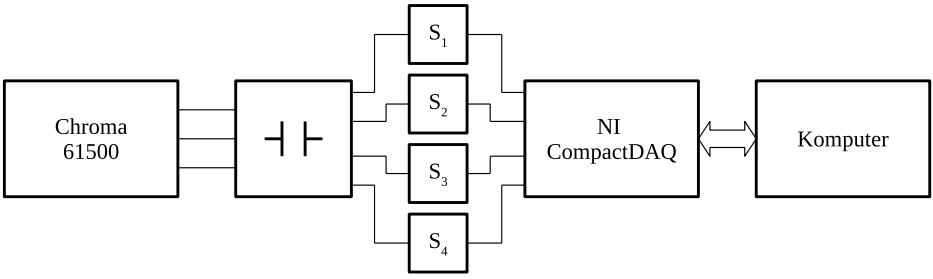
Opisane pod koniec rozdziału czujniki zostały zbudowane, uruchomione i przebadane eksperymentalnie jako elementy całościowego systemu pomiarowego. Jest temu poświęcony kolejny rozdział monografii.

# 5. Badania eksperymentalne czujników jako elementów systemu pomiarowego

## 5.1. Eksperymenty na stanowisku niskiego napięcia

### 5.1.1. Sposób przeprowadzenia eksperymentów

Celem eksperymentów na stanowisku niskiego napięcia było potwierdzenie możliwości prowadzenia kalibracji systemu czujników. Jednocześnie przeprowadzono uruchomienie elektroniki czujników pola oraz dokonano niezbędnych poprawek. Uproszczony schemat blokowy stanowiska przedstawia rysunek 5.1.




**Rys. 5.1.** Schemat blokowy stanowiska do eksperymentów z niskim napięciem

Stanowisko niskiego napięcia składało się z:

— programowalnego źródła napięcia zmiennego trójfazowego Chroma 61500, pozwalającego na wytworzenie monoharmonicznych napięć 3-fazowych o wymaganych parametrach;

— przygotowanego specjalnie do celów eksperymentu fizycznego modelu sprzężeń pojemnościowych linia–czujniki;

— rejestratora NI CompactDAQ 9184 wyposażonego w:
  - 2 moduły po 4 wejścia o zakresie $\pm 10$ V, do rejestracji napięć wyjściowych czujników,
  - moduł 8 wyjść cyfrowych, do sterowania przekaźnikami wewnętrznymi czujników,
  - 1 moduł z 3 wejściami o zakresie 300 $V_{rms}$, do rejestracji napięć zasilających;

— komputera z oprogramowaniem LabVIEW kontrolującego pracę rejestratora;

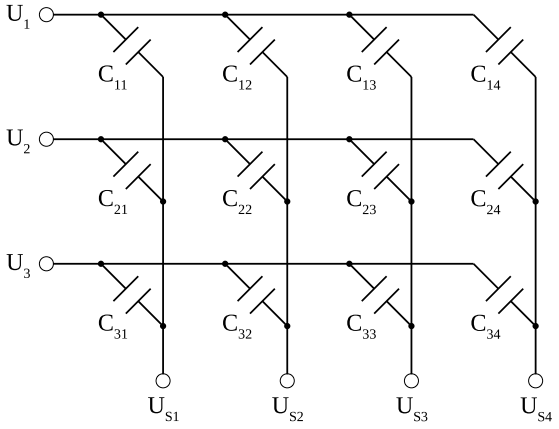
— zasilacza napięcia stałego do zasilania obwodów czujników.

Rejestrator NI CompactDAQ był podłączony do komputera za pośrednictwem sieci Ethernet o przepustowości 100 Mbps. Za sterowanie stanowiskiem odpowiadało oprogramowanie przygotowane specjalnie do tego celu w programie LabVIEW. System pomiarowy rejestruje sygnały wszystkich wejść analogowych z częstotliwością próbkowania 25 kHz, równocześnie przełączając wyjścia cyfrowe według zaprogramowanej sekwencji. Sekwencja ta składa się z czterech kroków, obejmujących wszystkie kombinacje otwarcia i zamknięcia dwóch przekaźników sterujących:

1) przekaźniki zamknięte,
2) przekaźnik P1 otwarty,
3) przekaźnik P2 otwarty,
4) oba przekaźniki otwarte.

Każdy krok powyższej sekwencji trwał 4 sekundy. Założono, że jest to wystarczający czas na zaniknięcie ewentualnych stanów przejściowych. Jednocześnie w tym okresie napięcie sieci nie powinno zmienić się na tyle, aby uniemożliwić ewentualną identyfikację parametrów czujnika.

Model sprzężeń pojemnościowych linia–czujniki został zbudowany jako matryca kondensatorów o różnych pojemnościach, łączących wejścia i wyjścia. Schemat modelu przedstawia rysunek 5.2.




**Rys. 5.2.** Schemat przykładowego modelu laboratoryjnego sprzężeń pojemnościowych w systemie pomiarowym. $U_1$ do $U_3$ to napięcia fazowe, a $U_{s1}$ do $U_{s4}$ – napięcia elektrod wejściowych czujników pola

Zastosowanie takiego modelu sprzężeń pozwalało na łatwą wymianę pojemności linia–czujnik, dzięki czemu można było wykonać badanie procesu kalibracji dla różnych przypadków. Przygotowano łącznie cztery modele różniące się liczbą wyjść oraz wartościami pojemności. Zestawienie parametrów modeli pokazano w tabeli 5.1.

Wartości w tych tabelach zmierzono wykorzystując miernik RLC Agilent E4980A. W praktyce wszystkie pojemności uzyskano przez połączenia równoległe lub szeregowe kondensatorów 12 pF/2500 V. Różnice względem wartości teoretycznych wynikają z rozrzutu

wartości elementów oraz różnych pojemności połączeń na płytkach PCB. Dodatkowo znaczenie miał fakt, że wypadkowa pojemność między każdą parą zacisków zależy od wartości wszystkich elementów matrycy.

**Tabela 5.1**
Wartości pojemności [pF] modeli sprzężeń używanych w eksperymentach, zmierzone pomiędzy parami zacisków wejściowych i wyjściowych. $C_{xy}$ oznacza pojemność między zaciskiem wejściowym $x$ a zaciskiem wyjściowym $y$

| Pojemność [pF] | Model 1 | Model 2 | Model 3 | Model 4 |
|---|---|---|---|---|
| $C_{11}$ | 46,21 | 32,81 | 38,99 | 50,71 |
| $C_{21}$ | 41,83 | 27,50 | 49,25 | 44,42 |
| $C_{31}$ | 32,21 | 22,86 | 41,84 | 41,39 |
| $C_{12}$ | N/D | N/D | 29,08 | 35,37 |
| $C_{22}$ | 39,28 | 35,75 | 38,44 | 42,35 |
| $C_{32}$ | 53,78 | 35,61 | 48,71 | 54,07 |
| $C_{13}$ | 38,41 | 26,97 | 40,67 | 41,97 |
| $C_{23}$ | N/D | N/D | 29,75 | 34,78 |
| $C_{33}$ | 26,25 | 28,57 | 24,59 | 35,36 |
| $C_{14}$ | 38,55 | 33,11 | 29,66 | 42,85 |
| $C_{24}$ | 46,81 | 30,00 | 32,23 | 50,88 |
| $C_{34}$ | N/D | N/D | 28,32 | 31,36 |

### 5.1.2. Wyniki eksperymentów

Pierwsze eksperymenty służyły uruchomieniu czujników i wykonaniu poprawek stanowiska. Zmodyfikowano wartości parametrów niektórych elementów czujników oraz dokonano poprawek oprogramowania stanowiska. Właściwe badania procesów kalibracji polegały na zarejestrowaniu sygnałów wejściowych i wyjściowych układu matryca pojemności–czujniki. Zarejestrowano sygnały przy włączonej pojedynczej fazie (trzy zestawy sygnałów, osobno dla każdej fazy), a następnie przy zasilaniu układu ze wszystkich faz. Każda rejestracja trwała kilkanaście sekund, jednak do analizy wykorzystano krótsze fragmenty. Sygnały zarejestrowane z włączoną pojedynczą fazą służyły wyłącznie do kalibracji systemu; sygnały zarejestrowane z zasilaniem trójfazowym wykorzystano do kalibracji, jak i do weryfikacji stanowiska. Wszystkie obliczenia zostały przeprowadzone off-line, czyli na uprzednio zarejestrowanych sygnałach. Pozwoliło to wprowadzać poprawki zarówno do samych algorytmów, jak i ich parametrów.

W ramach eksperymentów wyznaczono zależność dokładności odtworzenia sygnałów faz od rodzaju czujnika, wartości pojemności modelu oraz wybranej metody kalibracji i jej parametrów. Jako miarę błędu zastosowano błąd skuteczny [50]:

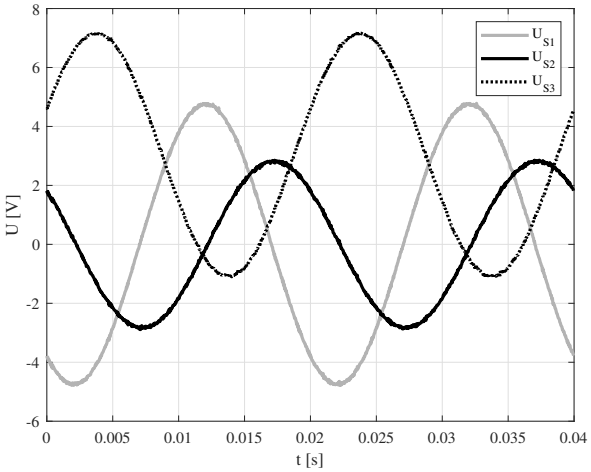
$$\Delta_{rms}\left(U_n\right) = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(U_n(i) - U_{ne}(i))^2} \tag{5.1}$$

oraz błąd maksymalny:

$$\Delta_{max}\left(U_n\right) = \max\left|U_n(i) - U_{ne}(i)\right| \tag{5.2}$$

gdzie $U_n(i)$ jest $i$-tą próbką napięcia $n$-tej fazy, a $U_{ne}(i)$ jest $i$-tą próbką odtworzonego napięcia. Błąd wyznaczano za okres 1 sekundy, co przy częstotliwości próbkowania 20 kHz oznaczało $N = 20\,000$.

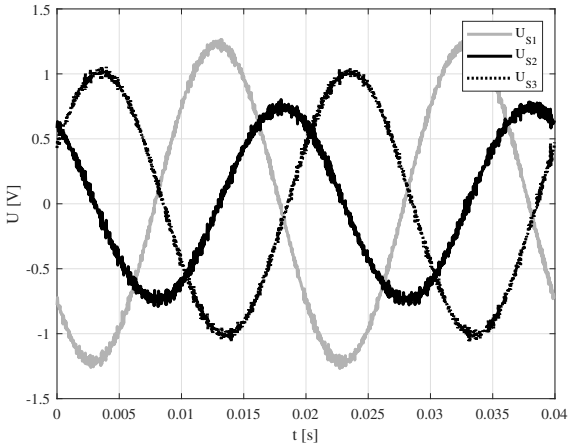
Zbadano trzy rodzaje czujników opisane w rozdziale 4: czujnik ze wzmacniaczem nieodwracającym, transkonduktancyjnym oraz ładunkowym. Dla każdego czujnika sprawdzono obie przedstawione w rozdziale 3 metody kalibracji, przy czym metodę czynną z wyłączaniem faz sprawdzono w wariancie wykorzystującym wartości chwilowe oraz wartości skuteczne. Wszystkie wymienione badania przeprowadzono dla każdego z czterech modeli sprzężeń pojemnościowych. Rysunki 5.3 - 5.5 przedstawiają przykładowe przebiegi napięć zarejestrowanych na wyjściach czujników, kolejno dla czujników ze wzmacniaczem nieodwracającym, transkonduktancyjnym oraz ładunkowym. Zrezygnowano z prezentacji sygnałów napięć fazowych oraz ich estymat, gdyż różnice między sygnałem wejściowym i wyjściowym nie są widoczne na rysunkach. Zamiast tego w tabeli 5.2 (strona 52) zestawiono błędy skuteczne estymacji wszystkich napięć fazowych w zależności od wybranej metody kalibracji oraz rodzaju czujnika. W tabeli 5.3 (strona 53) zestawiono błędy estymacji amplitudy dla tych samych przypadków.



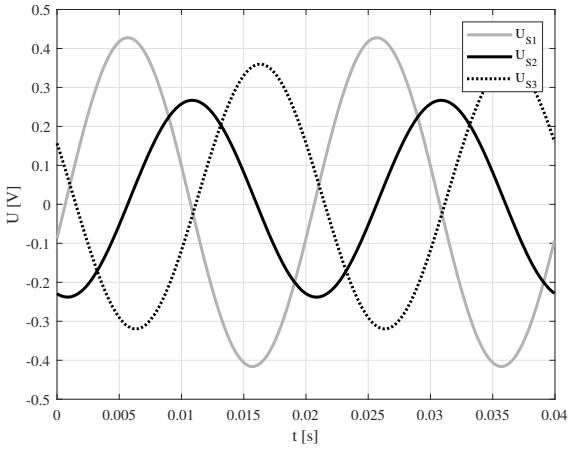

**Rys. 5.3.** Przebiegi sygnałów na wyjściach czujników ze wzmacniaczem nieodwracającym (system z trzema czujnikami) podczas eksperymentów z niskim napięciem

W napięciach wyjściowych czujników ze wzmacniaczem transkonduktancyjnym zauważalny jest znacznie wyższy szum niż w napięciach pozostałych czujników. Wynika on z różniczkującego charakteru obwodu, który powoduje wzmocnienie składowych o wysokiej częstotliwości (w tym szumów) względem podstawowej harmonicznej. Podobnie zachowuje

się układ ze wzmacniaczem nieodwracającym, jednak ze względu na wyższą amplitudę podstawowej harmonicznej w sygnale wyjściowym szum jest w tym przypadku mniej widoczny. Przetwarzanie sygnałów obu rodzajów czujników obejmuje całkowanie numeryczne, w związku z czym zawartość szumu w estymatach napięć nie odbiega od obserwowanej w sygnałach wyznaczonych przy wykorzystaniu czujników ze wzmacniaczem ładunkowym.




**Rys. 5.4.** Przebiegi sygnałów na wyjściach czujników
ze wzmacniaczem transkonduktancyjnym (system z trzema czujnikami)
podczas eksperymentów z niskim napięciem




**Rys. 5.5.** Przebiegi sygnałów na wyjściach czujników
ze wzmacniaczem ładunkowym (system z trzema czujnikami)
podczas eksperymentów z niskim napięciem

**Tabela 5.2**
Względne błędy skuteczne wyznaczone podczas eksperymentów z niskim napięciem

| Wzmacniacz czujnika | Model sprzężeń i liczba czujników | $\Delta_{rms}(U_1)$ [%] | $\Delta_{rms}(U_1)$ [%] | $\Delta_{rms}(U_1)$ [%] |
|---|---|---|---|---|
| Transkonduktancyjny | Model 1, 3 czujniki | 1,02 | 0,82 | 1,16 |
| | Model 2, 3 czujniki | 1,26 | 2,71 | 3,20 |
| | Model 3, 3 czujniki | 1,19 | 1,00 | 2,34 |
| | Model 4, 3 czujniki | 2,22 | 0,79 | 1,13 |
| | Model 3, 4 czujniki | 1,19 | 0,97 | 2,32 |
| | Model 4, 4 czujniki | 2,23 | 0,78 | 1,13 |
| Ładunkowy | Model 1, 3 czujniki | 0,18 | 0,16 | 0,09 |
| | Model 2, 3 czujniki | 0,20 | 0,17 | 0,20 |
| | Model 3, 3 czujniki | 0,62 | 1,08 | 0,44 |
| | Model 4, 3 czujniki | 0,23 | 0,12 | 0,12 |
| | Model 3, 4 czujniki | 0,72 | 1,52 | 0,77 |
| | Model 4, 4 czujniki | 0,28 | 0,07 | 0,21 |
| Nieodwracający | Model 1, 3 czujniki | 1,76 | 4,01 | 2,13 |
| | Model 2, 3 czujniki | 7,41 | 5,74 | 4,13 |
| | Model 3, 3 czujniki | 2,04 | 1,38 | 8,00 |
| | Model 4, 3 czujniki | 1,44 | 0,36 | 4,41 |
| | Model 3, 4 czujniki | 1,42 | 5,51 | 2,99 |
| | Model 4, 4 czujniki | 1,42 | 0,36 | 4,62 |

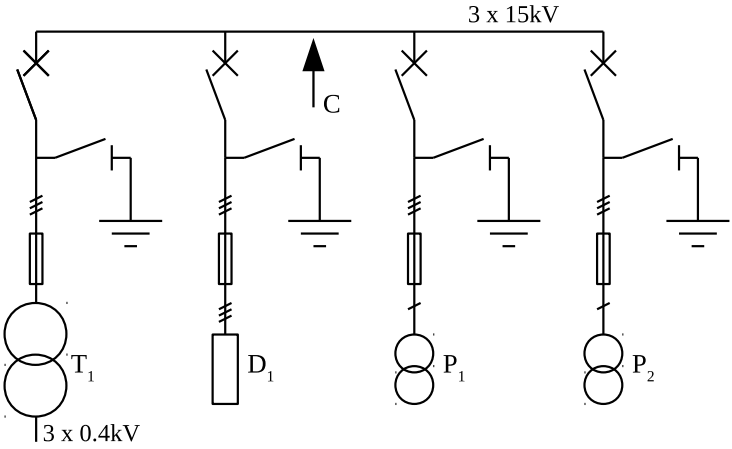
**Tabela 5.3**

Względne błędy amplitudy wyznaczone podczas eksperymentów z niskim napięciem

| Wzmacniacz czujnika | Model sprzężeń i liczba czujników | $\Delta_{max}(U_1)$ [%] | $\Delta_{max}(U_1)$ [%] | $\Delta_{max}(U_1)$ [%] |
|---|---|---|---|---|
| Transkonduktancyjny | Model 1, 3 czujniki | -0,94 | 0,71 | 1,34 |
| | Model 2, 3 czujniki | 1,44 | 0,89 | -1,22 |
| | Model 3, 3 czujniki | -0,72 | 0,61 | -0,18 |
| | Model 4, 3 czujniki | -1,54 | -0,02 | 0,78 |
| | Model 3, 4 czujniki | -0,72 | 0,61 | -0,12 |
| | Model 4, 4 czujniki | -1,54 | -0,01 | 0,78 |
| Ładunkowy | Model 1, 3 czujniki | -0,06 | -0,06 | -0,01 |
| | Model 2, 3 czujniki | 0,36 | 0,29 | 0,07 |
| | Model 3, 3 czujniki | 0,68 | 1,17 | 0,13 |
| | Model 4, 3 czujniki | -0,18 | -0,04 | -0,07 |
| | Model 3, 4 czujniki | 0,77 | 1,53 | 0,19 |
| | Model 4, 4 czujniki | -0,22 | -0,02 | -0,13 |
| Nieodwracający | Model 1, 3 czujniki | 2,10 | 4,13 | 0,64 |
| | Model 2, 3 czujniki | 8,98 | 7,63 | 3,04 |
| | Model 3, 3 czujniki | 0,78 | 1,06 | 6,32 |
| | Model 4, 3 czujniki | 0,99 | 0,20 | 6,06 |
| | Model 3, 4 czujniki | 0,67 | 3,44 | 3,50 |
| | Model 4, 4 czujniki | 0,97 | 0,16 | 6,30 |

## 5.2. Eksperymenty na stanowisku średniego napięcia

Do eksperymentów ze średnim napięciem wykorzystano laboratoryjną rozdzielnię 15 kV. Jest ona zainstalowana w laboratorium AGH i zbudowana specjalnie do prowadzenia eksperymentów związanych z pomiarami średnich napięć. Schemat rozdzielni przedstawia rysunek 5.6.

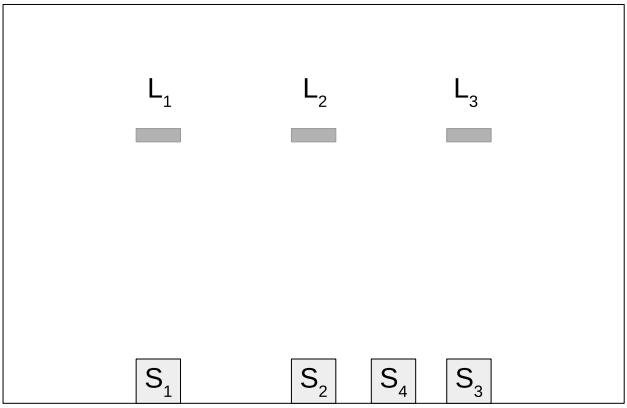



**Rys. 5.6.** Schemat rozdzielni laboratoryjnej wykorzystywanej w eksperymentach. Strzałka z oznaczeniem „**C**” wskazuje przybliżone miejsce instalacji czujników pola

Rozdzielnia jest zasilana napięciem 0,4 kV, które jest podnoszone do poziomu 15 kV z użyciem wewnętrznego transformatora $T_1$. Część robocza rozdzielni składa się z trzech sekcji. W pierwszej z nich zainstalowano trzy dzielniki rezystancyjne Ross VD30-12.5Y-A-KB-A. Cechują się one niepewnością na poziomie 1% oraz pasmem przenoszenia 1 MHz. Zastosowanie dzielników pozwala na prowadzenie pomiarów w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. W drugiej sekcji znajduje się laboratoryjny przekładnik napięciowy 15 kV/100 V klasy 0,1. Zastosowano jeden jednofazowy przekładnik, który może być podłączany do wybranej fazy. Pozwala on na zwiększenie dokładności pomiaru w otoczeniu częstotliwości 50 Hz. Tym samym możliwe jest wykonywanie pomiarów o wysokiej dokładności w wąskim paśmie lub mniej dokładnych w szerokim paśmie. Trzecia sekcja rozdzielni jest przeznaczona do instalowania elementów badanych. Zasilanie całości oraz każda sekcja z osobna mogą być wyłączane z wykorzystaniem wyłączników z napędem ręcznym; możliwe jest też indywidualne uziemianie poszczególnych obwodów. Niestety nie dotyczy to toru szynowego, do którego nie ma dostępu przez normalne drzwi. W związku z tym podczas prac obejmujących ingerencję w obszar toru szynowego konieczne jest zachowanie szczególnej ostrożności. W opisywanych badaniach wykorzystywano tylko transformator zasilający, sekcję z dzielnikami oraz tor szynowy bezpośrednio nad sekcją przekładnika wzorcowego. Pozostałe dwie sekcje były odłączone i uziemione.

### 5.2.1. Rozmieszczenie czujników względem szyn rozdzielni

Rysunek 5.7 przedstawia przekrój poprzeczny obudowy rozdzielni wraz z zaznaczonymi położeniami czujników. W każdym przypadku zarejestrowano sygnały z czujników $S_1$–$S_3$. Podczas badania czujników ze wzmacniaczem transimpedancyjnym wykorzystano dodatkowy czujnik $S_4$. Służył on sprawdzeniu wpływu zastosowania układu nadokreślonego w warunkach rzeczywistych. Fotografia (rys. 5.8) przedstawia cztery czujniki zainstalowane na stanowisku badawczym, widoczne od strony przodu rozdzielni po zdjęciu części obudowy.




**Rys. 5.7.** Położenia czujników wewnątrz obudowy rozdzielni średniego napięcia podczas eksperymentów

**Rys. 5.8.** Czujniki na stanowisku badawczym średniego napięcia

### 5.2.2. Wyniki eksperymentów

Ponieważ czujniki zostały już uruchomione, a cały system wstępnie zbadany na stanowisku niskiego napięcia, w ramach eksperymentów ze średnim napięciem skoncentrowano się przede wszystkim na porównaniu uzyskanych wyników. Określono też wpływ zasilania systemu rzeczywistym napięciem systemu energetycznego na jakość kalibracji przeprowadzanej dla modelu opisanego równaniami różniczkowymi. Rysunek 5.9 (strona 57) przedstawia przykładowe przebiegi napięć dzielników rezystancyjnych, przeliczone przez przekładnię na stronę średniego napięcia. Rysunki 5.10 (strona 57) oraz 5.11 (strona 58) przedstawiają napięcia czujników oraz estymaty napięć rozdzielni w systemie z czterema czujnikami ze wzmacniaczami transkonduktancyjnymi. Rysunki 5.12 (strona 58) oraz 5.13 (strona 59) przedstawiają napięcia czujników oraz estymaty napięć rozdzielni w systemie z trzema czujnikami ze wzmacniaczami ładunkowymi. Rysunki 5.14 (strona 59) oraz 5.15 (strona 60) przedstawiają napięcia czujników oraz estymaty napięć rozdzielni w systemie z trzema czujnikami ze wzmacniaczami nieodwracającymi.

W tabeli 5.4 zestawiono błędy skuteczne estymacji napięć fazowych rozdzielni dla wszystkich rodzajów czujników, a w tabeli 5.5 błędy estymacji amplitud tych samych napięć.

**Tabela 5.4**

Zestawienie względnych błędów skutecznych (w % wartości skutecznej $U_n$) dla różnych konfiguracji czujników i kalibracji na podstawie wartości pojedynczych próbek podczas jednego okresu

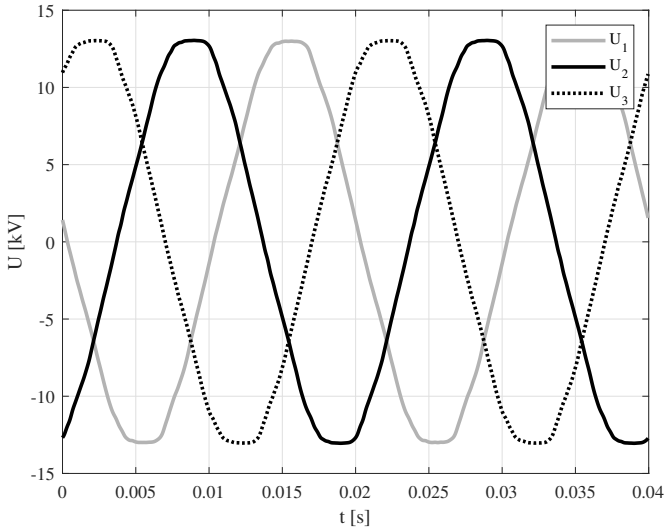
| Rodzaj wzmacniacza | Liczba czujników | $\Delta_{rms}(U_1)$ [%] | $\Delta_{rms}(U_2)$ [%] | $\Delta_{rms}(U_3)$ [%] |
|---|---|---|---|---|
| Transimpedancyjny | 3 | 0,68 | 2,02 | 3,49 |
| | 4 | 0,67 | 1,99 | 3,46 |
| Ładunkowy | 3 | 1,81 | 4,79 | 2,35 |
| Nieodwracający | 3 | 1,01 | 0,91 | 0,97 |

**Tabela 5.5**

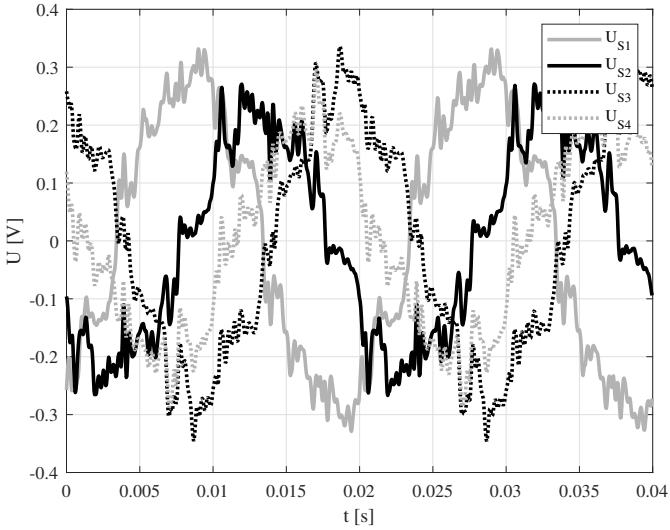
Zestawienie względnych błędów estymacji amplitud dla różnych konfiguracji czujników i kalibracji na podstawie wartości pojedynczych próbek podczas jednego okresu

| Rodzaj wzmacniacza | Liczba czujników | $\Delta_{max}(U_1)$ [%] | $\Delta_{max}(U_2)$ [%] | $\Delta_{max}(U_3)$ [%] |
|---|---|---|---|---|
| Transimpedancyjny | 3 | –0,65 | 2,48 | 0,38 |
| | 4 | –0,63 | 2,43 | 0,37 |
| Ładunkowy | 3 | 1,82 | 0,70 | 1,10 |
| Nieodwracający | 3 | 0,05 | 0,05 | 0,17 |

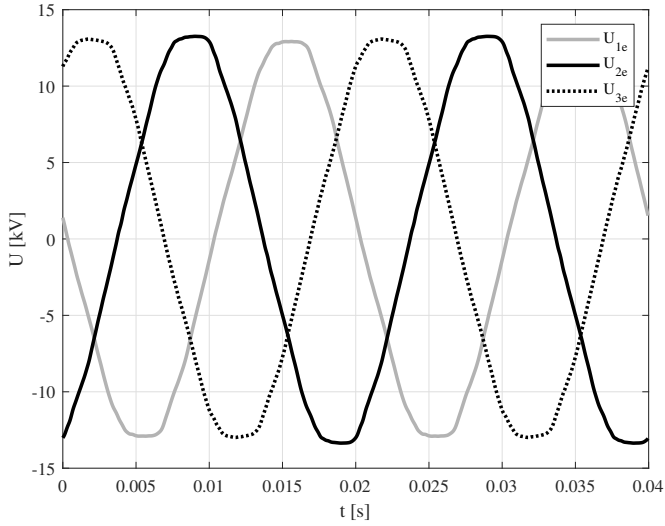
Szczególnie zwraca uwagę fakt, że wartości błędów nie są związane z konstrukcją czujnika tak ściśle jak można by tego oczekiwać. Zwłaszcza w przypadku czujników ze wzmacniaczem nieodwracającym błędy uzyskane dla średniego napięcia są niższe niż przy napięciu niskim. Ponieważ wykorzystano te same czujniki, przyczyny różnic znajdują się poza samym czujnikiem, w jego otoczeniu. Najistotniejszym dla poprawnego działania omawianego systemu pomiarowego elementem są sprzężenia pojemnościowe pomiędzy linią a czujnikiem.



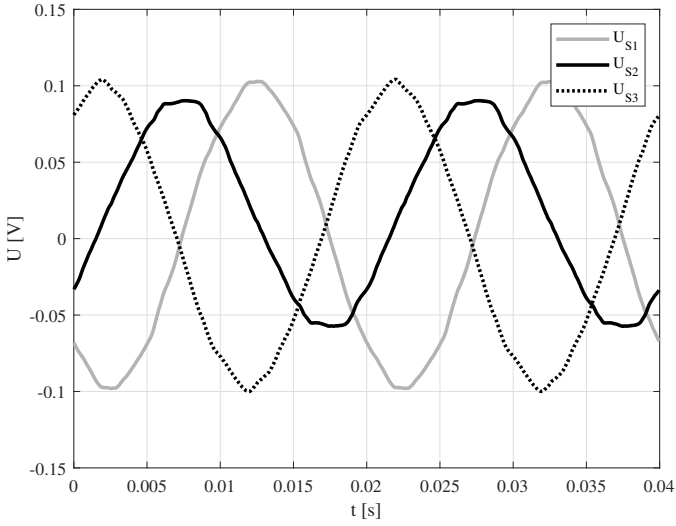

**Rys. 5.9.** Przykładowe napięcia fazowe rozdzielni badawczej podczas eksperymentu ze średnim napięciem (podobne przebiegi dla wszystkich rodzajów czujników)



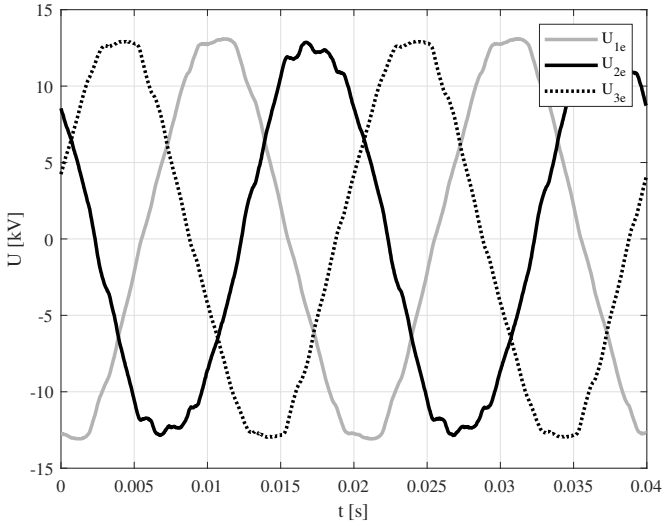

**Rys. 5.10.** Przebiegi napięć czujników ze wzmacniaczami transkonduktancyjnymi zarejestrowanych podczas eksperymentu ze średnim napięciem



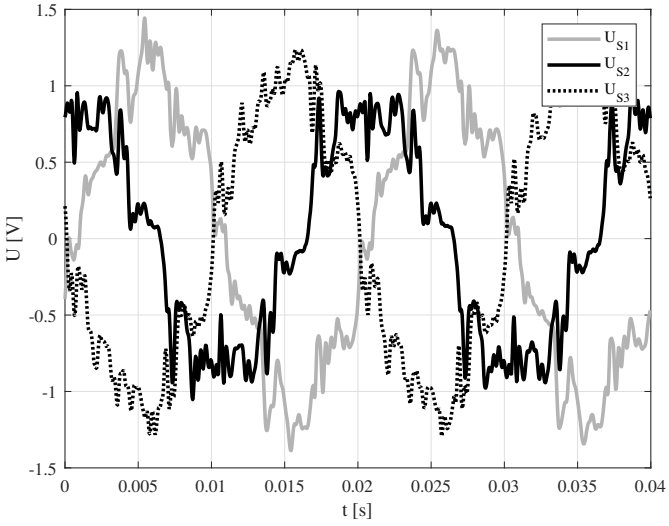

**Rys. 5.11.** Estymaty napięć rozdzielni wyznaczone na podstawie czterech napięć czujników ze wzmacniaczami transkonduktancyjnymi. Kalibracja systemu z wykorzystaniem wartości trzech próbek w jednym okresie



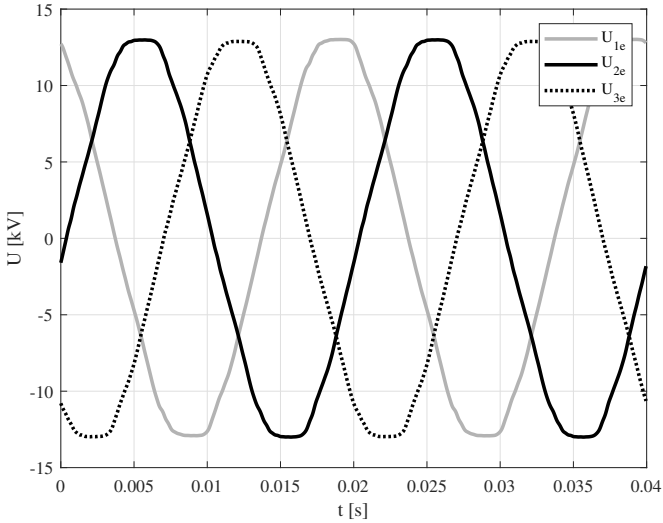

**Rys. 5.12.** Przebiegi napięć czujników ze wzmacniaczami ładunkowymi zarejestrowanych podczas eksperymentu ze średnim napięciem




**Rys. 5.13.** Estymaty napięć rozdzielni wyznaczone na podstawie trzech napięć czujników ze wzmacniaczami ładunkowymi. Kalibracja systemu z wykorzystaniem wartości trzech próbek w jednym okresie




**Rys. 5.14.** Przebiegi napięć czujników ze wzmacniaczami nieodwracającymi zarejestrowanych podczas eksperymentu ze średnim napięciem




**Rys. 5.15.** Estymaty napięć rozdzielni wyznaczone na podstawie czterech napięć czujników ze wzmacniaczami nieodwracającymi. Kalibracja systemu z wykorzystaniem wartości trzech próbek w jednym okresie

W eksperymencie przy niskim napięciu sprzężenia pojemnościowe zostały zadane przez matrycę kondensatorów, a w eksperymencie przy napięciu średnim powstały samorzutnie przez umieszczenie czujników w rozdzielni. Pierwszą różnicą jest oczywiście wartość rezystancji elementów. Jest ona pominięta w rozważaniach dotyczących kalibracji (rozdział 3). Tym samym zbyt duży udział tej rezystancji w sprzężeniu między linią a czujnikiem wpłynie na błędy odtworzenia napięć. Można oczekiwać, że sprzężenie powstałe przez umieszczenie czujników w rozdzielni cechuje się znacznie niższym udziałem rezystancji niż zbudowane przez lutowanie kondensatorów na płytce drukowanej. Ponieważ czujnik ze wzmacniaczem nieodwracającym jest bardziej czuły na udział rezystancji w sprzężeniu, jego błędy zmalały dla średniego napięcia. Oznacza to, że przynajmniej w przypadku czujników ze wzmacniaczem nieodwracającym należy zwrócić szczególną uwagę na jakość sprzężenia linia-czujnik.

Nieco inaczej wygląda sytuacja w przypadku czujników wyposażonych we wzmacniacze prądowe. Tutaj błędy pozostają na podobnym poziomie (wzmacniacz transimpedancyjny) lub znacznie rosną (wzmacniacz ładunkowy). Ponieważ te konstrukcje czujników są mniej czułe na rodzaj sprzężenia, należy oczekiwać, że przyczyna jest inna. Mogą nią być same wartości pojemności, jak również ich proporcje. Jest to widoczne w przypadku eksperymentu z niskim napięciem, gdzie wartości błędów różnią się dla tych samych czujników w zależności od sprzężeń. W przypadku prac przy średnim lub wysokim napięciu oznacza to, że samo rozmieszczenie czujników w rozdzielni może istotnie wpłynąć na jakość pomiarów.

## 5.3. Podsumowanie eksperymentów

Eksperymenty przeprowadzone na stanowisku niskiego napięcia potwierdziły możliwość kalibracji czujników przedstawionymi wcześniej metodami oraz pokazały, że możliwe jest odtworzenie napięć systemu z niewielkimi błędami. Ich przeprowadzenie pozwoliło też na zdobycie doświadczenia w pracy z systemem, co otwarło drogę do eksperymentów w rozdzielni średniego napięcia.

Eksperymenty przeprowadzone przy średnim napięciu pokazały, że system pomiarowy działa poprawnie również podczas pomiarów w systemach energetycznych średniego napięcia, uzyskując po kalibracji podobne wartości błędów. Wykazały też, że bardziej niż konstrukcja samego czujnika istotne są wartości i wzajemne zależności sprzężeń pojemnościowych między przewodami a czujnikami. Ponieważ sprzężenia te zależą od rozmieszczenia czujników, właśnie tej kwestii jest poświęcony kolejny rozdział monografii.

# 6. Optymalizacja rozmieszczenia czujników

W rozdziale rozważany jest system pomiarowy opisywany modelem z elementami dyskretnymi (wykorzystującym równania różniczkowe) z rozdziału 2. Przyjęto, że równanie modelu jest poprawnie określone, tj. liczba czujników $P$ jest równa liczbie przewodów fazowych $N$. W przypadku systemów nadokreślonych możliwe jest zastosowanie zaprezentowanego rozumowania, jednakże należy użyć innego aparatu matematycznego. Dodatkowo zakłada się, że czujniki są umieszczone dokładnie w linii poprzecznej do przewodów linii lub szynoprzewodów rozdzielni. Ponieważ analizowane są odległości między czujnikami a przewodami w przekroju poprzecznym, przemieszczenie niektórych czujników względem płaszczyzny przekroju przekreśla jeden z fundamentów przedstawionego rozumowania.

## 6.1. Zagadnienie rozmieszczenia czujników

Na pojemność między elektrodą czujnika a przewodem linii wpływ mają następujące parametry:
— średnica zastępcza przewodu,
— kształt i wymiary elektrody czujnika,
— odległość między czujnikiem a przewodem,
— przenikalność dielektryczna otoczenia.
Na mocy założeń o identycznej konstrukcji przewodów linii oraz czujników można przyjąć, że pierwsze dwa parametry mają identyczny wpływ na każdą pojemność w obwodzie. Podobnie z przenikalnością dielektryczną, zależną wyłącznie od otaczającego system pomiarowy dielektryka (zwykle powietrza lub sześciofluorku siarki). W związku z tym można przyjąć, że jedynym parametrem wpływającym na wartości pojemności jest odległość między czujnikiem a przewodem. Zależność pojemności od odległości jest w ogólnym przypadku nieliniowa. Każdorazowo jednak pojemność zależy od odwrotności odległości między elementami w sposób ciągły i monotoniczny. Pozwala to zapisać następującą uproszczoną zależność:

$$\mathbf{C} = K\mathbf{L} \tag{6.1}$$

gdzie macierz $\mathbf{C}$ jest macierzą pojemności opisaną w rozdziale 2, $K$ jest stałą liczbą rzeczywistą, a macierz odległości $\mathbf{L}$ opisuje równanie:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \frac{1}{l_{11}} & \frac{1}{l_{12}} & \cdots & \frac{1}{l_{1P}} \\ \frac{1}{l_{21}} & \ddots & \ddots & \frac{1}{l_{2P}} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{l_{N1}} & \cdots & \cdots & \frac{1}{l_{NP}} \end{bmatrix} \tag{6.2}$$

W powyższym równaniu $l_{np}$ oznacza odległość między $n$-tym przewodem fazowym a $p$-tym czujnikiem. Ze względu na mały względem wymiarów systemu rozmiar czujnika oraz sposób rozmieszczenia czujników można przyjąć, że chodzi o odległość minimalną, tj. wzdłuż prostej normalnej do przewodu i przecinającej czujnik. Należy podkreślić, że powyższe równanie jest niepoprawne względem teorii pola i nie oddaje faktycznych wartości pojemności w układzie. Nie służy ono jednak wyznaczeniu pojemności, a optymalizacji położeń czujników. Do tego celu nadaje się dobrze ze względu na ciągły i monotoniczny charakter zależności oraz łatwość wykonywania obliczeń.

### 6.1.1. Uwarunkowanie numeryczne

Kluczowym i niezmiennym elementem równania (2.52) (rozdział 2) jest macierz $\mathbf{C}$, a tym samym macierz $\mathbf{L}$ z równania (6.1). Jest to również jedyny element, na który konstruktor systemu ma wpływ. Jak wspomniano w rozdziale 2, zmiana parametrów elektrycznych pojedynczego czujnika zmieni cały wiersz macierzy $\mathbf{C}$, zatem jedynym sposobem wpłynięcia na uwarunkowanie $\mathbf{C}$ jest zmiana rozmieszczenia czujników, równoważna zmianie macierzy odległości $\mathbf{L}$. Tym samym istotnym zagadnieniem jest wybór takiego rozmieszczenia czujników w otoczeniu linii, aby zminimalizować błędy numeryczne równania (2.54). W tym celu można określić odwrotny współczynnik uwarunkowania macierzy $\mathbf{C}$, wynoszący [51]:

$$R(\mathbf{C}) = \frac{1}{|\mathbf{C}||\mathbf{C}^{-1}|} \tag{6.3}$$

gdzie normy $|\mathbf{C}|$ oraz $|\mathbf{C}^{-1}|$ są zdefiniowane jako 1-normy macierzy, czyli wartości maksymalne sum modułów elementów kolumn:

$$|\mathbf{C}| = \max_j \sum_{i=1}^{N} |C_{ij}| \tag{6.4}$$

Podstawiając wartości z równania (6.1):

$$|\mathbf{C}| = K \max_j \sum_i = 1^N |L_{ij}| = K|\mathbf{L}| \tag{6.5}$$

gdzie $L_{ij} = \frac{1}{l_{ij}}$, $R(\mathbf{C})$ można zapisać jako:

$$R(\mathbf{C}) = \frac{1}{K|\mathbf{L}|K^{-1}|\mathbf{L}^{-1}|} = \frac{1}{|\mathbf{L}||\mathbf{L}^{-1}|} = R(\mathbf{L}) \tag{6.6}$$

co oznacza, że współczynnik uwarunkowania macierzy $\mathbf{L}$ jest identyczny ze współczynnikiem uwarunkowania macierzy $\mathbf{C}$, a zatem może być użyty w optymalizacji zamiast niego.

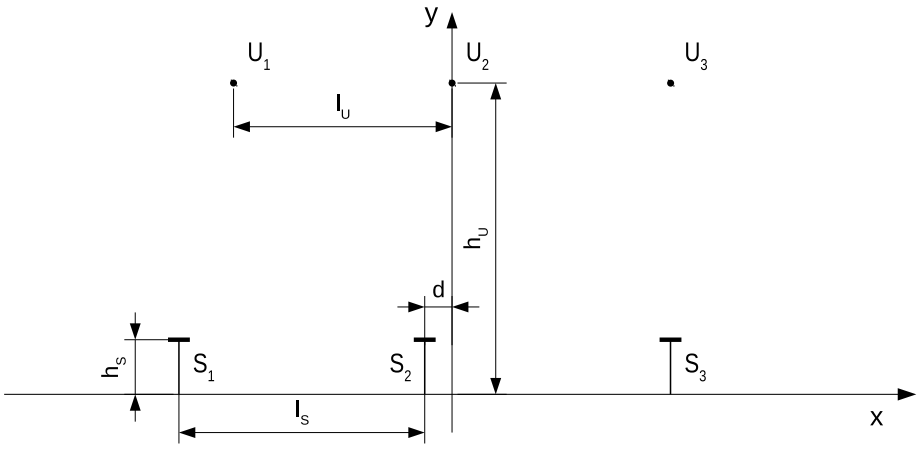
Współczynnik uwarunkowania $R(\mathbf{L})$ osiąga wartość 1 w sytuacji, kiedy macierz nie wprowadza dodatkowych błędów numerycznych do równania oraz 0 dla macierzy osobliwych. Za optymalne rozmieszczenie czujników w dalszej części tekstu będzie uznawane rozmieszczenie maksymalizujące współczynnik $R(\mathbf{L})$.

## 6.2. Numeryczne wyznaczenie współczynnika uwarunkowania

Przed przeprowadzeniem optymalizacji numerycznych postanowiono wyznaczyć wartości współczynnika $R(\mathbf{L})$ dla ustalonych, prostych układów linia–czujniki. Uzyskane wyniki posłużą później do doboru i weryfikacji działania algorytmów optymalizacji.

### 6.2.1. Linia w układzie płaskim, jednotorowa

Pierwszym rozważanym przypadkiem jest jednotorowa linia w układzie płaskim. Rysunek 6.1 przedstawia rozważany układ wraz z parametrami.




**Rys. 6.1.** Rozmieszczenie przewodów linii i czujników w rozważanym przykładzie, wraz z istotnymi odległościami. $U_1$, $U_2$, $U_3$ - przewody linii; $S_1$, $S_2$, $S_3$ - czujniki potencjału pola elektrycznego

Założono, że linia jest jednotorowa, trójprzewodowa. Przewody linii znajdują sie na wysokości $h_U$ nad podłożem i w odległości $l_U$ od siebie. Jako punkt zerowy układu współrzędnych przyjęto punkt na podłożu poniżej środkowego przewodu linii. System pomiarowy składa się z trzech czujników (wobec ograniczenia $N = P$), rozmieszczonych w równych odstępach $l_S$ od siebie i na wysokości $h_S$ nad podłożem. Cały zespół czujników może być przesuwany względem środka układu o odległość $d$.

Macierz $\mathbf{L}$ przyjmuje postać:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{\Delta_h^2+(d)^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h^2+(l_U-d)^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h^2+(2l_U-d)^2}} \\ \frac{1}{\sqrt{\Delta_h^2+(l_U-d)^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h^2+(d)^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h^2+(l_U-d)^2}} \\ \frac{1}{\sqrt{\Delta_h^2+(2l_U-d)^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h^2+(l_U-d)^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h^2+(d)^2}} \end{bmatrix} \tag{6.7}$$

gdzie:

$$\Delta_h = h_U - h_S \tag{6.8}$$

Dla uzyskania bardziej uniwersalnej interpretacji wszystkie wymiary zostały unormowane względem $h_U$:

$$h'_U = 1 \tag{6.9}$$

$$l'_U = \frac{l_U}{h_U} \tag{6.10}$$

$$h'_S = \frac{h_S}{h_U} \tag{6.11}$$

$$l'_S = \frac{l_S}{h_U} \tag{6.12}$$

$$d' = \frac{d}{h_U} \tag{6.13}$$

$$\Delta'_h = 1 - h'_S \tag{6.14}$$

Po normalizacji wymiarów macierz $\mathbf{L}$ ma postać:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{\Delta_h'^2+(d')^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h'^2+(l'_U-d')^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h'^2+(2l'_U-d')^2}} \\ \frac{1}{\sqrt{\Delta_h'^2+(l'_U-d')^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h'^2+(d')^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h'^2+(l'_U-d')^2}} \\ \frac{1}{\sqrt{\Delta_h'^2+(2l'_U-d')^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h'^2+(l'_U-d')^2}} & \frac{1}{\sqrt{\Delta_h'^2+(d')^2}} \end{bmatrix} \tag{6.15}$$

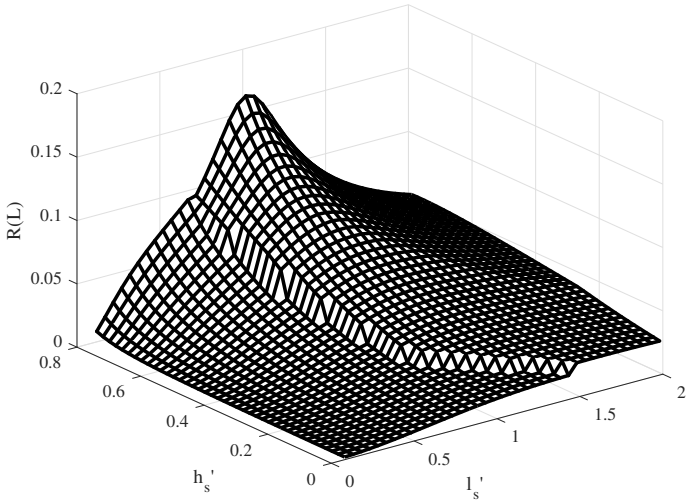
**Wpływ odległości między czujnikami i wysokości ich umieszczenia**

Pierwsze badanie polegało na wyznaczeniu zależności współczynnika $R(\mathbf{L})$ od wartości $h'_S$ oraz $l'_S$, zmienianych odpowiednio w zakresie 0,01 do 0,8 dla $h'_S$ i 0,1 do 2 dla $l'_S$. Uzyskane wyniki przedstawia rysunek 6.2.

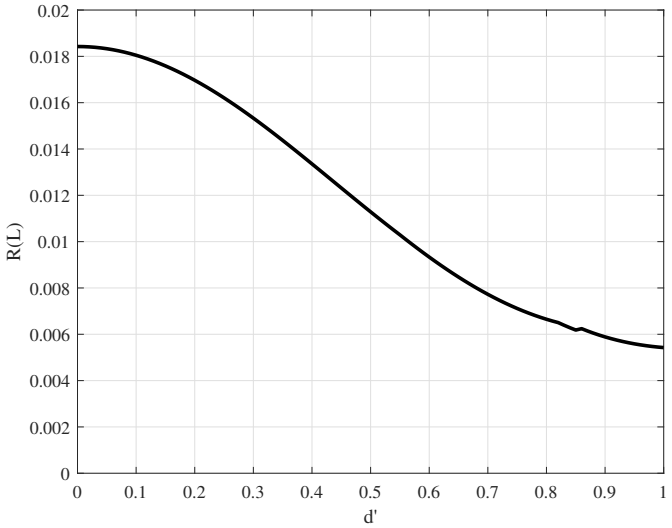
Widoczny na rysunku uskok wynika z właściwości współczynnika uwarunkowania, będącego wartością zdefiniowaną przez maksimum. Sprawia on, że dla małych wysokości ($h'_S < 0,2$) korzystne jest, według opisywanej metryki, rozmieszczenie czujników nieco szerzej niż rozstaw przewodów.

**Wpływ przesunięcia zespołu czujników**

Kolejne badanie polegało na określeniu wpływu przesuwania całego zespołu czujników względem osi linii na współczynnik uwarunkowania. W tym celu ustalono wartość $l'_S = 1,1$ oraz $h'_S = 0,1$ i zmieniano wartość $d'$ w zakresie od 0 (brak przesunięcia) do 1 (przesunięcie o wysokość przewodów nad podłożem). Uzyskane wyniki przedstawiono na rysunku 6.3. Wyniki te pokazują, że najkorzystniejsze jest umieszczenie zespołu czujników symetrycznie względem osi linii, jednak niewielkie przesunięcia nie powodują znacznych zmian współczynnika uwarunkowania. Oznacza to, że nie jest konieczne dokładne mierzenie odległości podczas umieszczania całego zespołu czujników względem linii, co można wykorzystać, np. przygotowując cały zespół połączony mechanicznie i umieszczając go pod linią w jednym kroku lub umieszczając czujniki na rozwijanej taśmie w określonych pozycjach.




**Rys. 6.2.** Zależność $R(\mathbf{L})$ od wartości $h'_S$ oraz $l'_S$

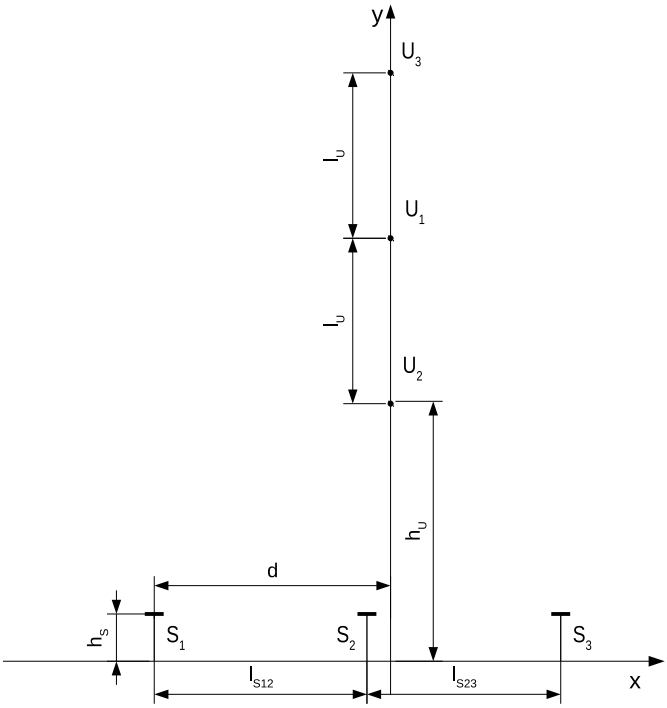



**Rys. 6.3.** Zależność $R(\mathbf{L})$ od poziomego przesunięcia zespołu czujników

### 6.2.2. Linia w układzie pionowym, jednotorowa

Układ pionowy jest często stosowany w przypadku linii jednotorowych dla ograniczenia powierzchni terenu zajmowanego przez linię. Niestety, dla pomiarów pola elektrycznego jest to najmniej korzystny układ. Rysunek 6.4 przedstawia układ pionowy linii wraz z parametrami.

Pozostawiono te same oznaczenia odległości, jednak mają one nieco inne znaczenie. Wysokość $h_U$ jest wysokością nad podłożem najniżej położonego przewodnika linii. Wielkość $l_U$, tak samo jak dla linii w układzie płaskim, oznacza odległość między przewodnikami. Ponieważ odległości między poszczególnymi czujnikami mogą w tym układzie być nierówne, wprowadzono podział na $l_{S12}$ i $l_{S23}$. Podobnie jak dla układu płaskiego zastosowano normalizację odległości do $h_U$, co pozwala traktować wyniki jako bardziej uniwersalne, z zastrzeżeniem zastosowania w każdym przypadku średnicy zastępczej o wartości 10 cm.



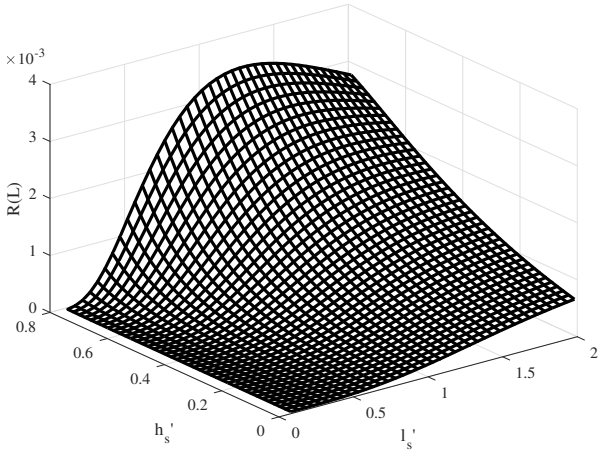

**Rys. 6.4.** Rozmieszczenie przewodów linii i czujników w rozważanym przykładzie, wraz z istotnymi odległościami. $U_1$, $U_2$, $U_3$ - przewody linii; $S_1$, $S_2$, $S_3$ - czujniki potencjału pola elektrycznego

Należy zauważyć, że dla czujnika położonego bezpośrednio pod linią przewodnik położony najniżej znajduje się między czujnikiem a pozostałymi przewodnikami. Teoretycznie należałoby to rozważyć jako przypadek szczególny, gdyż występuje ekranowanie jednego przewodnika przez drugi. Z faktycznym ekranowaniem można jednak mieć do czynienia,

gdy powierzchnia przewodnika w rzucie jest porównywalna z odległością między elementami. Oznacza to, że rozważanie tego przypadku jako szczególnego przypadku ekranowania miałoby sens wyłącznie dla czujników położonych bardzo blisko przewodnika. Ponieważ z przyczyn bezpieczeństwa czujnik musi być zawsze umieszczony w odległości od przewodnika znacznie przewyższającej rozmiar ich rzutów, taka sytuacja w praktyce nie występuje dla linii wysokich napięć. W przypadku rozdzielni wnętrzowych i linii średnich napięć z umieszczonymi blisko czujnikami wpływ wzajemnego ekranowania przewodów będzie większy. Jest to jednak wpływ pozytywny, gdyż poszukiwane jest ułożenie czujników, które maksymalizuje sprzężenie pojemnościowe z jednym przewodem i jednocześnie minimalizuje sprzężenia z pozostałymi. Omawiany przypadek wzajemnego ekranowania przewodów jest właśnie takim przypadkiem.

**Wpływ odległości między czujnikami i wysokości nad podłożem**

Pierwsze badanie polegało na założeniu równych odległości między czujnikami, czyli $l_{S12} = l_{S23}$, i wyznaczeniu zależności $R(\mathbf{L})$ od tej odległości oraz unormowanej wysokości $h'_S$. Wartość unormowanej odległości między czujnikami zmieniano w zakresie 0,1 do 2, a wartość unormowanej wysokości nad podłożem — w zakresie od 0,01 do 0,8. Przyjęto wartość $d = 0$, czyli czujnik $S_1$ znajdował się bezpośrednio pod linią, a pozostałe czujniki na prawo od niego (wg rysunku 6.4). Uzyskane wyniki przedstawia rysunek 6.5.

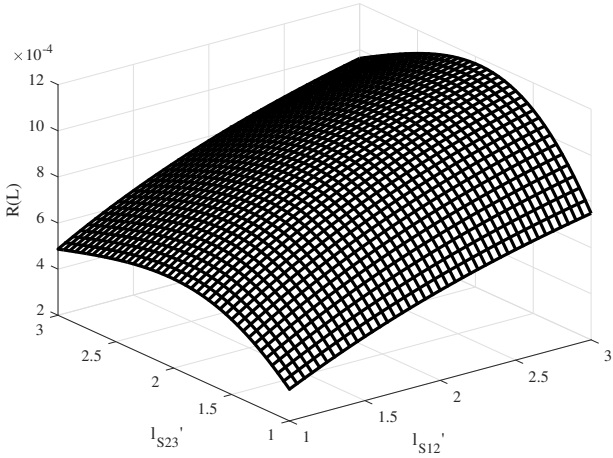



**Rys. 6.5.** Zależność $R(\mathbf{L})$ od odstępu między czujnikami oraz wysokości umieszczenia czujników nad podłożem

Dla niewielkich wysokości umieszczenia czujników nad podłożem wartość współczynnika uwarunkowania rośnie monotonicznie ze wzrostem odległości między czujnikami. Inaczej jest w przypadku umieszczania czujników wysoko. W takiej sytuacji istnieje maksimum dla $l_{S12} = l_{S23} \approx 1,3 l_U$. W razie umieszczenia czujników zbyt blisko siebie nawet znaczne zbliżenie ich do dolnego przewodu linii nie pozwoli na uzyskanie dobrego uwarunkowania numerycznego.

Drugie badanie służyło określeniu wpływu różnicy odstępów między czujnikami na współczynnik uwarunkowania. W tym przypadku przyjęto $h'_S = 0,2$ i zmieniano $l'_{S12}$ oraz $l'_{S23}$ w zakresie od 1 do 3. Wyniki przedstawia rysunek 6.6.

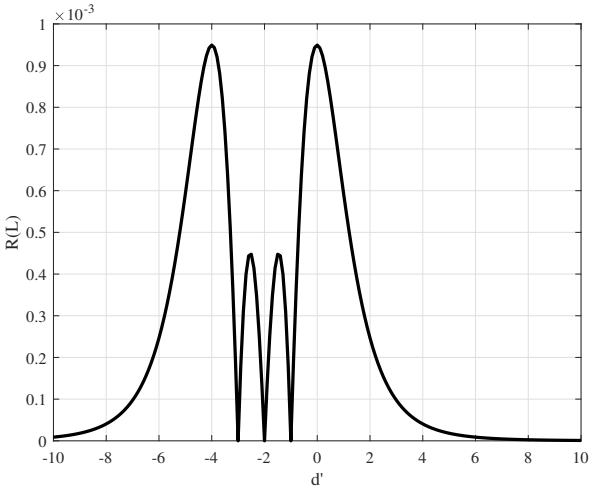
Można zauważyć, że o ile zależność współczynnika uwarunkowania od odległości $l'_{S12}$ jest monotoniczna, to w tym przypadku występuje maksimum dla $l'_{S23} \approx 2$. Ponieważ to badanie zostało przeprowadzone dla stosunkowo dużej wysokośći $h'_S$, postanowiono powtórzyć je dla $h'_S = 0,05$. W tym przypadku uzyskano podobną zależność przy niższych wartościach współczynnika $R(\mathbf{L})$.




**Rys. 6.6.** Zależność $R(\mathbf{L})$ od odległości między poszczególnymi czujnikami

**Wpływ przesunięcia zespołu czujników**

Ostatnie badanie symulacyjne dla linii w układzie pionowym polegało na określeniu zależności współczynnika uwarunkowania od przesunięcia zespołu czujników względem osi linii. Przyjęto wartości $h'_S = 0,2$, $l'_{S12} = 2,5$ oraz $l'_{S23} = 2$ i zmieniano $d'$ w zakresie od $-10$ do $10$. Uwzględniono dodatkowo ujemną część zakresu ze względu na asymetryczne położenie zespołu czujników względem osi linii przy $d = 0$. Duży zakres wynika z generalnie większych wartości odstępów, przy których osiągane są duże wartości $R(\mathbf{L})$ dla pionowego układu linii. Wyniki przedstawia rysunek 6.7. Zwracają uwagę zerowe wartości współczynnika uwarunkowania dla przesunięć $-1$, $-2$ oraz $-3$, a także symetria całego wykresu względem przesunięcia $-2$. Zerowe wartości $R(\mathbf{L})$ występują w sytuacji, gdy dwa czujniki rozmieszczone są symetrycznie względem osi linii. Jest to zrozumiałe, gdyż tak umieszczone czujniki będą dostarczały identyczne sygnały. Rozmieszczenie takie można ewentualnie wykorzystać dodając czujnik pomocniczy używany przy pozycjonowaniu systemu oraz detekcji ruchów poziomych przewodów linii napowietrznych. Symetria wykresu wynika z równych odległości $l'_{S12}$ oraz $l'_{S23}$. W dodatkowym badaniu stwierdzono, że nie występuje ona, gdy czujniki są umieszczone w różnych odległościach.




**Rys. 6.7.** Zależność $R(\mathbf{L})$ od przesunięcia zespołu czujników względem osi linii w układzie pionowym

## 6.3. Wyznaczenie optymalnego położenia czujników

Numeryczne wyznaczenie współczynnika uwarunkowania w zależności od wybranych parametrów, pokazane w poprzednich rozdziałach, pozwala zorientować się we właściwościach układu oraz przewidzieć rozmieszczenie czujników w niektórych przypadkach. Taki sposób działania ma jednak wadę związaną z ograniczoną możliwością prezentacji wyników, wymuszającą za każdym razem ustalenie wielu parametrów współrzędnych czujników pola.

Chcąc pozbyć się tych ograniczeń, można przeprowadzić numeryczną optymalizację położenia czujników pola. W takim przypadku optymalizowane są współrzędne wszystkich czujników dla wybranych położeń przewodów. Rolę funkcji celu pełni współczynnik uwarunkowania $R(\mathbf{L})$. Rozwiązaniem jest pojedynczy zestaw współrzędnych, stanowiący rozwiązanie problemu optymalizacji dla wybranych ograniczeń i metody.

### 6.3.1. Ograniczenia

W rozważanym przypadku konieczne jest zastosowanie ograniczeń, dzięki czemu wyznaczone położenia czujników nie będą niemożliwe do realizacji z powodów fizycznych lub z przyczyn bezpieczeństwa. Z tej przyczyny każdorazowo przyjęto następujący zestaw ograniczeń:

1) Minimalna odległość między czujnikiem a przewodem. Ograniczenie to przyjęto ze względów bezpieczeństwa. Ograniczenie jest opisane nierównością postaci $\sqrt{(y_n - y)^2 + (x_n - x)^2} > r_{min}$, gdzie $x_n$ oraz $y_n$ są współrzędnymi przewodu linii w rzucie prostopadłym, $x$ i $y$ — współrzędnymi czujnika, a $r_{min}$ minimalną odległością czujnika od przewodu. Nierówność musi być spełniona dla każdej pary czujnik-przewód,

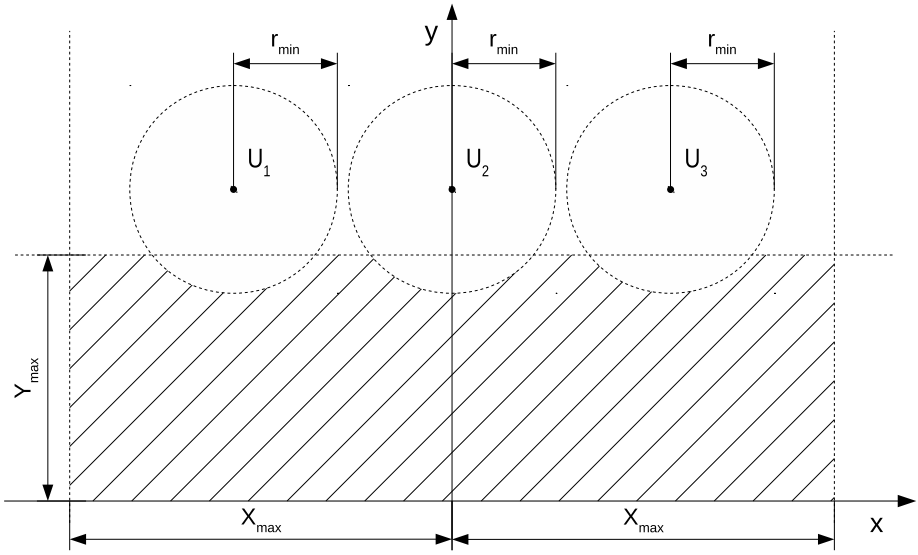
czyli żaden czujnik nie może się znajdować bliżej niż $r_{min}$ od któregokolwiek przewodu linii. Wartość $r_{min}$ zależy od maksymalnego napięcia linii oraz od konstrukcji czujników (obecność ostrych krawędzi) i powinna zostać wyznaczona indywidualnie dla każdego przypadku. Dla uproszczenia podczas dalszych eksperymentów przyjęto wartość 4 metry.

2) Położenie $y$ (wysokość) czujników powyżej 0. To oczywiste ograniczenie, uniemożliwiające algorytmowi optymalizacji umieszczenie czujnika poniżej poziomu podłoża. Ograniczenie ma postać nierówności $y > 0$. Przyjęto tutaj dodatkowe założenie o tym, że grunt w miejscu pomiaru jest płaski i nie jest nachylony względem osi poprzecznej linii. Spełnienie tego założenia w praktyce wiąże się z poprawnym wyborem miejsca instalacji systemu. Ponieważ rozkład pola elektrycznego silnie zależy od kształtu podłoża, analiza dla nierównego gruntu jest co prawda możliwa ale znacznie bardziej złożona obliczeniowo. Pewnym rozwiązaniem w takim przypadku byłoby wyznaczenie rozkładu pola metodą elementów skończonych i na jego podstawie określenie potencjałów elektrod czujników. Należy jednak pamiętać, że chcąc uwzględnić wpływ czujników na rozkład pola, taką symulację należałoby powtarzać w każdym kroku optymalizacji.
3) Położenie $y$ (wysokość) czujników poniżej $Y_{max}$. To ograniczenie wynika z przyczyn technicznych. Nie zawsze istnieje możliwość umieszczenia czujnika na dowolnej wysokości nad gruntem, a niekiedy czujniki muszą być umieszczone niemal przy ziemi. Ograniczenie to ma postać nierówności $y < Y_{max}$. W szczególnym przypadku, gdy występuje techniczny przymus umieszczenia czujników na pewnej wysokości, możliwe jest ustalenie wartości $y$ i zaniechanie jej optymalizacji.
4) Położenie $x$ (odległość od osi badanej linii elektroenergetycznej) poniżej $X_{max}$ co do wartości bezwzględnej. To ograniczenie ma charakter wyłącznie logistyczny i wynika z występującego zazwyczaj dostępnego miejsca pod linią oraz praw własności działek w otoczeniu linii i tym samym ograniczeń dostępu. Ograniczenie ma postać nierówności $|x| < X_{max}$. W szczególnych przypadkach, w zależności od położenia systemu w terenie, może zajść konieczność rozbicia ograniczenia na dwa równania: $x > X_{min}$ i $x < X_{max}$, przy czym $X_{min} \neq -X_{max}$. Pomimo nietechnicznego charakteru to ograniczenie zawsze występuje i może stanowić problem przy projektowaniu systemu pomiarowego. Z tego względu będzie poddane analizie w dalszych punktach; szczególnie interesujące może być optymalne rozmieszczenie czujników przy braku tego rodzaju ograniczenia.

Rysunek 6.8 ilustruje przyjęte ograniczenia.

### 6.3.2. Parametry optymalizacji

Dla umożliwienia porównania otrzymanych wyników należy ustalić jednakowe parametry optymalizacji dla wszystkich badanych przypadków. Parametry te powinny pozwalać na uzyskanie wiarygodnych rozwiązań przede wszystkim w przypadkach w których optymalizacja numeryczna jest najtrudniejsza do przeprowadzenia. Do obliczeń wykorzystano pakiet Matlab. W celu wybrania algorytmu optymalizacji i doboru jego parametrów skorzystano z wyników obliczeń prezentowanych w poprzednich rozdziałach. Dobierając algorytm i jego parametry dążono do tego, aby dla płaskiego układu linii dostarczał on w powtarzalny sposób wyników pokrywających się z wyznaczonymi wcześniej wartościami maksymalnymi dla danych ograniczeń.




**Rys. 6.8.** Ilustracja znaczenia poszczególnych ograniczeń optymalizacji położenia czujników. Czujniki mogą znajdować się wyłącznie w zakreskowanym obszarze

Ostatecznie wybrano algorytm punktu wewnętrznego (*interior–point*) [52], będący jednym z oferowanych przez funkcję realizującą programowanie nieliniowe `fmincon`. Następujące parametry algorytmu zostały zmienione względem wartości domyślnych:

— maksymalna liczba iteracji (`MaxIter`) 50000,
— maksymalna liczba obliczenia funkcji celu (`MaxFunEvals`) 50000,
— tolerancja kroku (`StepTolerance`) $10^{-12}$,
— tolerancja pogwałcenia ograniczeń (`ConstraintTolerance`) $10^{-12}$.

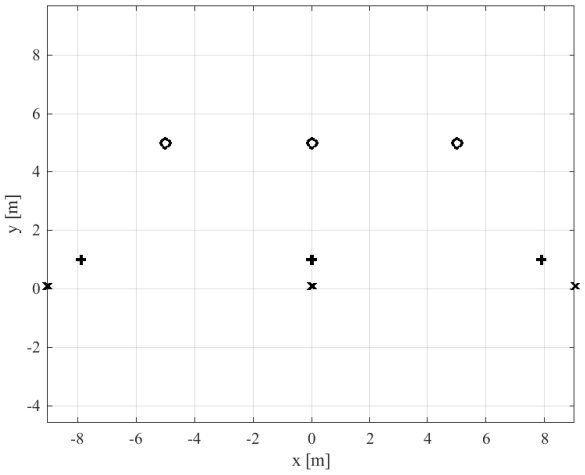
Ostatnie dwa parametry (tolerancje) wynikają z bardzo niewielkich pochodnych funkcji celu w otoczeniu minimum. Dodatkowo, ze względu na nieliniowość równań, można oczekiwać, że funkcja celu ma wiele minimów lokalnych. Ponieważ wybrany algorytm jest deterministyczny, konieczne było uodpornienie procedury na zatrzymanie w minimum lokalnym. Zdecydowano się na wielokrotne powtarzanie optymalizacji z losowo wybieranych punktów startowych. W każdym eksperymencie optymalizację przeprowadzono 5000 razy, punkt startowy losując z zachowaniem ograniczeń obszaru optymalizacji. Uzyskane w ramach tych powtórzeń wyniki różniły się od siebie zarówno wyznaczonymi położeniami czujników, jak i wartościami $R(\mathbf{L})$, co potwierdza oczekiwane właściwości funkcji celu. Ostatecznym wynikiem każdego eksperymentu był wynik optymalizacji o najwyższej spośród wymienionych 5000 prób wartości $R(\mathbf{L})$. Do ilustracji wybierano 5% najlepszych wyników, tj. o najwyższych wartościach $R(\mathbf{L})$. Przyczyną takiego wyboru była chęć zaprezentowania rozrzutu wyników na wykresach przy jednoczesnym odrzuceniu wartości bezużytecznych i uniknięciu niejasności ilustracji.

## 6.4. Przykłady wyznaczania optymalnego położenia czujników

### 6.4.1. Linia w układzie płaskim, jednotorowa

Przyjęto następujące parametry linii: odstęp między przewodami 5 metrów, wysokość nad podłożem 5 metrów. W odróżnieniu od pozostałych przypadków nie są to wartości wynikające z parametrów jakiejkolwiek standardowej konstrukcji wsporczej. Zamiast tego wybrano odległości zbliżone do układu szynoprzewodów w rozdzielniach wysokich napięć, gdzie układ płaski jest często spotykany.

Pierwszą optymalizację przeprowadzono dla ograniczonej wysokości $Y_{max}$ położenia czujników nad podłożem. Wyniki przedstawiono na rysunku 6.9. Potwierdzają one wyniki przedstawione wcześniej w rozdziale 6.2.1, gdzie odległość między czujnikami jest nieco większa od odstępów między przewodami linii i dodatkowo zwiększa się ona wraz z obniżaniem wysokości umieszczenia czujników.

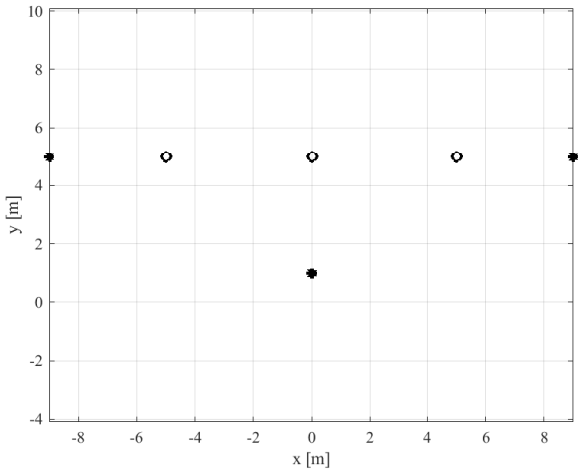



**Rys. 6.9.** Rozmieszczenie czujników wyznaczone dla ograniczenia wysokości 0.1 m (kolor czarny) oraz 1 m (kolor szary). Czarne okręgi oznaczają położenie przewodów linii

Trzecim analizowanym przypadkiem była sytuacja, w której nie występuje ograniczenie na wysokość umieszczenia czujników, a jedynie na odległość od przewodów. Jak wspomniano wcześniej, minimalna dopuszczalna odległość $r_{min}$ wynosiła 4 m. Uzyskano dwa rozwiązania symetryczne względem układu linii. Są one przedstawione na rysunkach 6.10 oraz 6.11.

Można zauważyć, że algorytm dąży do takiego umieszczenia czujników, gdzie każdy czujnik znajduje się jak najbliżej jednego z przewodów (czyli w odległości wynikającej z ograniczenia) i jednocześnie jak najdalej od pozostałych dwóch przewodów. Ze względu

na sposób umieszczenia czujników wokół linii to rozmieszczenie jest niepraktyczne w przypadku linii wysokich napięć. Może ono jednak okazać się korzystne w przypadku instalowania czujników w otoczeniu szynoprzewodów rozdzielni wnętrzowych, gdzie istnieje możliwość zamocowania czujnika na ścianie lub obudowie na wysokości, na której znajdują się przewody.



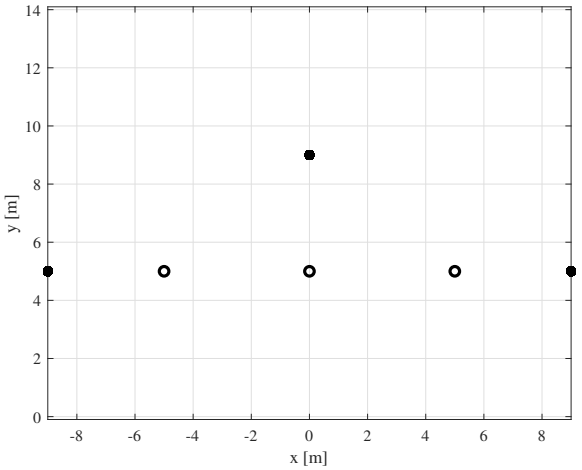

**Rys. 6.10.** Pierwszy wariant rozmieszczenia czujników wyznaczonego bez ograniczenia wysokości. Znakami • oznaczono czujniki. Czarne okręgi oznaczają położenie przewodów linii

Wartości $R(\mathbf{L})$ odpowiadające poszczególnym rozwiązaniom są następujące:
— dla $Y_{max} = 0.1$ m, $R(\mathbf{L}) = 0,032$,
— dla $Y_{max} = 1$ m, $R(\mathbf{L}) = 0,0419$,
— bez ograniczenia $Y_{max}$, $R(\mathbf{L}) = 0,0535$.
Można zauważyć, jak bardzo uzyskane wartości odbiegają od maksymalnej możliwej $R(\mathbf{L})$, wynoszącej 1. Oznacza to, że nawet dla optymalnego pod względem rozmieszczenia układu linii zagadnienie jest niezbyt dobrze uwarunkowane numerycznie. To z kolei wymusza dużą dokładność pomiarów napięć przy identyfikacji systemu.

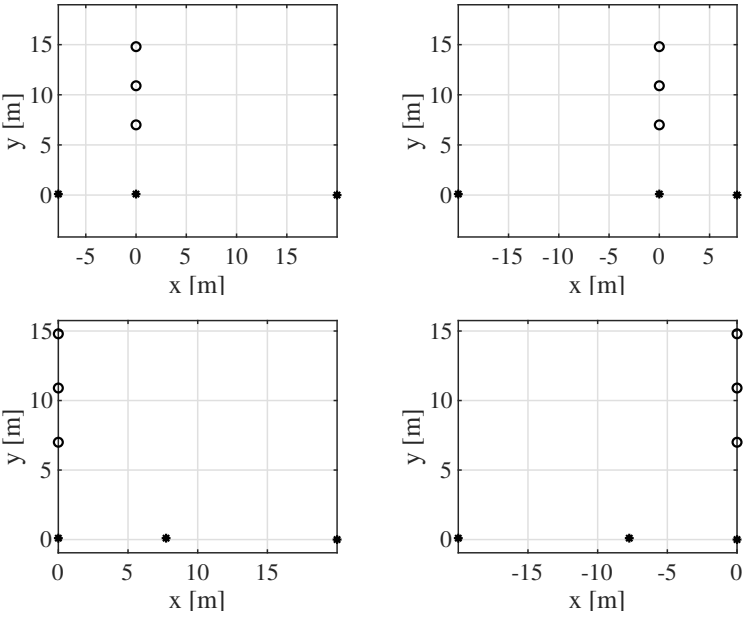
### 6.4.2. Linia w układzie pionowym, jednotorowa

Dla linii w układzie pionowym przyjęto układ przewodów wzorowany na geometrii słupa przelotowego projektu Gastel/Energoprojekt-Poznań, typu PL1 serii EPW [53].

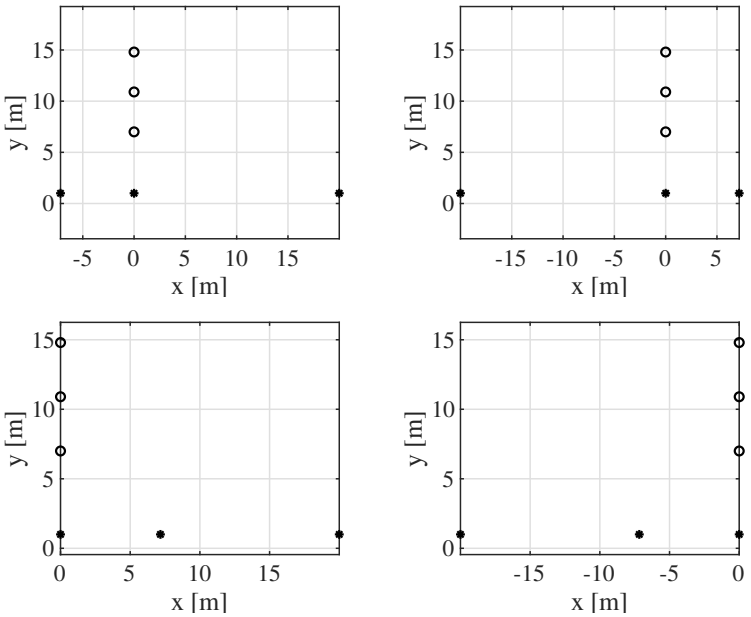
Pierwszy eksperyment przeprowadzono z podobnymi ograniczeniami jak dla linii w układzie płaskim, tj. dla wysokości maksymalnych 0,1 oraz 1 metr nad podłożem. Przyjęto też ograniczenie odległości od osi linii wynoszące 20 metrów w każdą stronę. Dla takich ograniczeń uzyskano kilka równorzędnych rozwiązań. Poszczególne rozwiązania zestawiono na rysunkach 6.12 oraz 6.13. Rysunek 6.14 prezentuje zestawienie wszystkich rozwiązań dla obu wysokości.



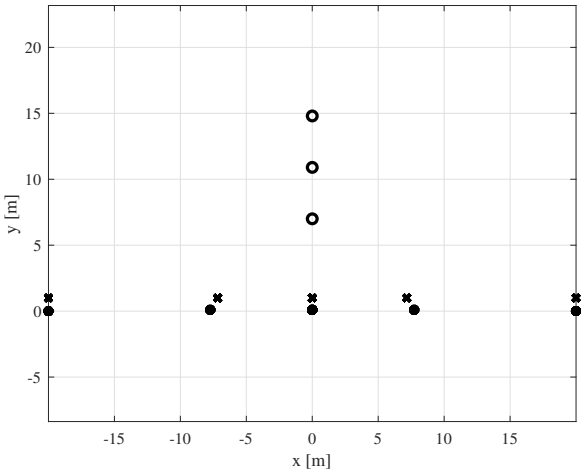

**Rys. 6.11.** Drugi wariant rozmieszczenia czujników wyznaczonego bez ograniczenia wysokości. Znakami • oznaczono czujniki. Czarne okręgi oznaczają położenie przewodów linii. Ten wariant pokazuje symetrię rozwiązania względem prezentowanego na rysunku 6.10




**Rys. 6.12.** Optymalne położenia czujników dla pionowego układu linii i ograniczenia wysokości do 0,1 m nad podłożem. Czujniki oznaczone znakami •, przewody linii okręgami




**Rys. 6.13.** Optymalne położenia czujników dla pionowego układu linii i ograniczenia wysokości do 1 m nad podłożem. Czujniki oznaczone znakami •, przewody linii okręgami




**Rys. 6.14.** Zestawienie wszystkich możliwych położeń czujników pola dla ograniczeń wysokości 0,1 m (znaki •) oraz 1 m (znaki x) nad podłożem. Przewody linii oznaczono okręgami

Uzyskane wartości $R(\mathbf{L})$ są znacznie niższe niż dla linii w układzie płaskim; dla wysokości 10 cm nad podłożem uzyskano 0,00082 (wobec 0,032 dla układu płaskiego). Dla wysokości 1 m uzyskano 0,0011, wobec 0,042 dla układu płaskiego. Można też zaobserwować, że skrajnie umieszczony czujnik zawsze znajduje się na granicy obszaru wytyczonego przez ograniczenie odległości od osi linii. W takiej sytuacji interesujące jest przeprowadzenie optymalizacji bez ograniczenia na tę odległość. Podobnie jak poprzednia daje ona po 4 symetryczne rozwiązania dla każdej wysokości, ograniczono się jednak do zestawienia wszystkich możliwych położeń czujników. Jest ono przedstawione na rysunku 6.15.

Można zauważyć, że optymalne rozmieszczenie czujników przy braku ograniczenia odległości wymaga dużego odstępu od osi linii, sięgającego w przybliżeniu 10-krotnej wysokości najwyższego przewodu nad podłożem. W rzeczywistych warunkach pojemność między linią a czujnikiem umieszczonym tak daleko będzie znikoma, co wpłynie negatywnie na czułość układu. Dodatkowo niemal niemożliwe jest znalezienie takiej ilości miejsca w obszarze pozbawionym zakłóceń od obcych pól elektrycznych i w otoczeniu linii w układzie pionowym, przewidzianym do oszczędzania terenu zajętego przez linię. Uzyskane wartości $R(\mathbf{L})$ zestawiono w tabeli 6.1. Przy braku ograniczenia odległości wzrost $R(\mathbf{L})$ wynosi około 30%. W połączeniu z dużą odległością czyni to rozwiązanie z brakiem ograniczenia nieopłacalnym dla poprawy jakości pomiarów.

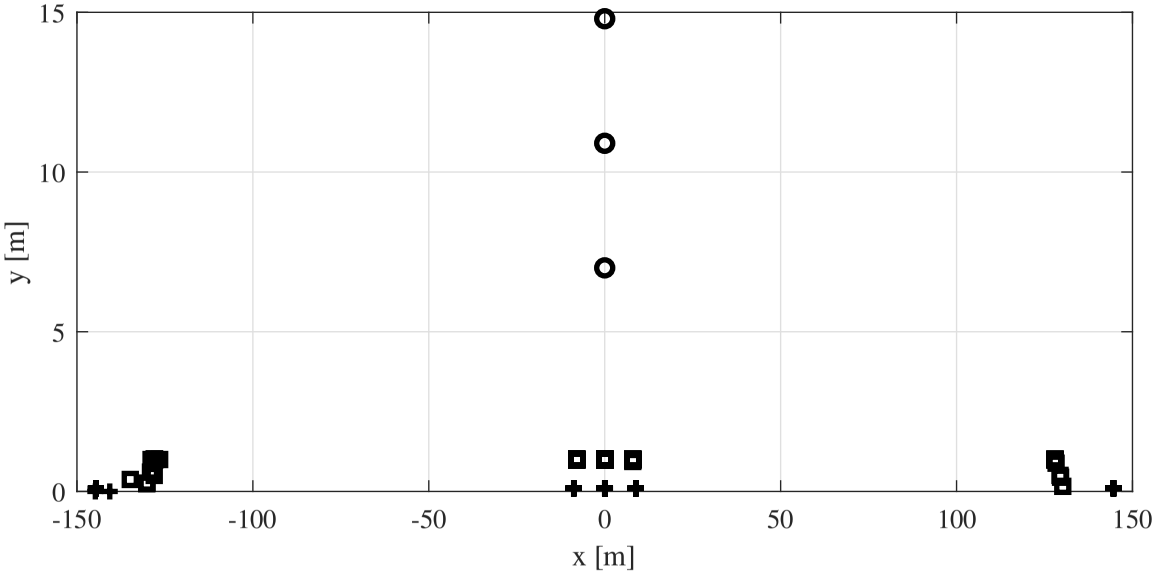
**Tabela 6.1**

Zestawienie maksymalnych wartości $R(\mathbf{L})$ dla różnych ograniczeń pionowych i poziomych położenia czujników dla linii w układzie pionowym

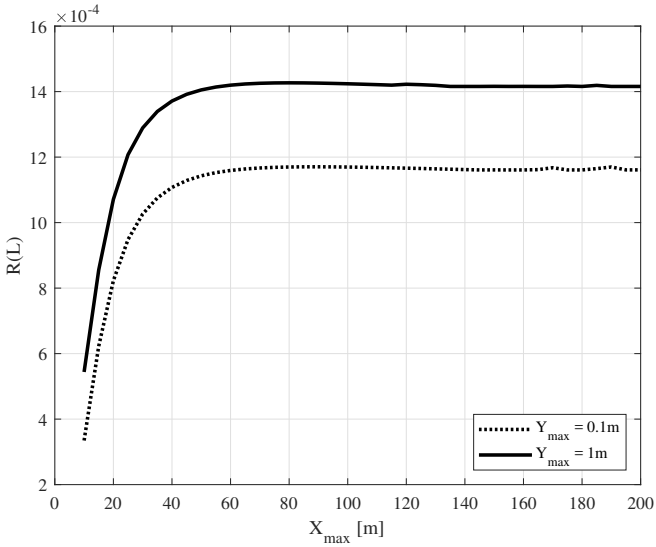
| Ograniczenie odległości [m] | Ograniczenie wysokości [m] | Maksymalny $R(\mathbf{L})$ |
|---|---|---|
| 20 | 0,1 | 0,00082 |
| brak | 0,1 | 0,0012 |
| 20 | 1,0 | 0,0011 |
| brak | 1,0 | 0,0014 |

Wobec powyższego postanowiono zbadać zależność wartości $R(\mathbf{L})$ dla różnych wartości ograniczenia odległości od osi linii. Uzyskane wyniki przedstawia rysunek 6.16. Można zauważyć, że dla odległości powyżej 25 metrów, czyli 5/3 wysokości najwyższego przewodnika linii, zmiany $R(\mathbf{L})$ są praktycznie pomijalne. Tym samym rozmieszczenie czujników w większej odległości nie ma uzasadnienia.

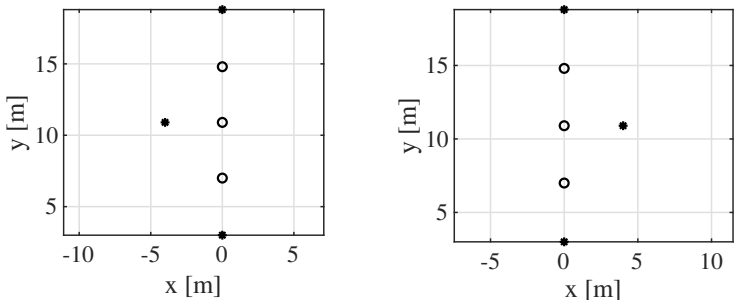
Poza optymalizacją z ograniczeniem wysokości przeprowadzono również optymalizację z ograniczeniem jedynie odległości od przewodów. Wynikiem są dwa symetryczne ułożenia czujników, zestawione na rysunku 6.17. Takie rozmieszczenia dają wartość $R(\mathbf{L})$ na poziomie 0,022. Rozwiązanie takie wydaje się jeszcze mniej praktyczne niż wyznaczone wcześniej rozwiązanie z odstępem 150 m. Układ pionowy jest jednak niekiedy spotykany jako układ szynoprzewodów rozdzielni wnętrzowych. W takiej sytuacji rozmieszczenie czujników w prezentowany sposób jest możliwe przez instalację na ścianach i suficie rozdzielni. Takie rozmieszczenie ma charakter permanentny, jednak pozwala ono na wykorzystanie normalnie nie używanego miejsca do instalacji systemu pomiarowego.




**Rys. 6.15.** Zestawienie wszystkich możliwych położeń czujników pola dla ograniczeń wysokości 0,1 m (znaki +) oraz 1 m (kwadraty) nad podłożem, bez ograniczenia odległości od osi linii. Okręgi oznaczają przewody linii. Zastosowano różne podziałki osi x i y




**Rys. 6.16.** Wartość maksymalna $R(\mathbf{L})$ w funkcji ograniczenia odległości od osi linii, dla wysokości 0,1 m nad podłożem (linia przerywana) oraz 1 m nad podłożem (linia ciągła)

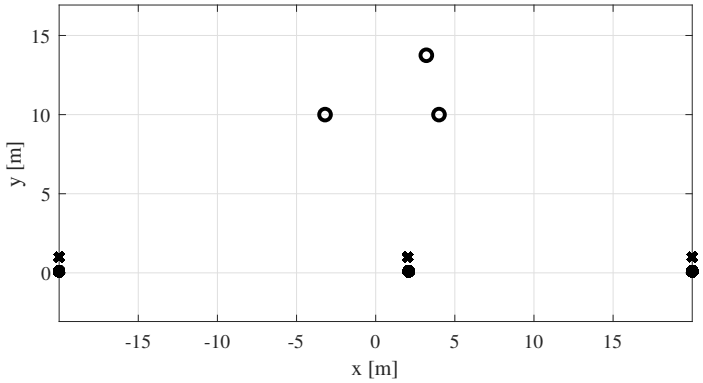



**Rys. 6.17.** Optymalne położenia czujników dla pionowego układu linii i braku ograniczeń wysokości nad podłożem

Reasumując, wartości $R(\mathbf{L})$ dla układu pionowego są znacznie niższe niż dla układu płaskiego. Sugeruje to, że należy unikać umieszczania czujników przy linii w układzie pionowym o ile jest inne wyjście. Zaletą tego układu jest rozmieszczenie wszystkich czujników po jednej stronie linii. Pozwala to na prowadzenie pomiarów w miejscach o ograniczonej powierzchni, czyli dokładnie takich, w jakich najczęściej stosowany jest układ pionowy. Przy tym w przypadku montażu czujników w rozdzielni wnętrzowej przy pionowym układzie szynoprzewodów należy spróbować umieścić czujniki na ścianie, do której przymocowane są szynoprzewody. W takiej sytuacji należy potraktować układ linii jak obrócony o 90 stopni układ płaski i wybrać konfigurację zbliżoną do stosowanej w układach płaskich.

### 6.4.3. Linia w układzie trójkątnym, jednotorowa

Dla linii w układzie trójkątnym wybrano układ przewodów wzorowany na geometrii słupa przelotowego (P) projektu Elfeko, serii E22 [54]. Optymalne położenia czujników dla dwóch różnych ograniczeń wysokości nad podłożem przedstawia rysunek 6.18.

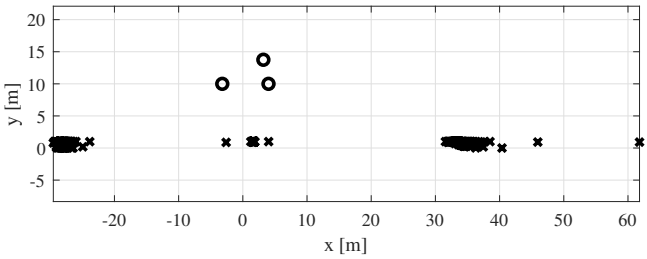



**Rys. 6.18.** Wyznaczone położenia czujników dla ograniczenia wysokości nad podłożem o wartości 10 cm (•) oraz 1 m (**x**). Ograniczenie odległości ±20 m

Wyznaczone współczynniki uwarunkowania wynoszą 0,0066 oraz 0,075 odpowiednio dla wysokości 0,1 m oraz 1 m, co pod względem możliwości rozmieszczenia czujników czyni układ trójkątny nieznacznie lepszym od układu pionowego ale wciąż znacznie gorszym od układu poziomego. Podobnie jak dla układu trójkątnego skrajne wartości położenia poziomego czujników pokrywają się z narzuconym ograniczeniem. W związku z tym przeprowadzono optymalizację bez ograniczenia poziomego położenia czujników. Uzyskane wyniki są użyteczne jedynie dla ograniczenia wysokości do 1 m nad powierzchnią. W przypadku ograniczenia do 10 cm, położenia poziome czujników były rozrzucone w obszarze aż do ±9000 m (!) od osi linii. Z tego względu pod uwagę wzięto jedynie wartości dla ograniczenia do 1 m. Wyniki te również cechowały się znacznym rozrzutem, jednak bez problemu da się wyróżnić obszary, w których umieszczenie czujników daje lepsze wyniki. Uzyskane położenia czujników przedstawia rysunek 6.19.

Uzyskane wartości $R(\mathbf{L})$ wyniosły maksymalnie 0,0087, co oznacza, że dwukrotne zwiększenie odległości od osi linii daje zaledwie około 15-procentową poprawę uwarunkowania. Dodatkowo przeprowadzono optymalizację przy braku ograniczeń wysokości i odległości od osi linii, pozostawiając jedynie ograniczenie odległości od przewodów. Podobnie jak w przypadku ograniczenia do wysokości 10 cm nad podłożem w tym przypadku wyniki cechują się bardzo dużym rozrzutem. Uniemożliwia to wskazanie optymalnych położeń czujników. Z tego powodu wyniki nie zostaną przedstawione graficznie. Uzyskana wartość

maksymalna $R(\mathbf{L})$ wyniosła 0,045. Należy jednak zaznaczyć, że w przeciwieństwie do układów, w których przewody są ułożone w jednej linii, dla układu trójkątnego rozmieszczenie czujników bez ograniczenia wysokości nie wydaje się mieć zastosowania praktycznego gdyż układ trójkątny nie jest spotykany w rozdzielniach wnętrzowych gdzie możliwe byłoby umieszczenie czujników na ścianach lub suficie.




**Rys. 6.19.** Zbiór optymalnych położeń czujników pola przy ograniczeniu wysokości nad podłożem do 1 metra

### 6.4.4. Linia w układzie trójkątnym, dwutorowa

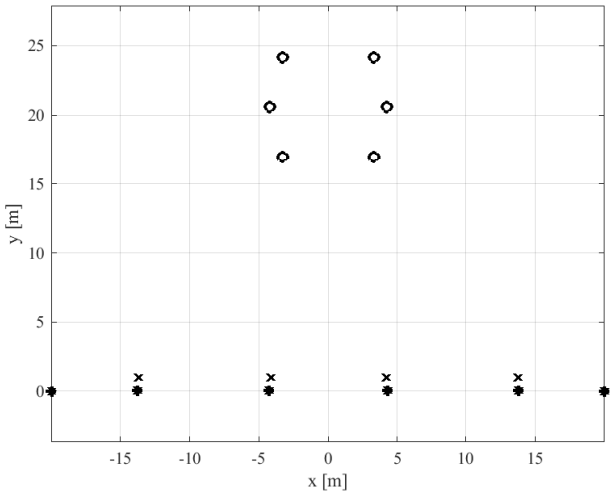
W przypadku linii dwutorowej konieczna jest optymalizacja położenia sześciu czujników. Zwiększa to złożoność obliczeniową problemu, ale nie zmienia jego definicji ani przyjętych ograniczeń. Kod do optymalizacji oraz implementację ograniczeń napisano w taki sposób, aby możliwe było łatwe skalowanie problemów obliczeniowych dla różnych parametrów wejściowych.

Przyjęty układ przewodów jest wzorowany na geometrii słupa przelotowego ELFEKO E23P, typu 0 [55].

Optymalne rozmieszczenia czujników dla ograniczenia odległości od osi linii do $\pm 20$ m przedstawia rysunek 6.20. Niestety, o ile samo rozmieszczenie czujników jest powtarzalne i nie cechuje się tak dużymi rozrzutami jak w przypadku linii jednotorowej w układzie trójkątnym, to uzyskane wartości $R(\mathbf{L})$ pokazują, że praktycznie nie ma możliwości uzyskania dobrego uwarunkowania. Współczynniki uwarunkowania wynoszą $1,73 \cdot 10^{-5}$ oraz $2,3 \cdot 10^{-5}$, czyli są o rząd wielkości niższe niż dla najgorszej wśród jednotorowych linii w układzie pionowym.

Podobnie jak w poprzednich przypadkach skrajne położenia czujników pokrywają się z ograniczeniem poziomym. Z tego powodu przeprowadzono optymalizację przy braku ograniczenia odległości. Uzyskane wyniki przedstawia rysunek 6.21 (strona 84).

W przypadku braku ograniczenia poziomego uzyskano, kosztem trzykrotnego zwiększenia szerokości systemu, poprawę współczynników uwarunkowania do wartości $5,91 \cdot 10^{-5}$ oraz $6,78 \cdot 10^{-5}$. Pomimo trzykrotnego wzrostu $R(\mathbf{L})$ ich wartości nadal są znacznie mniejsze niż dla jakiejkolwiek linii jednotorowej. Stawia to pod znakiem zapytania możliwość stosowania systemu w omawianej konfiguracji (standardowe czujniki, $N = P$) dla linii dwutorowych.



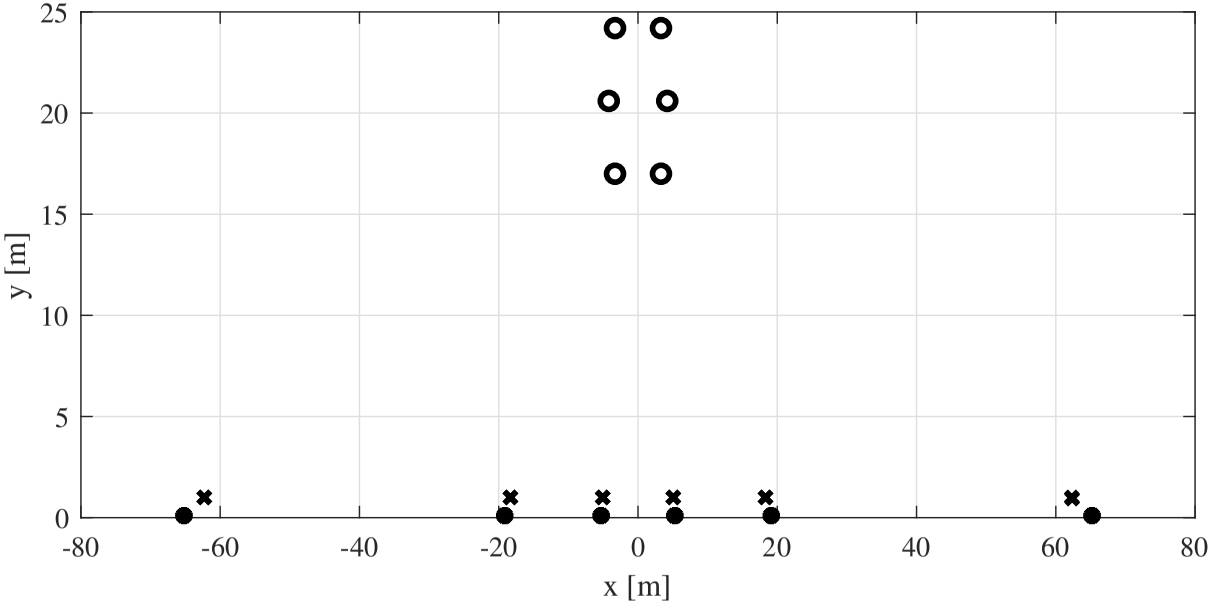

**Rys. 6.20.** Optymalne rozmieszczenia czujników pola w otoczeniu dwutorowej linii w układzie trójkątnym, dla ograniczenia odległości od osi linii do $\pm 20$ m oraz ograniczenia wysokości do 10 cm (•) oraz 1 m (**x**). Skrajne położenia czujników pokrywają się dla obu ograniczeń. Okręgi oznaczają położenie przewodów linii.

## 6.5. Podsumowanie

W rozdziale zaprezentowano sposób doboru rozmieszczenia czujników wokół linii wysokiego napięcia dla optymalnego odtworzenia napięć pod kątem obliczeniowym. Celem było zarówno opracowanie sposobu wyznaczenia optymalnego rozmieszczenia czujników, jak i jego zbadanie dla różnych układów linii.

Przeprowadzono analizę rozmieszczenia czujników pola wokół różnych układów linii. Uzyskane wyniki wskazują, że najlepszym układem linii do tego rodzaju pomiarów jest układ płaski, a najgorszym wśród jednotorowych układ pionowy. Stwierdzono też, że dla układów dwutorowych uwarunkowanie macierzy $\mathbf{L}$ jest bardzo złe nawet przy optymalnym rozmieszczeniu czujników. W takich przypadkach należy rozważyć zastosowanie układów nadokreślonych, czyli użycie większej liczby czujników niż przewodów. Zastosowanie zaprezentowanego tu rozumowania jest możliwe dla tego rodzaju układów pod warunkiem wprowadzenia pewnych zmian sposobu obliczeń. W takim przypadku informacje zawarte w rozdziale można potraktować jako punkt wyjścia do opracowania własnej metody optymalizacji rozmieszczenia czujników.

O ile sposób rozmieszczenia czujników pola jest najbardziej istotny dla sprzężeń pojemnościowych między linią a czujnikami systemu pomiarowego (macierz $\mathbf{C}$), to nie jest on jedyną właściwością systemu wpływającą na te wartości. Kolejnym elementem jest geometria samego czujnika. Przez to pojęcie rozumiany jest kształt i wymiary elektrody, ale również istnienie, kształt i wymiary ewentualnych ekranów. Właśnie kwestii ekranowania poświęcono kolejny rozdział monografii.

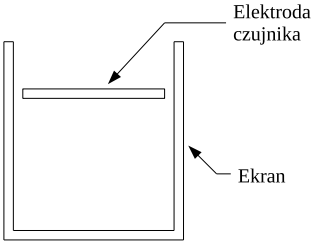



**Rys. 6.21.** Optymalne rozmieszczenia czujników pola w otoczeniu dwutorowej linii w układzie trójkątnym, bez ograniczenia odległości od osi linii. Ograniczenia wysokości do 10 cm (●) oraz 1 m (**x**). Okręgi oznaczają położenie przewodów linii. Podziałki osi x oraz y nie są równe

# 7. Wpływ częściowego ekranowania czujników na właściwości systemu pomiarowego

W rozdziale 6 pokazano zależność pomiędzy rozmieszczeniem czujników i współczynnikiem uwarunkowania macierzy **C** systemu. W analizie rozmieszczenia czujników przyjęto założenie, że nie posiadają one ekranowania, a sprzężenie pojemnościowe pomiędzy linią a czujnikiem zależy wyłącznie od odległości między nimi. Wskazano, że współczynnik uwarunkowania macierzy **C** osiąga najwyższe wartości, gdy każdy czujnik ma wysokie sprzężenie pojemnościowe do jednego przewodu i możliwie najmniejsze do pozostałych. Interesujące jest zbadanie, czy i na ile zastosowanie częściowego ekranowania zwiększy wartość współczynnika uwarunkowania. Koncepcja częściowego ekranowania pochodzi z systemów dotykowych, gdzie stosuje się oddzielanie od siebie pól dotykowych przewodnikami osłonowymi w celu poprawy selektywności.

Częściowe ekranowanie czujnika pola polega na otoczeniu elektrody przewodzącą osłoną, z pozostawieniem okna bezpośrednio naprzeciw elektrody. Przekrój czujnika z częściowym ekranem przedstawia rysunek 7.1.




**Rys. 7.1.** Koncepcja czujnika z częściowym ekranowaniem – przekrój pionowy

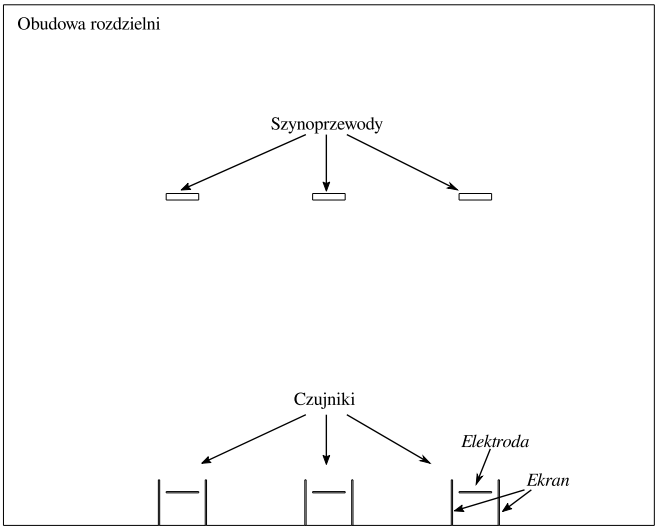
Można zauważyć, że tak umieszczony ekran zmniejszy wszystkie pojemności między czujnikiem a otoczeniem. Jednocześnie pojemności między elektrodą a obiektami znajdującymi się w bok od czujnika zostaną zmniejszone bardziej niż pojemności między elektrodą a obiektami naprzeciwko niej. Oznacza to, że zastosowanie tego rodzaju ekranowania w połączeniu z właściwym pozycjonowaniem czujników („celowaniem” w przewody) może pozwolić na poprawę współczynnika uwarunkowania. Oczywiście zmniejszeniu ulegną wszystkie pojemności, co utrudnia konstrukcję czujnika i może spowodować obniżenie czułości. Z tej przyczyny należy zbadać zależność współczynnika uwarunkowania od geometrii zastosowanego ekranu.

## 7.1. Badania modelowe

Badania modelowe polegały na wykonaniu szeregu symulacji metodą elementów skończonych i porównaniu wyników. Podstawowym celem badań było określenie wpływu obecności ekranów wokół elektrod czujnika oraz wysokości tychże ekranów na niepewność kalibracji systemu wyrażaną pośrednio przez współczynnik uwarunkowania macierzy pojemności $R(\mathbf{C})$ wcześniej przedstawiony w rozdziale 6.

Do modelowania i symulacji wykorzystano program FEMM 4.2. Pozwala on na symulację modeli dwuwymiarowych, rozszerzonych o zadaną głębokość lub symetrię osiową. Tak proste narzędzie jest wystarczające do zadania mającego na celu określenie wpływu ekranu, a nie wyznaczania dokładnych wartości pola. Dodatkową zaletą jest możliwość kontrolowania programu z poziomu języka Matlab/Octave z wykorzystaniem podsystemu Octave-FEMM. Upraszcza to analizę większej liczby podobnych przypadków i pozwala na opisanie geometrii układu z wykorzystaniem wartości numerycznych. Podczas badań wykorzystano narzędzia dla pól elektrostatycznych. Jest to uprawnione ze względu na traktowanie systemu pomiarowego jako pracującego w polu bliskim (rozdział 2).

Badania przeprowadzono wyłącznie dla rozdzielni wnętrzowej, gdyż w takiej rozdzielni planowano prowadzenie eksperymentów. Badania modelowe dla linii napowietrznej nie mogłyby być zweryfikowane eksperymentalnie ze względu na brak dostepu do stanowiska umożliwiającego selektywne wyłączanie faz przy wysokim napięciu. Rozważano rozmieszczenie czujników z częściowym ekranowaniem na dolnej ścianie obudowy torów szynowych, które zwykle znajdują się w górnej części rozdzielni średniego napięcia. Przygotowany model rozdzielni przedstawia rysunek 7.2.




**Rys. 7.2.** Model rozdzielni wnętrzowej wykorzystany do symulacji metodą elementów skończonych działania czujników pola elektrycznego z częściowym ekranowaniem

Składa się on z obudowy o wymiarach w przekroju 100 cm na 80 cm, trzech szynoprzewodów o przekrojach 50 mm na 10 mm oraz trzech czujników z częściowym ekranowaniem. Każdy indywidualny czujnik jest zbudowany z elektrody o przekroju 50 mm na 2 mm oraz otaczających ją po obu stronach elementów ekranujących o grubości 2 mm i wysokości zmienianej podczas eksperymentu. Założono, że model ma zadaną głębokość 50 cm. Zadanie głębokości modelu jest wymagane przez program, jednak ze względu na porównywanie wyników wyłącznie między sobą przyjęta wartość nie ma znaczenia. Przyjęto, że jeden z szynoprzewodów jest „aktywny", tj. znajduje się pod napięciem 10 kV zdefiniowanym jako warunek brzegowy. Pozostałym szynoprzewodom oraz obudowie nadano napięcie 0 V, również jako warunek brzegowy. Takie zdefiniowanie napięć szynoprzewodów pozwoliło na wyznaczenie pojemności do każdego z nich z osobna. Ponieważ symulowane środowisko (powietrze) jest liniowe (ma stały współczynnik dielektryczny), obowiązuje zasada superpozycji. Tym samym na podstawie pojemności wyznaczonych w ten sposób można budować macierze pojemności.

Elektrodę czujnika zdefiniowano jako element przewodzący o napięciu 0 V. Oznacza to, że program musi ustalić wartość zgromadzonego w elektrodzie ładunku $q_p$ w taki sposób, aby powierzchnia elektrody znajdowała się pod zadanym napięciem. Ponieważ napięcie szynoprzewodu jest dodatnie, obliczony przez oprogramowanie ładunek zgromadzony na elektrodzie dla uzyskania zerowego napięcia elektrody jest ujemny. W związku z tym w celu wyznaczenia pojemności modelu należy przyjąć ujemny znak wartości ładunku, zapisując równanie:

$$C_{np} = -U_n q_p \tag{7.1}$$

Ekrany modelowano na dwa sposoby. Pierwszy polegał na przyjęciu, podobnie jak dla elektrody, że ekran jest elementem przewodzącym o napięciu 0 V. W drugim przypadku ekran również modelowano jako element przewodzący, jednak tym razem o zerowym ładunku zadanym. W efekcie w wyniku symulacji napięcie elektrody będzie dobrane przez program tak, aby uniemożliwić pojawienie się w niej ładunku. Przypadek ten przybliża sytuację rzeczywistą, gdy wskutek pojawienia się zewnętrznego pola bliskiego wzdłuż przewodzącego ekranu nastąpi migracja ładunku, i na jego „górnym" końcu pojawi się niezerowe napięcie pomimo połączenia drugiego końca z obudową. W pierwszym przypadku (zerowe napięcie) zakłada się, że potencjał ekranu jest na całej jego wysokości zrównany z potencjałem masy (obudowy). Może to wymagać aktywnego odprowadzania ładunków z ekranu. Zdecydowano się na zbadanie obu przypadków w celu określenia oczekiwanego zachowania systemu podczas eksperymentów.

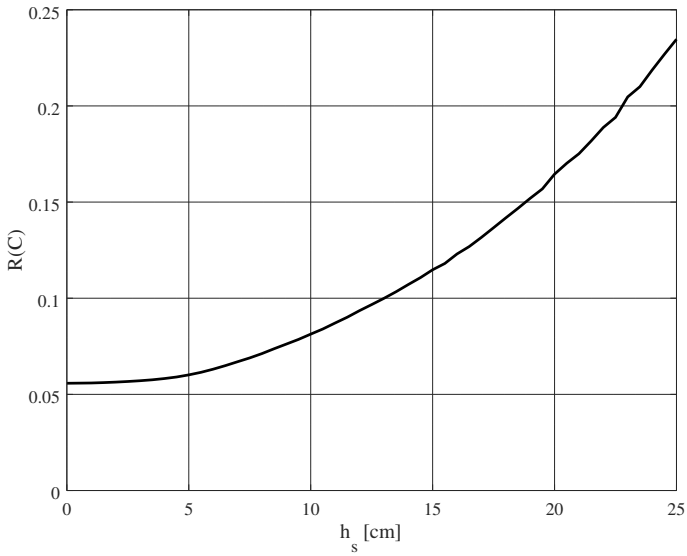
### 7.1.1. Symulacja i wyniki

Założono, że rozdzielnia ma izolację powietrzną, a wszystkie elementy są przewodzące (implikuje to brak siatki elementów skończonych we wnętrzu elementów). W ramach eksperymentu przyjęto, że każdy z zainstalowanych czujników ma częściowy ekran o takiej samej wysokości. Dla każdej wysokości ekranu wyznaczono kompletną macierz $\mathbf{C}$. Wymagało to trzykrotnej symulacji modelu, za każdym razem z innym szynoprzewodem pod napięciem. Na podstawie wyznaczonej macierzy określono wartość współczynnika uwarunkowania $R(\mathbf{C})$. W rozdziale 6 przedstawiono znaczenie tego czujnika dla niepewności kalibracji,

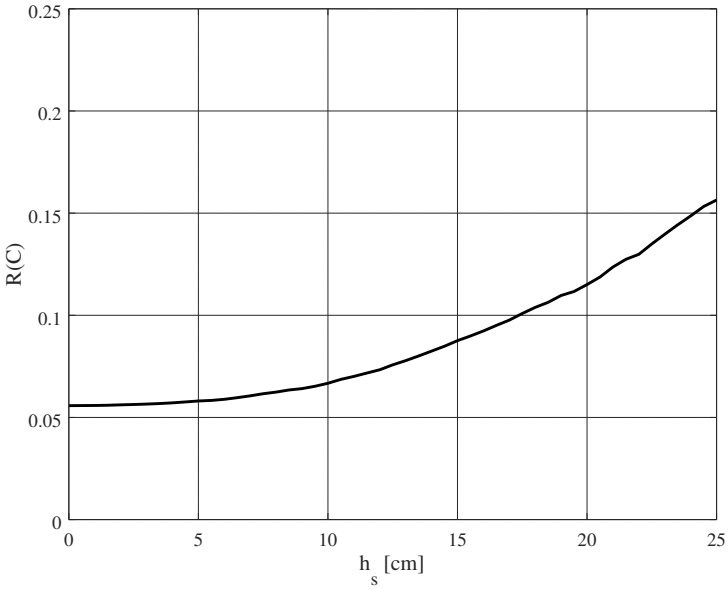
a tym samym dla niepewności systemu pomiarowego. Dodatkowo wyznaczono maksymalny element macierzy $C_{max} = \max(\mathbf{C})$. Ze względu na przyjęte uproszczenia (jak zastosowanie modelu dwuwymiarowego) nie należy oczekiwać, że wartość ta będzie odpowiadała dokładnie pojemnościom występującym w rozdzielni. Pozwala ona jednak na określenie rzędu wielkości pojemności, których należy oczekiwać w rzeczywistej rozdzielni oraz na określenie wpływu ekranów na wartość pojemności linia–czujnik. W przypadku zbyt małych pojemności skonstruowanie obwodów elektronicznych systemu może okazać się na tyle trudne, że zniweczy ono ewentualne zyski płynące z zastosowania częściowego ekranowania elektrod czujników pola.

Rysunki 7.3 oraz 7.4 przedstawiają zależność współczynnika uwarunkowania $R(\mathbf{C})$ od wysokości ekranów elektrod, odpowiednio dla ekranu o zerowym potencjale i ekranu o zerowym ładunku. Rysunki 7.5 oraz 7.6 przedstawiają zależność pojemności $C_{max}$ od wysokości ekranów dla tych samych przypadków.

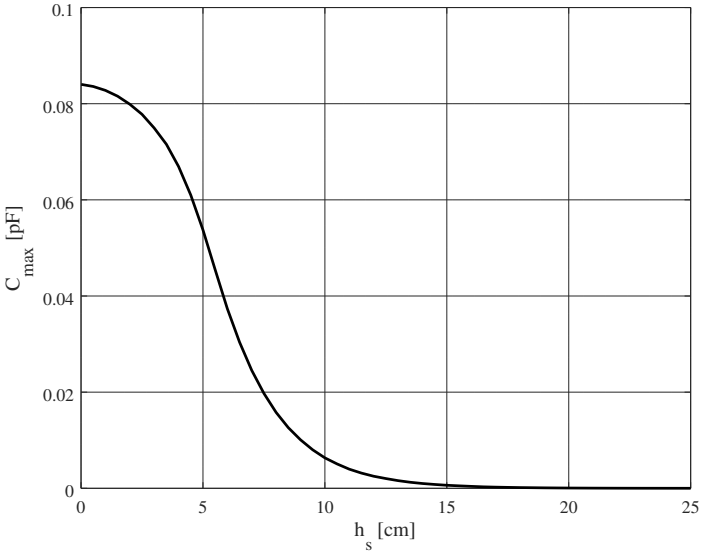
Można zaobserwować, że wartość współczynnika $R(\mathbf{C})$ rośnie monotonicznie wraz ze zwiększaniem wysokości ekranu. Oznacza to, że częściowe ekranowanie czujników pozwala na uzyskanie lepszej jakości identyfikacji modelu w przypadku rozdzielni wnętrzowych. Jednocześnie wartość $C_{max}$ maleje monotonicznie ze wzrostem wysokości ekranów. Wartość graniczna pojemności, dla której jeszcze jest możliwy pomiar, zależy od konstrukcji obwodów czujnika. Szczególnie interesująca jest zależność przedstawiona na rysunku 7.6. Pokazuje ona, że nie da się zmniejszyć pojemności w macierzy C do zera. Wynika to z występowania pojemności między ekranem a elektrodą. Jej obecność powoduje ograniczenie efektywności ekranowania.



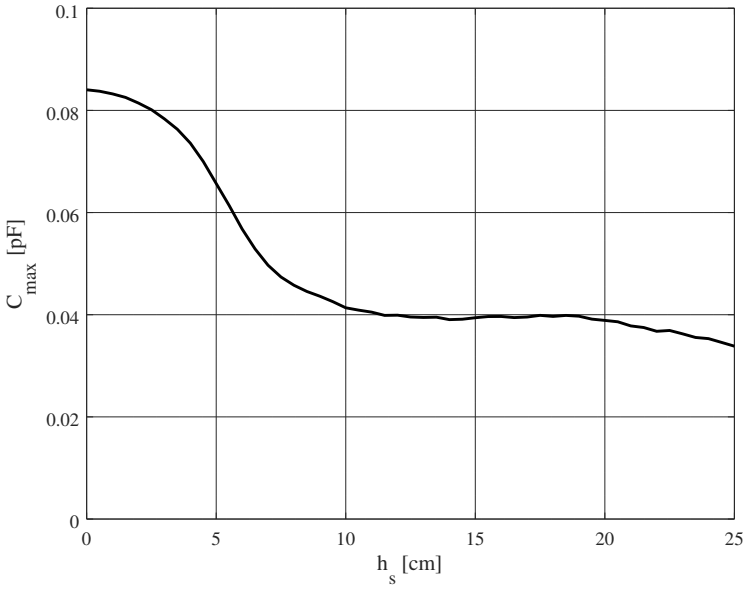

**Rys. 7.3.** Współczynnik uwarunkowania macierzy **C** w zależności do wysokości ekranów, dla ekranu o zerowym potencjale




**Rys. 7.4.** Współczynnik uwarunkowania macierzy **C** w zależności do wysokości ekranów, dla ekranu o zerowym ładunku




**Rys. 7.5.** Maksymalna pojemnosć w macierzy **C** w zależności do wysokości ekranów, dla ekranu o zerowym potencjale



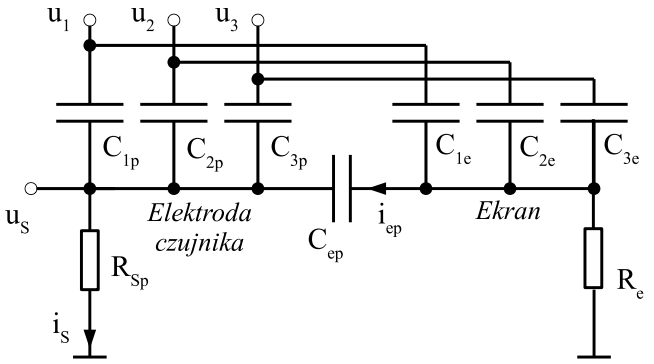

**Rys. 7.6.** Maksymalna pojemnosć w macierzy **C** w zależności do wysokości ekranów, dla ekranu o zerowym ładunku

## 7.2. Problemy realizacji praktycznej

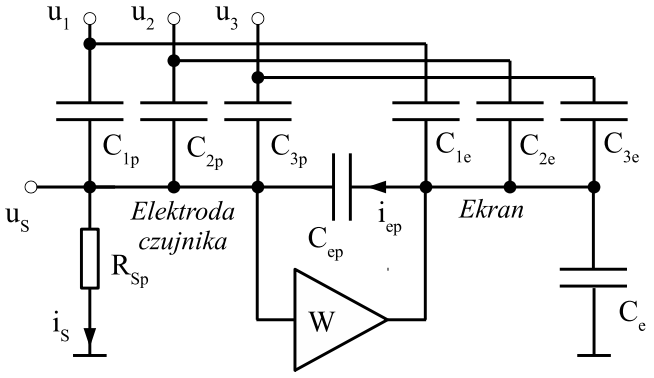
Według wyników badań modelowych częściowe ekranowanie powinno skutecznie poprawiać selektywność czujników pola. W praktyce przedstawione powyżej symulacje nie uwzględniają dodatkowej pojemności pomiędzy ekranem a elektrodą czujnika, a także faktu pozostawania ekranu w silnym, bliskim polu elektrycznym. Pole takie spowoduje migrację ładunków do górnej części ekranu, a tym samym pojawienie się na niej potencjału zależnego od pola w otoczeniu czujnika. Potencjał ten może spowodować przepływ prądu przez pojemność ekran–elektroda, a tym samym zmianę wartości prądu wpływającego do elektrody. Schemat zastępczy obwodu elektroda–ekran–szynoprzewody w takiej sytuacji przedstawiono na rysunku 7.7.

Można zauważyć, że selektywność czujnika zależy w tej sytuacji od wartości pojemności między szynoprzewodami a ekranem ($C_{1e}$, $C_{1e}$, $C_{3e}$) oraz między ekranem a elektrodą ($C_{ep}$). Ze względu na pionowe ułożenie ekranu i jego sporą powierzchnię pojemności ($C_{1e}$, $C_{1e}$, $C_{3e}$) są większe niż pojemność $C_{1p}$. Oznacza to, że przy dużych wartościach pojemności między elektrodą a ekranem, selektywność czujnika ulegnie pogorszeniu zamiast polepszenia. Aby temu zapobiec, można spróbować zmniejszać pojemność elektroda-ekran przez odpowiednie ukształtowanie tych elementów. Rozwiązaniem alternatywnym jest utrzymanie ekranu na potencjale zbliżonym do potencjału elektrody, co ogranicza przepływ prądu

między ekranem a elektrodą (przez pojemność $C_{ep}$). Jest to możliwe dzięki wprowadzeniu źródła napięcia wymuszającego napięcie ekranu, proporcjonalnego do napięcia elektrody. W takim układzie ekran musi być galwanicznie odizolowany od masy. Oznacza to, że rezystancja $R_e$ ze schematu 7.7 zostanie zastąpiona pojemnością $C_e$. Przy założeniu, że źródłem napięcia ekranu jest wzmacniacz $W$ wzmacniający napięcie elektrody, otrzymujemy schemat zastępczy ogólnego układu z aktywnym sterowaniem potencjału ekranu przedstawiony na rysunku 7.8. W ramach eksperymentów wypróbowano dwa sposoby sterowania potencjałem ekranu i porównano je z zachowaniem czujnika z ekranem bez sterowania.




**Rys. 7.7.** Schemat zastępczy układu czujnika z ekranem. Prąd $i_{ep}$ płynący między ekranem a elektrodą powoduje pogorszenie jakości ekranowania




**Rys. 7.8.** Schemat przedstawiający koncepcję aktywnego sterowania potencjałem ekranu czujnika

## 7.3. Eksperymenty

### 7.3.1. Sposób przeprowadzenia eksperymentów

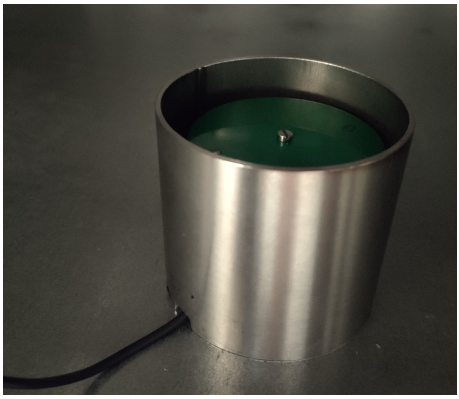
Eksperymenty przeprowadzono w rozdzielni badawczej AGH, szczegółowo opisanej w rozdziale 5.2. Polegały one na umieszczeniu specjalnie zbudowanego w tym celu modelu czujnika w obudowie toru średniego napięcia rozdzielni, rejestracji sygnałów wyjściowych czujnika i przeprowadzeniu ich analizy.

Przygotowano trzy modele czujnika, różniące się sposobem wysterowania ekranu. Pierwszy czujnik (dalej nazywany 0) nie kontrolował potencjału ekranu, a sam ekran był połączony galwanicznie z obudową rozdzielni; jest to przypadek zaprezentowany na rysunku 7.7. W przypadku drugiego i trzeciego modelu ekran był odizolowany od obudowy rozdzielni, a jego potencjał determinowało działanie źródła napięcia. Obydwu tym przypadkom odpowiada rysunek 7.8, przy czym różnią się one działaniem wzmacniacza W. Czujnik drugi (dalej oznaczony A) generował napięcie ekranu o znaku przeciwnym do napięcia elektrody czujnika i zbliżonej wartości. W praktyce oznaczało to pojawienie się ujemnego sprzężenia zwrotnego. Trzeci czujnik (czujnik B) wytwarzał napięcie ekranu o wartości 10% napięcia elektrody i o takim samym znaku. W praktyce oznacza to powstanie słabego dodatniego sprzężenia zwrotnego.

Każdy z czujników wykonano w postaci okrągłej, dwustronnej płytki drukowanej o średnicy 60 mm. Na górnej warstwie płytki pozostawiono lite pokrycie miedziane, stanowiące elektrodę wejściową czujnika. Na dolnej warstwie znalazł się obwód wzmacniaczy i transmisji napięcia. Był on połączony z elektrodą na górnej warstwie za pomocą pojedynczej przelotki. Cały obwód wzmacniaczy wykonano w technologii montażu powierzchniowego w celu uniknięcia konieczności przerwania ciągłości elektrody przez pola lutownicze. Do zasilania wykorzystano dwie baterie 9 V (typu 6F22), podłączone tak, aby dostarczały napięć bipolarnych. Napięcia z baterii obniżano z wykorzystaniem regulatorów liniowych do poziomu $\pm 5$ V.

Płytka wzmacniacza była umieszczona na izolowanym kołku dystansowym o długości 50 mm, bezpośrednio pod pierwszym szynoprzewodem. Jako ekrany wykorzystano fragmenty rury stalowej o średnicy wewnętrznej 72 mm, długości (wysokości ekranu) 45 mm, 60 mm oraz 90 mm i grubości ścianki 1 mm. Pierwszy z ekranów nie sięgał do wysokości elektrody, a jego jedynym zadaniem było ekranowanie obwodów elektronicznych. W związku z tym czujnik z ekranem o wysokości 45 mm zachowywał się jak czujnik pozbawiony ekranu elektrody. Wartości zarejestrowane przy użyciu czujnika ekranowanego w taki sposób traktowano jako wartości odniesienia. Fotografia na rysunku 7.9 przedstawia czujnik z ekranem 60 mm umieszczony we wnętrzu rozdzielni

Napięcie wyjściowe czujnika podłączono bezpośrednio do wejścia analogowego systemu NI CompactDAQ 9184 (tego samego, który wykorzystano w poprzednio opisanych eksperymentach). Wejście miało zakres $\pm 10$ V, a częstotliwość próbkowania ustawiono na 20 kHz. Do pozostałych wejść systemu doprowadzono napięcia z dzielników odniesienia rozdzielni (patrz rysunek 5.6 w rozdziale 5). Dla każdej kombinacji obwodu czujnika i ekranu zarejestrowano sygnały przy zasilaniu pojedynczej szyny fazowej (każdej osobno). Razem dało to 27 kombinacji obwodu czujnika, ekranu oraz zasilanej szyny. Sposób analizy zarejestrowanych sygnałów przedstawiono poniżej.



**Rys. 7.9.** Model czujnika z ekranem o wysokości 60 mm umieszczony we wnętrzu rozdzielni. Widoczna płytka drukowana czujnika (stanowiąca jednocześnie elektrodę), ekran oraz kabel sygnałowy

### 7.3.2. Wyniki eksperymentów

Celem eksperymentów było określenie wpływu wysokości i sterowania potencjałem ekranu na tłumienie sygnałów pochodzących od szyn nieumieszczonych w osi czujnika. W związku z tym nie było konieczności analizy wartości chwilowych; zamiast tego w analizie użyto wartości skutecznych wyznaczanych za okres 1 s. Wartości te pogrupowano według rodzaju czujnika i wysokości ekranu. Następnie dla każdego czujnika i wysokości ekranu wyznaczono przekładnie, przy czym jako wartość napięcia na szynoprzewodzie przyjęto wartość wyznaczoną z danych z dzielnika rezystancyjnego:

$$\eta_n = \frac{U_n}{U_s} \tag{7.2}$$

przy aktywnej jednej fazie. W powyższym równaniu $n$ oznacza fazę. Zdefiniowanie przekładni w ten sposób upraszcza porównywanie wpływu ekranów na tłumienie napięć wobec konieczności ręcznego ustawiania wartości napięcia fazowego a tym samym braku powtarzalności wartości tegoż napięcia między kolejnymi cyklami rejestracji.

Czujnik umieszczono pod szynoprzewodem fazy 3, czyli należy oczekiwać, że $\eta_3 > \eta_2 > \eta_1$. W idealnym przypadku zachodziłoby też $\eta_2 = \eta_1 = 0$. Aby umożliwić porównanie między wysokościami ekranów, dla każdego ekranu przekładnie unormowano do $\eta_3$:

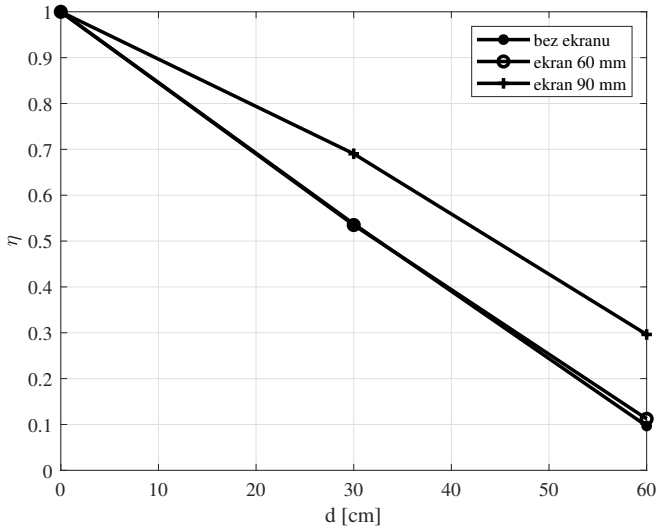
$$\eta_3' = 1 \tag{7.3}$$

$$\eta_2' = \frac{\eta_2}{\eta_3} \tag{7.4}$$

$$\eta_1' = \frac{\eta_1}{\eta_3} \tag{7.5}$$

Ostatecznie uzyskano zestawienie wartości względnych przekładni, które przedstawiają graficznie rysunki 7.10—7.12.

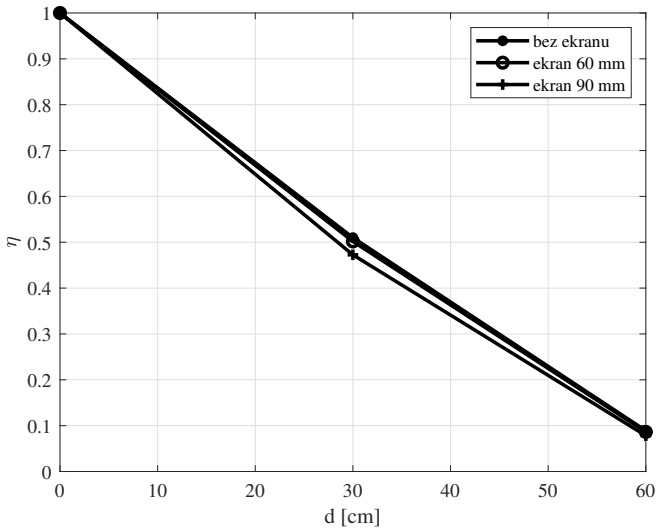
Na rysunku 7.10 można zaobserwować zachowanie czujnika z ekranem podłączonym dolną częścią bezpośrednio do masy (obudowy rozdzielni). Zgodnie z oczekiwaniem, taki ekran w praktyce w posiada niezerowy potencjał w swojej górnej części. Niezerowy potencjał ekranu powoduje pogorszenie wyników. Przekładnie $\eta_1'$ oraz $\eta_2'$ są wyższe niż w przypadku braku ekranu. Jest to działanie zgodne z przedstawionym wcześniej oczekiwaniem co do zachowania tego rodzaju ekranowania w polu bliskim.



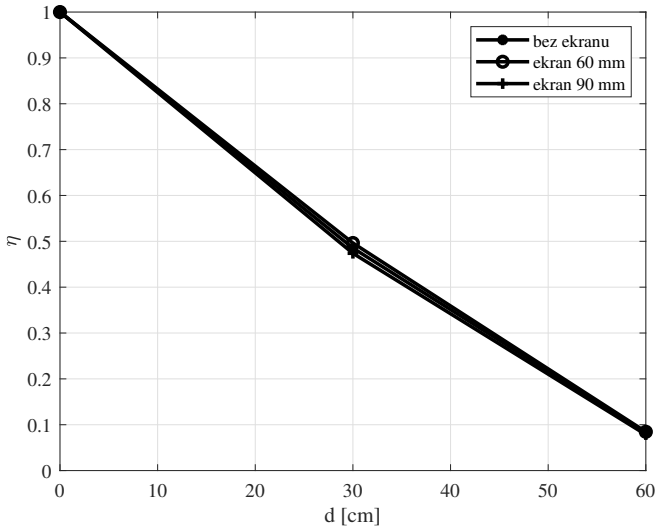

**Rys. 7.10.** Wpływ zastosowania ekranu pasywnego (czujnik typu 0) na przekładnie napięć z szynoprzewodów odsuniętych od osi czujnika

Inaczej sytuacja przedstawia się dla czujników z aktywnym sterowaniem ekranu (rys. 7.11 i 7.12). W tym przypadku przekładnie dla napięć szyn odsuniętych od osi czujnika nieznacznie spadły poniżej wartości uzyskiwanych bez ekranowania. Oznacza to, że zastosowanie ekranu aktywnie sterowanego pozwala na zwiększenie tłumienia napięć pochodzących od „bocznych" szynoprzewodów. Zmiana jest jednak niewielka w porównaniu z przypadkiem określonym jako „bez ekranu", gdzie ekran faktycznie istniał ale jego wysokość była o 1 cm niższa niż położenie elektrody czujnika. Tym samym o spadku przekładni z odległością decydowała wyłącznie odległość między elektrodą a przewodem.

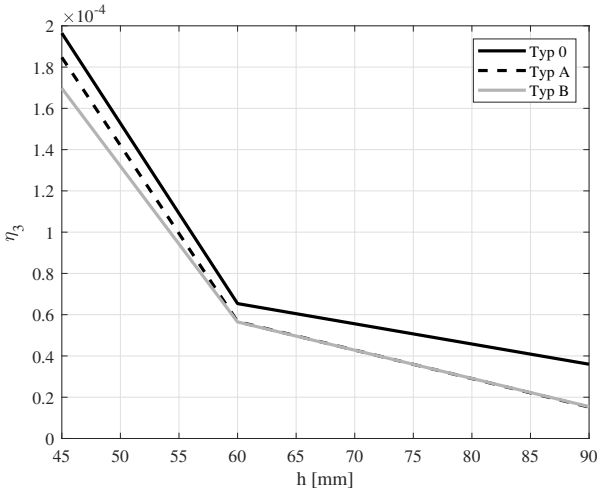
Jednocześnie zaobserwowano spadek przekładni $\eta_3$ ze wzrostem wysokości ekranu. Zależność tę dla wszystkich typów czujników przedstawia rysunek 7.13. Oznacza to, że chcąc zastosować ekranowanie tego rodzaju, należy liczyć się z koniecznością skonstruowania bardziej złożonych obwodów czujników, które będą zdolne do odtworzenia słabego sygnału przy zachowaniu niskiego poziomu szumów. Należy też zaznaczyć, że nie rozważano żadnego innego ukształtowania ekranu; jest to interesujący przedmiot dalszych badań.




**Rys. 7.11.** Wpływ zastosowania ekranu aktywnego z ujemnym sprzężeniem od elektrody czujnika (czujnik typu A) na przekładnie napięć z szynoprzewodów odsuniętych od osi czujnika




**Rys. 7.12.** Wpływ zastosowania ekranu aktywnego ze słabym dodatnim sprzężeniem od elektrody czujnika (czujnik typu B) na przekładnie napięć z szynoprzewodów odsuniętych od osi czujnika




**Rys. 7.13.** Zależność przekładni $\eta_3$ od wysokości ekranu. Ekran o wysokości 45 mm nie osłania elektrody, a wyłącznie obwody elektroniczne, więc należy go traktować jako przypadek „bez ekranu”

## 7.4. Podsumowanie

W rozdziale zaprezentowano metodę poprawy selektywności czujnika potencjału pola bliskiego przez zastosowanie częściowego ekranowania. W przypadku zastosowania ekranu aktywnego (o kontrolowanym potencjale) możliwe jest uzyskanie lepszego uwarunkowania macierzy $\mathbf{C}$. Tym samym poprawia się jakość kalibracji systemu pomiarowego. Jednocześnie jednak znacząco zwiększa się tłumienie wszystkich napięć. Tym samym pogorszeniu (zmniejszeniu) ulega stosunek sygnału do szumu pojedynczego czujnika. Oznacza konieczność znalezienia kompromisu pomiędzy poprawą uwarunkowania a zmniejszeniem stosunku sygnału do szumu tak, aby uzyskać możliwie najlepsze właściwości systemu pomiarowego jako całości.

# 8. System z autokalibracją i adaptacją

Podczas kalibracji systemu, opisanej w rozdziale 3, znane są zarówno sygnały wejściowe, jak i wyjściowe kalibrowanego systemu. W przypadku autokalibracji sygnały wejściowe nie są znane. Nakłada to konieczność zmiany sposobu prowadzenia obliczeń oraz wprowadzenia dodatkowych założeń. W przypadku prezentowanych systemów założenia te są daleko idące, przez co stosowalność systemów z autokalibracją jest ograniczona. W pierwszej części rozdziału przedstawiono rozważania dotyczące modelu wykorzystującego równania różniczkowe, a w drugiej - modelu wykorzystującego impedancje.

## 8.1. Autokalibracja z wykorzystaniem zmiany parametrów czujnika

Prezentowana metoda polega na zmianie wartości elementów obwodu wejściowego czujnika. Jest to technika podobna do prezentowanej m.in. w powstałych z udziałem autora publikacjach [45, 46, 47] czy [56]. W tamtym przypadku jednak wartość zaburzenia była nieznana, a identyfikacji podlegał pojedynczy przetwornik. W niniejszym opracowaniu korzysta się ze znanych wartości zaburzenia, a identyfikowany jest cały system. Zaburzenie w opisywanym przypadku polega na włączeniu dodatkowych elementów między elektrodę czujnika a jego wzmacniacz. Przy każdym przełączeniu elementów należy wyznaczyć wartości prądów czujnika przed zmianą i po zmianie. Przy znanych wartościach elementów czujnika można tego dokonać na podstawie zarejestrowanych wartości napięć. Wychodząc od równania opisującego czujnik z dodatkowymi elementami $R_{Sp1}$ i $C_{Sp1}$ (na podstawie równania (2.51)):

$$i_{Sp1} + \sum_{n=1}^{N} C_{np}(i_{Sp1}\frac{1}{C_{Sp1}} + R_{Sp1}i'_{Sp1}) = \sum_{n=1}^{N} C_{np}u'_n \tag{8.1}$$

można zapisać równanie po zmianie wartości tych elementów na $R_{Sp2}$ i $C_{Sp2}$:

$$i_{Sp2} + \sum_{n=1}^{N} C_{np}(i_{Sp2}\frac{1}{C_{Sp2}} + R_{Sp2}i'_{Sp2}) = \sum_{n=1}^{N} C_{np}u'_n \tag{8.2}$$

Przy założeniu, że wartości napięć wejściowych $U_{np}$ nie zmieniły się podczas zmiany elementów $R_{Sp1}$ i $C_{Sp1}$, prawe strony równań pozostają takie same. Zatem można zapisać:

$$\begin{aligned} i_{Sp1} + \sum_{n=1}^{N} C_{np}(i_{Sp1}\frac{1}{C_{Sp1}} + R_{Sp1}i'_{Sp1}) = \\ = i_{Sp2} + \sum_{n=1}^{N} C_{np}(i_{Sp2}\frac{1}{C_{Sp2}} + R_{Sp2}i'_{Sp2}) \end{aligned} \tag{8.3}$$

$$\sum_{n=1}^{N} C_{np} \left[ \left( i_{Sp1} \frac{1}{C_{Sp1}} + R_{Sp1} i'_{Sp1} \right) - \right.$$
$$\left. - \left( i_{Sp2} \frac{1}{C_{Sp2}} + R_{Sp2} i'_{Sp2} \right) \right] = i_{Sp2} - i_{Sp1} \tag{8.4}$$

$$\sum_{n=1}^{N} C_{np} \left( i_{Sp1} \frac{1}{C_{Sp1}} + R_{Sp1} i'_{Sp1} - \right.$$
$$\left. - i_{Sp2} \frac{1}{C_{Sp2}} - R_{Sp2} i'_{Sp2} \right) = i_{Sp2} - i_{Sp1} \tag{8.5}$$

i ostatecznie:

$$\sum_{n=1}^{N} C_{np} = \frac{i_{Sp2} - i_{Sp1}}{i_{Sp1} \frac{1}{C_{Sp1}} + R_{Sp1} i'_{Sp1} - i_{Sp2} \frac{1}{C_{Sp2}} - R_{Sp2} i'_{Sp2}} \tag{8.6}$$

Powyższe równanie pokazuje, że niezależnie od liczby i wartości zmian elementów $R_{Sp1}$ i $C_{Sp1}$ możliwe jest wyznaczenie wyłącznie sumy pojemności $C_{np}$ dla każdego czujnika z osobna. Ponieważ liczba nieznanych pojemności $C_{np}$ wynosi $N \cdot P$, a liczba równań postaci (8.6) wynosi $P$, identyfikacja bez dodatkowych założeń możliwa jest tylko dla prostego przypadku $N = P = 1$, czyli dla zwykłego dzielnika napięcia. W przypadku dwóch lub więcej przewodów i czujników konieczne jest zastosowanie dodatkowych założeń. Mogą one dotyczyć zarówno napięć (zmniejszenie $N$), jak i rozmieszczenia czujników (zmniejszenie różnorodności $C_{np}$).

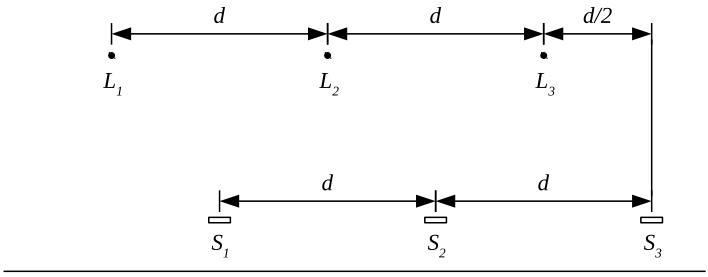
Założeniem dotyczącym liczby napięć jest przyjęcie, że pomiary są wykonywane dla linii jednotorowej, trójprzewodowej w układzie IT, czyli z izolowanym punktem zerowym. W takiej linii zachodzi zależność $u_1 + u_2 + u_3 = 0$, która pozwala zapisać $u_2 = -u_1 - u_3$ i tym samym zmniejszyć liczbę napięć o jedno.

Trudniejszym zadaniem jest rozmieszczenie czujników w taki sposób, aby ograniczyć różnorodność pojemności. Po założeniu o zerowej sumie napięć i zastosowaniu trzech czujników w układzie jest sześć nieznanych pojemności wobec trzech równań. Oznacza to, że konieczne jest ograniczenie liczby pojemności o trzy. Jest to możliwe przy przyjęciu następujących założeń pomocniczych:

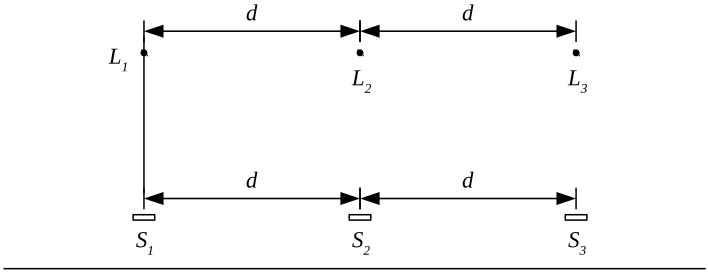
1) wszystkie czujniki mają taką samą konstrukcję elektrod,
2) linia jest w układzie płaskim.

Pierwsze założenie pozwala przyjąć, że pojemność przewód–czujnik zależy wyłącznie od odległości i kąta między nimi. Drugie założenie narzuca układ linii pozwalający znaleźć rozmieszczenia czujników umożliwiające redukcję liczby unikalnych wartości odległości przewód–czujnik do trzech. Dwa takie rozmieszczenia przedstawiają rysunki 8.1 i 8.2. W pierwszym rozważanym rozmieszczeniu czujników występują trzy różne wartości odległości między przewodem a czujnikiem. Odnosząc się do oznaczeń pojemności w macierzy **C** o wymiarach 3×3 można zapisać:

$$C_{11} = C_{21} = C_{22} = C_{32} = C_{33} = C_A \tag{8.7}$$
$$C_{12} = C_{31} = C_{23} = C_B \tag{8.8}$$
$$C_{13} = C_C \tag{8.9}$$




**Rys. 8.1.** Pierwszy wariant rozmieszczenia czujników w otoczeniu linii w układzie płaskim zmniejszającego różnorodność pojemności $C_{np}$. Odległości $d$ powinny być zachowane, pozostałe odległości (wysokości) podlegają autokalibracji




**Rys. 8.2.** Drugi wariant rozmieszczenia czujników w otoczeniu linii w układzie płaskim zmniejszającego różnorodność pojemności $C_{np}$. Odległości $d$ powinny być zachowane, pozostałe odległości (wysokości) podlegają autokalibracji

Po podstawieniu do równań na sumy pojemności uzyskuje się:

$$\sum_{n=1}^{N} C_{n1} = C_{11} + C_{21} + C_{31} = 2C_A + C_B = S_1 \tag{8.10}$$

$$\sum_{n=1}^{N} C_{n2} = C_{12} + C_{22} + C_{32} = 2C_A + C_B = S_1 \tag{8.11}$$

$$\sum_{n=1}^{N} C_{n3} = C_{13} + C_{23} + C_{33} = C_A + C_B + C_C = S_3 \tag{8.12}$$

Pomimo że pierwsze dwa wyrażenia mają taką samą wartość $S_1$, nie ma możliwości usunięcia jednego z czujników w przypadku stosowania autokalibracji, co zostanie pokazane

w następnych równaniach. Możliwe jest jednak wykorzystanie tej zależności przy pozycjonowaniu układu czujników względem linii poprzez umieszczenie czujników tak, aby wartości wyrażeń (8.10) i (8.11) się zrównały.

Sumy iloczynów pojemności i pochodnych napięć mają następującą postać:

$$\begin{aligned}\sum_{n=1}^{N} C_{n1}u'_n &= u'_1C_A + u'_2C_A + u'_3C_B = \\ &= u'_1C_A - u'_1C_A - u'_3C_A + u'_3C_B = \\ &= u'_3(C_B - C_A) = I_1\end{aligned} \tag{8.13}$$

$$\begin{aligned}\sum_{n=1}^{N} C_{n2}u'_n &= u'_1C_B + u'_2C_A + u'_3C_A = \\ &= u'_1C_B - u'_1C_A - u'_3C_A + u'_3C_A = \\ &= u'_1(C_B - C_A) = i_2\end{aligned} \tag{8.14}$$

$$\begin{aligned}\sum_{n=1}^{N} C_{n3}u'_n &= u'_1C_C + u'_2C_B + u'_3C_A = \\ &= u'_1C_B - u'_1C_B - u'_3C_B + u'_3C_A = \\ &= u'_1(C_C - C_A) + u'_3(C_A - C_B) = i_3\end{aligned} \tag{8.15}$$

Można zauważyć, że wykorzystując tylko dwa pierwsze czujniki, dysponujemy trzema równaniami ((8.10), (8.13), (8.14)) i czterema niewiadomymi ($C_A, C_B, U'_1, U'_3$). Nie da się zatem przeprowadzić autokalibracji, wykorzystując tylko dwa czujniki. Po dodaniu trzeciego czujnika dochodzi piąta niewiadoma $C_C$, ale też dwa dodatkowe równania (8.12) i (8.15), a tym samym układ równań jest poprawnie określony. Jego rozwiązanie ma postać:

$$u'_1 = \frac{-(i_1 + i_3)}{S_1 - S_3} \tag{8.16}$$

$$u'_3 = \frac{-(i_1(i_1 + i_3))}{i_2(S_1 - S_3)} \tag{8.17}$$

$$C_A = \frac{i_1S_1 + i_2S_1 + i_3S_1 - i_2S_3}{3(i_1 + i_3)} \tag{8.18}$$

$$C_B = \frac{i_1S_1 - 2i_2S_1 + i_3S_1 + 2i_2S_3}{3(i_1 + i_3)} \tag{8.19}$$

$$C_C = \frac{-(2i_1S_1 - i_2S_1 - 3i_1S_3 + 2i_3S_1 + i_2S_3 - 3i_3S_3}{3(i_1 + i_3)} \tag{8.20}$$

W drugim rozważanym przypadku rozmieszczenia czujników (rys. 8.2) pojemności osiągają wartości:

$$C_{11} = C_{22} = C_{33} = C_A \tag{8.21}$$

$$C_{12} = C_{21} = C_{23} = C_{32} = C_B \tag{8.22}$$

$$C_{13} = C_{31} = C_C \tag{8.23}$$

Należy zaznaczyć, że pomimo zastosowania tych samych oznaczeń wartości pojemności są w tym przypadku inne niż w poprzednio prezentowanym dla tego samego układu i geometrii linii. Równania sum pojemności mają postać:

$$\sum_{n=1}^{N} C_{n1} = C_{11} + C_{21} + C_{31} = C_A + C_B + C_C = S_1 \tag{8.24}$$

$$\sum_{n=1}^{N} C_{n2} = C_{12} + C_{22} + C_{32} = C_A + 2C_B = S_2 \tag{8.25}$$

$$\sum_{n=1}^{N} C_{n3} = C_{13} + C_{23} + C_{33} = C_A + C_B + C_C = S_1 \tag{8.26}$$

Zachodzi tutaj podobna sytuacja jak w poprzednim przypadku, czyli dwa wyrażenia są takie same. Sumy iloczynów pojemności i napięć mają następującą postać:

$$\begin{aligned}\sum_{n=1}^{N} C'_{n1} &= u'_1 C_A + u'_2 C_B + u'_3 C_C = \\ &= u'_1 C_A - u'_1 C_B - u'_3 C_B + u'_3 C_C = \\ &= u'_1 (C_A - C_B) + u'_3 (C_C - C_A) = i_1\end{aligned} \tag{8.27}$$

$$\begin{aligned}\sum_{n=1}^{N} C'_{n2} &= u'_1 C_B + u'_2 C_A + u'_3 C_B = \\ &= u'_1 C_B - u'_1 C_A - u'_3 C_A + u'_3 C_B = \\ &= u'_1 (C_B - C_A) + u'_3 (C_B - C_A) = i_2\end{aligned} \tag{8.28}$$

$$\begin{aligned}\sum_{n=1}^{N} C'_{n3} &= u'_1 C_C + u'_2 C_B + u'_3 C_A = \\ &= u'_1 C_B - u'_1 C_B - u'_3 C_B + u'_3 C_A = \\ &= u'_1 (C_C - C_A) + u'_3 (C_A - C_B) = i_3\end{aligned} \tag{8.29}$$

W tym przypadku rozwiązanie układu równań (8.24)—(8.29) jest następujące:

$$u'_1 = \frac{(i_1 + i_3)(i_2 + i_3)}{(S_1 - S_2)(i_1 + 2i_2 + i_3)} \tag{8.30}$$

$$u_3' = \frac{(i_1 + i_2)(i_1 + i_3)}{i_1 S_1 - i_1 S_2 + 2i_2 S_1 - 2i_2 S_2 + i_3 S_1 - i_3 S_2} \tag{8.31}$$

$$C_A = \frac{i_1 S_2 - 2i_2 S_1 + 2i_2 S_2 + i_3 S_2}{3(i_1 + i_3)} \tag{8.32}$$

$$C_B = \frac{i_1 S_2 + i_2 S_1 - i_2 S_2 + i_3 S_2}{3(i_1 + i_3)} \tag{8.33}$$

$$C_C = \frac{3i_1 S_1 - 2i_1 S_2 + i_2 S_1 - i_2 S_2 + 3i_3 S_1 - 2i_3 S_2}{3(i_1 + i_3)} \tag{8.34}$$

Jak widać, w każdym przypadku poza napięciami identyfikowane są wszystkie pojemności w układzie. Ponieważ pojemności te zależą przede wszystkim od odległości między linią a czujnikami, a tym samym od nawisu linii w miejscu instalacji czujników, możliwe jest identyfikowanie tą metodą nawisu linii. Jako że nawis linii zależy od jej temperatury, będzie on zwiększał się w przypadku przeciążenia linii. Tym samym wartości pojemności wyznaczone dzięki opisywanej metodzie autokalibracji mogą być wykorzystane do prostej diagnostyki linii.

Ostatecznie można przyjąć następujący algorytm autokalibracji:

1) Wprowadź zaburzenie dla wszystkich czujników przez szybką zmianę elementów w obwodzie wejściowym. Wyznacz wartości $S_1$, $S_2$ i $S_3$.
2) Na podstawie znajomości $S_1$, $S_2$ i $S_3$, wartości elementów w obwodzie czujnika i prądu czujnika wyznacz $i_1$, $i_2$ i $i_3$.
3) Na podstawie równań (8.16)—(8.20) lub (8.30)—(8.34) (w zależności od rozmieszczenia czujników) wyznacz wartości napięć. Można też wyznaczyć pojemności i wykonać identyfikację nawisu linii.

Wyznaczenie sum $S_1$, $S_2$ i $S_3$ powinno być powtarzane tak często aby system nadążał za zmianami tych wartości. Ponieważ są to sumy pojemności zależnych od warunków środowiskowych, czynność tę można powtarzać albo co zadany okres czasu, albo na podstawie danych z dodatkowych czujników parametrów środowiskowych (temperatura, wilgotność etc.).

## 8.2. Model wykorzystujący impedancje

Opisywana w rozdziale metoda autokalibracji powstała przy założeniu, że napięcia wejściowe w stanie przed przełączeniem i po przełączeniu elementów czujników są takie same. Ponieważ dla modelu wykorzystującego równania różniczkowe analizowane są pochodne wartości chwilowych napięć, dla spełnienia tego założenia konieczne jest wybranie odpowiednich próbek sygnału na podstawie znajomości okresu napięcia. Wprowadza to dodatkowy krok algorytmu i może utrudnić wyznaczenie parametrów systemu. W związku z tym wygodniejszy w zastosowaniu w przypadku autokalibracji może okazać się model wykorzystujący impedancje. Dla takiego modelu zostanie przeprowadzona dalsza analiza.

Procedura autokalibracji jest w tym przypadku taka sama jak dla modelu wykorzystującego równania różniczkowe i polega na dołączeniu dodatkowych elementów w obwód wejściowy czujników. W mocy pozostaje też założenie o równości napięć przed przełączeniem

i po przełączeniu struktury czujników. Korzystając z równania (2.6), można zapisać dwa równania opisujące stan pojedynczego, $p$-tego czujnika przed przełączeniem i po przełączeniu:

$$I_{Sp1} = \frac{\sum_{n=1}^{N} U_n Y_{np}}{1 + Z_{Sp1} \sum_{n=1}^{N} Y_{np}} \tag{8.35}$$

$$I_{Sp2} = \frac{\sum_{n=1}^{N} U_n Y_{np}}{1 + Z_{Sp2} \sum_{n=1}^{N} Y_{np}} \tag{8.36}$$

Na ich podstawie można wyznaczyć wartości produktów napięć i admitancji:

$$\sum_{n=1}^{N} U_n Y_{np} = I_{Sp1} \frac{I_{Sp2} Z_1 - I_{Sp2} Z_2}{I_{Sp1} Z_1 - I_{Sp2} Z_2} = S_{up} \tag{8.37}$$

$$\sum_{n=1}^{N} Y_{np} = \frac{I_{Sp2} - I_{Sp1}}{I_{Sp1} Z_1 - I_{Sp2} Z_2} = S_{yp} \tag{8.38}$$

Produkty $S_{up}$ oraz $S_{yp}$ są wyznaczane dla każdego czujnika (indeks $p$) osobno, co pozwala na ułożenie układu równań opisujących macierz admitancji i wektor napięć. Niestety, podobnie jak w przypadku modelu wykorzystującego równania różniczkowe, problemem jest niemożność ułożenia poprawnie określonego układu równań dla większości przypadków. W praktyce ze względu na tożsamość macierzy $\mathbf{C}$ i $\overline{\mathbf{Y}}$ można założyć, że metoda dla modelu wykorzystującego impedancje sprawdzi się przy przyjęciu rozmieszczeń czujników zaprezentowanych powyżej i założeniu o symetrii napięć układu trójfazowego. Dla takiego układu produkty z równań (8.37) i (8.38) przyjmą postać:

$$S_{u1} = U_1 Y_{11} + U_2 Y_{21} + U_3 Y_{31} \tag{8.39}$$

$$S_{u2} = U_1 Y_{12} + U_2 Y_{22} + U_3 Y_{32} \tag{8.40}$$

$$S_{u3} = U_1 Y_{13} + U_2 Y_{23} + U_3 Y_{33} \tag{8.41}$$

$$S_{y1} = Y_{11} + Y_{21} + Y_{31} \tag{8.42}$$

$$S_{y2} = Y_{12} + Y_{22} + Y_{32} \tag{8.43}$$

$$S_{y3} = Y_{13} + Y_{23} + Y_{33} \tag{8.44}$$

Wprowadzając założenie o symetrii napięć postaci $U_2 = -U_1 - U_3$, otrzymujemy:

$$S_{u1} = U_1(Y_{11} - Y_{21}) + U_3(Y_{31} - Y_{21}) \tag{8.45}$$

$$S_{u2} = U_1(Y_{12} - Y_{22}) + U_3(Y_{32} - Y_{22}) \tag{8.46}$$

$$S_{u3} = U_1(Y_{13} - Y_{23}) + U_3(Y_{33} - Y_{23}) \tag{8.47}$$

W przypadku rozmieszczenia czujników przedstawionego na rysunku 8.1 i na mocy tożsamości macierzy $\mathbf{C}$ i $\overline{\mathbf{Y}}$ można przyjąć następujące trzy admitancje:

$$Y_A = Y_{11} = Y_{21} = Y_{22} = Y_{32} = Y_{33} \tag{8.48}$$

$$Y_B = Y_{12} = Y_{23} = Y_{31} \tag{8.49}$$

$$Y_C = Y_{13} \tag{8.50}$$

co pozwala przekształcić równania (8.39)—(8.44) do następującej postaci:

$$S_{u1} = U_3(Y_B - Y_A) \tag{8.51}$$

$$S_{u2} = U_1(Y_B - Y_A) \tag{8.52}$$

$$S_{u3} = U_1(Y_B - Y_A) + U_3(Y_A - Y_C) \tag{8.53}$$

$$S_{y1} = S_{y2} = 2Y_A + Y_B \tag{8.54}$$

$$S_{y3} = Y_A + Y_B + Y_C \tag{8.55}$$

Spróbowano dokonać podstawienia równań (8.37) oraz (8.38) do powyższych równań, jednak uzyskany wynik jest zbyt długi, aby zamieścić go tutaj. Z tego względu podczas implementacji procedury kalibracji zaleca się skorzystanie z równań po kolei.

Rozwiązując powyższe równania, można uzyskać:

$$U_1 = -\frac{S_{u2}(S_{u2} - S_{u3})}{S_{u1}S_{y1} - S_{u1}S_{y3}} \tag{8.56}$$

$$U_3 = -\frac{S_{u2} - S_{u3}}{S_{y1} - S_{y3}} \tag{8.57}$$

$$Y_A = \frac{S_{u1}S_{y1} + S_{u2}S_{y1} - S_{u1}S_{y3} - S_{u3}S_{y1}}{3S_{u2} - 3S_{u3}} \tag{8.58}$$

$$Y_B = -\frac{2S_{u1}S_{y1} - S_{u2}S_{y1} - 2S_{u1}S_{y3} + S_{u3}S_{y1}}{3(S_{u2} - S_{u3})} \tag{8.59}$$

$$Y_C = \frac{S_{u1}S_{y1} - 2S_{u2}S_{y1} - S_{u1}S_{y3} + 2S_{u3}S_{y1} + 3S_{u2}S_{y3} - 3S_{u3}S_{y3}}{3S_{u2} - 3S_{u3}} \tag{8.60}$$

W przypadku rozmieszczenia czujników przedstawionego na rysunku 8.1 i na mocy tożsamości macierzy $\mathbf{C}$ i $\overline{\mathbf{Y}}$ można przyjąć następujące trzy admitancje:

$$Y_D = Y_{11} = Y_{22} = Y_{33} \tag{8.61}$$

$$Y_E = Y_{12} = Y_{21} = Y_{23} = Y_{32} \tag{8.62}$$

$$Y_F = Y_{13} = Y_{33} \tag{8.63}$$

w związku z czym równania (8.39)—(8.44) dla tego rozmieszczenia przyjmują postać:

$$S_{u1} = U_1(Y_D - Y_E) + U_3(Y_F - Y_E) \tag{8.64}$$

$$S_{u2} = U_1(Y_E - Y_D) + U_3(Y_E - Y_D) \tag{8.65}$$

$$S_{u3} = U_1(Y_F - Y_E) + U_3(Y_D - Y_E) \tag{8.66}$$

$$S_{y1} = S_{y3} = Y_D + Y_E + Y_F \tag{8.67}$$

$$S_{y2} = Y_D + 2Y_E \tag{8.68}$$

Podobnie jak w poprzednim przypadku, wynik podstawienia równań (8.38) i (8.37) do powyższych równań nie mieści się na pełnej stronie tego opracowania.

Reasumując, dla modelu wykorzystującego impedancje możliwe jest zapisanie algorytmu autokalibracji podobnego do zapisanego wcześniej dla modelu z równaniami różniczkowymi:
1) należy dokonać dwóch rejestracji sygnałów z czujników przy różnych i znanych impedancjach wejściowych;
2) z wykorzystaniem równań (8.37) oraz (8.38) należy wyznaczyć wartości $S_{un}$ i $S_{yn}$;
3) wyznaczone wartości należy podstawić do równań wynikających z (8.39)—(8.44) dla wybranego ułożenia czujników i wyznaczyć admitancje oraz napięcia.

## 8.3. System z częściową kalibracją

Wyznaczenie większości parametrów napięcia sieci elektroenergetycznej wymaga znajomości wartości chwilowych. Niektóre parametry nie wymagają jednak znajomości wartości napięć jako takich, a raczej przebiegów. Parametry te to wszystkie współczynniki o charakterze względnym, w szczególności związane z zawartością harmonicznych [13, 16]. Przy rozmieszczeniu czujników w sposób przedstawiony na rysunku 8.1 napięcia z czujników 1 i 2 są wprost proporcjonalne do pojedynczych napięć linii. Opisują je równania (8.13) oraz (8.14) z których można wyprowadzić następujące równania:

$$u_3' \left(C_B - C_A\right) = i_{s1} \tag{8.69}$$

$$u_1' \left(C_B - C_A\right) = i_{s2} \tag{8.70}$$

W mocy pozostają nadal założenia o zerowej sumie napięć, płaskim układzie linii oraz dokładnym rozmieszczeniu czujników względem przewodów. Zrezygnowano jednak z zastosowania trzeciego czujnika, tym samym pozbawiając się możliwości dokładnej identyfikacji parametrów. Mimo to nadal istnieje możliwość rejestracji przebiegów napięć co do kształtu, przy czym dokładność odwzorowania zależy od dokładności rozmieszczenia czujników. Tym samym możliwe jest wyznaczanie wybranych, wspomnianych wcześniej parametrów napięcia. System taki może być wykorzystany do pomiarów doraźnych, np. jako element mobilnego stanowiska rejestracji przebiegów wysokich napięć.

## 8.4. Ograniczenia dokładności autokalibracji

Przy wyprowadzaniu równań w poprzedniej części poczyniono liczne założenia. Konieczne jest określenie, do jakich błędów pomiaru napięć prowadzi niespełnienie tych założeń. Zbadane zostaną dwie sytuacje:

— napięcia zmieniają się podczas przełączenia elementów wejściowych czujników;
— pojemności nie spełniają równań (8.7)—(8.9) lub (8.21)—(8.23).

Analiza zostanie przeprowadzona dla modelu z równaniami różniczkowymi. W razie potrzeby może zostać łatwo zmodyfikowana dla modelu wykorzystującgo impedancje.

### 8.4.1. Zmiana napięcia podczas przełączania elementów

Jeżeli napięcie po zmianie elementów różni się od napięcia przed nią, to równanie (8.3) przyjmuje postać:

$$\begin{aligned} i_{Sp1} + \sum_{n=1}^{N} C_{np}(i_{Sp1}\frac{1}{C_{Sp1}} + R_{Sp1}i'_{Sp1}) = \\ = i_{Sp2} + \sum_{n=1}^{N} C_{np}(i_{Sp2}\frac{1}{C_{Sp2}} + R_{Sp2}i'_{Sp2}) + Q_d \end{aligned} \tag{8.71}$$

gdzie $Q_d$ jest wyrażeniem postaci:

$$Q_d = \sum_{n=1}^{N} C_{np}(u'_{n1} - u'_{n2}) \tag{8.72}$$

w którym $u'_{n1}$ oraz $u'_{n2}$ oznaczają pochodną napięcia $u_n$ przed zmianą i po zmianie elementów. Po dokonaniu przekształceń można zapisać:

$$\sum_{n=1}^{N} C_{np} = \frac{i_{Sp2} - i_{Sp1} + Q_d}{i_{Sp1}\frac{1}{C_{Sp1}} + R_{Sp1}i'_{Sp1} - i_{Sp2}\frac{1}{C_{Sp2}} + R_{Sp2}i'_{Sp2}} \tag{8.73}$$

Oznacza to, że niepewność wyznaczenia sumy pojemności jest liniowo zależna od zmiany pochodnych napięć podczas prowadzenia eksperymentu. Tym samym zależność niepewności estymacji napięć i pojemności z wykorzystaniem równań (8.16)—(8.20) i (8.30)—(8.34) jest określona samą strukturą tych równań. Ponieważ zmiana pochodnej każdego napięcia wpływa na wystąpienie błędu, należy podczas wyboru próbek do podstawienia do równania (8.6) starać się wybrać takie wartości, by pochodna każdego z napięć była taka sama przed dokonaniem i po dokonaniu przełączenia. Najprostszym rozwiązaniem jest wybranie próbek oddzielonych całkowitą liczbą okresów napięcia mierzonego. Ponieważ częstotliwość napięcia w systemie elektroenergetycznym podlega zmianom, oznacza to konieczność śledzenia częstotliwości sygnałów wejściowych podczas wykonywania procedury autokalibracji.

### 8.4.2. Niepoprawne rozmieszczenie czujników

W przypadku gdy nie zostanie zachowana równość odległości $d$ na rysunkach 8.1 lub 8.2, pojemności $C_{np}$ będą różniły się od pojemności $C_A$, $C_B$ i $C_C$, a tym samym równania (8.10)—(8.12) lub (8.24)—(8.26) nie będą spełnione. Ponieważ analiza odchyłek wszystkich pojemności w systemie od wartości założonych prowadzi do bardzo złożonych równań, przeprowadzono analizę wpływu niepoprawnego umieszczenia pojedynczego czujnika. Jeżeli np. czujnik 1 w konfiguracji z rysunku 8.1 nie został umieszczony poprawnie względem przewodów, to równania (8.10) oraz (8.13) przyjmą odpowiednio postać:

$$S_1 = 2C_A + C_B + C_{11d} + C_{12d} + C_{13d} \tag{8.74}$$

$$I_1 = u'_3(C_B - C_A) + u'_1(C_{11d} - C_{12d}) + u'_3(C_{13d} - C_{12d}) \tag{8.75}$$

czyli błąd współczynnika $I_1$ wynikający z niepoprawnego rozmieszczenia czujników wynosi:

$$Q_{1d} = u_1'(C_{11d} - C_{12d}) + u_3'(C_{13d} - C_{12d}) \tag{8.76}$$

gdzie:

$$C_{11d} = C_{11} - C_A \tag{8.77}$$
$$C_{12d} = C_{12} - C_A \tag{8.78}$$
$$C_{13d} = C_{13} - C_B \tag{8.79}$$

Oznacza to, że pojemności $C_{11d}$, $C_{12d}$ i $C_{13d}$ są różnicami między pojemnościami wynikającymi z umieszczenia czujnika 1 a pojemnościami $C_A$ i $C_B$ wynikającymi z umieszczenia pozostałych dwóch czujników. Równanie (8.76) pokazuje, że niepoprawne umieszczenie nawet jednego czujnika uniemożliwia poprawne oddzielenie napięć poszczególnych faz od siebie. Z tego powodu należy przyłożyć szczególną wagę do rozmieszczenia czujników. Do rozwiązania pozostaje również kwestia ruchów poprzecznych przewodów linii (spowodowanych wiatrem), na które prezentowana metoda autokalibracji jest szczególnie wrażliwa.

## 8.5. Podsumowanie

W rozdziale wykazano, że możliwe jest odtworzenie na podstawie sygnałów z czujników pola zarówno napięć, jak i pojemności między przewodami a czujnikami. Wymaga to zastosowania czujników o zmiennej wartości impedancji wejściowej. Konieczne jest też przyjęcie założenia o symetrii napięć, a system pracuje poprawnie dla płaskiego układu linii oraz specyficznych sposobów rozmieszczenia czujników. Poza samym pomiarem napięć opracowany algorytm może być wykorzystany do diagnostyki linii podczas pracy.

# 9. Konstrukcja różnicowego pojemnościowego czujnika napięcia

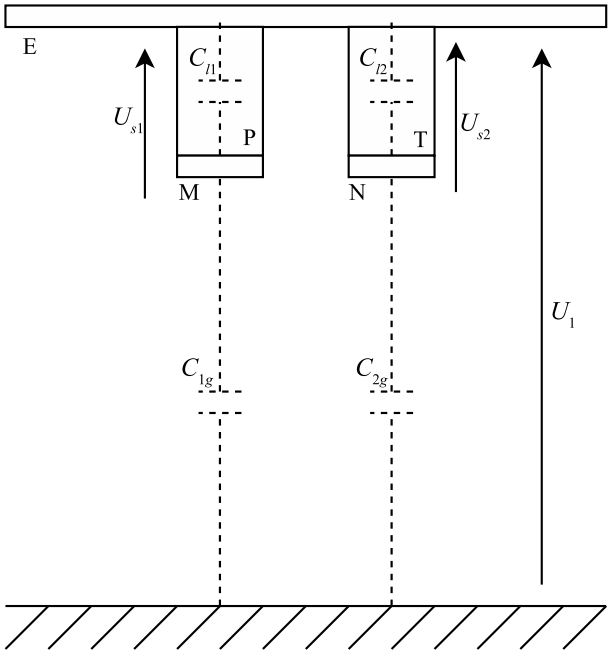
Rozważania zaprezentowane we wcześniejszych rozdziałach koncentrują się w znacznym stopniu na właściwościach sprzężeń pojemnościowych między przewodami linii a czujnikami pola. Sprzężenia te, reprezentowane przez macierze **C** lub **Z**, są nieznane (podlegają kalibracji) i mogą zmieniać się w czasie. Jednocześnie ich wartości decydują o właściwościach metrologicznych systemu wykorzystującego czujniki pola.

W niniejszym rozdziale zaprezentowano inne podejście do kwestii niestabilności sprzężeń pojemnościowych. Polega ono na skonstruowaniu czujnika, w którym zmiany sprzężeń pojemnościowych są kompensowane, a tym samym czujnik jest niewrażliwy na zmiany geometrii linii.

## 9.1. Założenia konstrukcyjne

Prezentowane rozwiązanie techniczne zakłada zainstalowanie czujnika na przewodzie linii zamiast na ziemi lub w jej pobliżu. Tym samym pojemność między elektrodą a przewodem linii jest znacznie większa niż pojemność między elektrodą a otoczeniem. Takie umieszczenie czujnika pozwala na uzyskanie bardzo dobrego sprzężenia pomiędzy czujnikiem a przewodem, w którym dokonywane są pomiary. Oznacza to jednak, że sygnał wyjściowy z czujnika powinien reprezentować napięcie przewód—elektroda, a nie napięcie elektroda—masa lub prąd upływu. Oprócz tego konieczne jest zapewnienie poprawnego zasilania czujnika oraz transmisji danych pomiarowych z obszaru wysokiego napięcia w sposób bezpieczny. Zagadnienia te zostaną omówione w dalszej części.

Pojemność między elektrodą czujnika a otoczeniem (wliczane są tutaj wszystkie elementy) w przypadku omawianym cechuje się zależnością od geometrii linii. Oznacza to, że np. w przypadku zwiększenia nawisu wskutek wzrostu temperatury pojemność do każdego elementu otoczenia ulegnie zmianie. Aby skompensować takie zmiany, można wykorzystać drugi element, umieszczony obok w taki sposób, żeby pojemności elektrody do elementów otoczenia były takie same. Takie wyrównanie pojemności jest możliwe, jeżeli wymiary obu elektrod i ich odległość od przewodu linii są takie same i dodatkowo są one umieszczone możliwie blisko siebie. Jeżeli jednak zastosuje się dokładnie takie same czujniki, to również ich pojemności, a tym samym napięcia wyjściowe do linii, będą identyczne. W związku z tym konieczne jest zróżnicowanie pojemności linia–czujnik dla obu czujników, jednak bez zmiany położenia i wymiarów elektrod. Jest to możliwe dzięki zróżnicowaniu właściwości dielektrycznych materiałów dystansujących elektrody od linii. Tym samym powstaje układ zaprezentowany na rysunku 9.1.




**Rys. 9.1.** Konstrukcja i schemat różnicowego czujnika napięcia. $P$, $T$ – elementy dielektryczne, $M$, $N$ – elektrody czujników, $E$ – przewód pod napięciem lub elektroda pośrednicząca

Przedstawione na tym rysunku pojemności systemu spełniają następujące zależności:

$$C_{l1} \neq C_{l2} \tag{9.1}$$

$$C_{1g} = C_{2g} = C_g \tag{9.2}$$

Traktując układ pojemności jako dwa niezależne dzielniki pojemnościowe, możemy zapisać równania ich napięć wyjściowych:

$$U_{s1} = U_1 \frac{C_{l1}}{C_g + C_{l1}} \tag{9.3}$$

$$U_{s2} = U_1 \frac{C_{l2}}{C_g + C_{l2}} \tag{9.4}$$

Przy założeniu, że pojemności konstrukcyjne $C_{l1}$ i $C_{l2}$ są znane, powstały układ równań ma dwie niewiadome: $C_g$ oraz $U_1$. Oznacza to, że możliwe jest wyznaczenie zarówno napięcia linii, jak i pojemności doziemnej z każdej próbki sygnałów napięć $U_{l1}$ oraz $U_{l2}$:

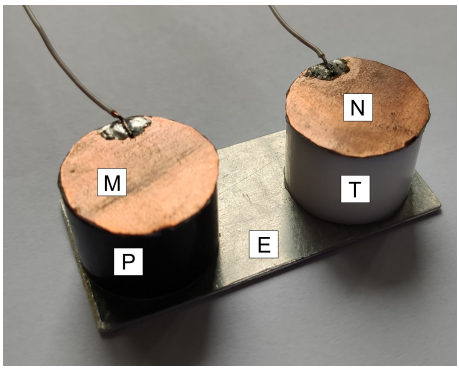
$$C_g = \frac{U_{s2}C_{l1} - U_{s1}C_{l1}}{U_{s1} - U_{s2}} \tag{9.5}$$

$$U_1 = (U_{s2} - U_{s1}) \frac{C_{l1}C_{l2} + C_{l1}C_g + C_{l2}C_g + C_g^2}{C_{l1}C_g - C_{l2}C_g} \tag{9.6}$$

## 9.2. Eksperymenty

### 9.2.1. Konstrukcja czujnika

Skonstruowany czujnik przedstawia fotografia na rysunku 9.2. Zamieszczono na niej oznaczenia, które są wykorzystane w dalszej części. Czujnik składa się z dwóch walców P i T o średnicy 25 mm, wytworzonych odpowiednio z poliksometylenu (POM) oraz poli(tetrafluoroetylenu) (PTFE, teflonu). Walce są przyklejone do stanowiącej elektrodę wysokiego napięcia płytki aluminiowej E w odległości 10 mm od siebie. Elektrody pomiarowe stanowią przyklejone do elementów z tworzywa dopasowane fragmenty folii miedzianej M i N. Wybór tworzyw sztucznych wykorzystanych w budowie czujnika był podyktowany zróżnicowaniem ich przenikalności dielektrycznych ($\varepsilon_m = 2,1$ dla PTFE, $\varepsilon_m = 3,7$ dla POM) [57, 58] w połączeniu z dostępnością i łatwością obróbki. Zbudowano dwa czujniki, różniące się jedynie długością walców z dielektryka; w jednym przypadku (czujnik „krótki") wynosiła ona 15 mm, a w drugim (czujnik „długi") wynosiła 30 mm.




**Rys. 9.2.** Czujnik w wersji o wysokości 15 mm („krótki"). P, T – elementy dielektryczne odpowiednio z POM i PTFE; M, N – elektrody czujnika; E – elektroda pośrednicząca (do tego elementu jest podłączane napięcie mierzone)

Po skonstruowaniu czujników zmierzono pojemności między elektrodą E a elektrodami M i N. Do pomiaru wykorzystano miernik RLC Agilent E4980A. Zastosowano napięcie probiercze 10 V o częstotliwości 10 kHz. Wartości pojemności przedstawia tabela 9.1.

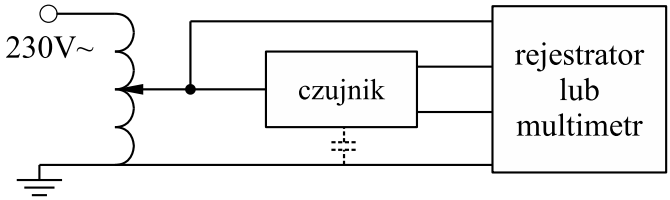
**Tabela 9.1**
Zmierzone pojemności czujników

| Długość [mm] | Materiał | Pojemność [pF] |
|---|---|---|
| 30 | PTFE | 1,86 |
| | POM | 2,10 |
| 15 | PTFE | 2,40 |
| | POM | 2,79 |

Wzajemny stosunek pojemności elementów odbiega od wartości wynikającej tylko z różnicy współczynników przenikalności dielektrycznej materiałów. Gdyby brać pod uwagę tylko różnicę $\epsilon_m$, pojemność dla POM powinna być o około 50% większa od pojemności dla PTFE. Przyczyną różnicy jest fakt, że na pojemność między elektrodą E a elektrodami M i N nie wpływają wyłącznie sprzężenia przez materiał elementów P i T, ale również sprzężenie pojemnościowe przez otoczenie (w tym przypadku powietrze). Aby uzyskać bardziej zróżnicowane (i przy okazji wyższe) pojemności, należałoby zastosować materiały o większym współczynniku przenikalności dielektrycznej. Materiałów takich nie zastosowano w eksperymencie ze względu na ograniczoną dostępność.

### 9.2.2. Eksperymenty na stanowisku niskiego napięcia

Schemat stanowiska niskiego napięcia przedstawiono na rysunku 9.3. Sygnały z czujników były rejestrowane bezpośrednio przez system CompactDAQ (rejestrator) lub mierzone miernikiem Agilent 34410A w trybie pomiaru napięcia zmiennego (multimetr). Wykorzystanie transformatora separującego do zasilania rejestratora oraz użycie komputera przenośnego bez podłączenia do sieci gwarantowało poprawną izolację całego systemu, który miał pracować pod napięciem pochodzącym z autotransformatora.




**Rys. 9.3.** Schemat stanowiska do badania czujnika przy niskim napięciu

Celem eksperymentów było potwierdzenie koncepcji konstrukcji czujnika przez określenie zależności jego napięć wyjściowych od napięcia wejściowego, sprawdzenie wpływu napięć zewnętrznych oraz zmian pojemności na napięcie wyjściowe oraz przede wszystkim określenie zakresu napięć wyjściowych czujnika podczas pracy pod obciążeniem.

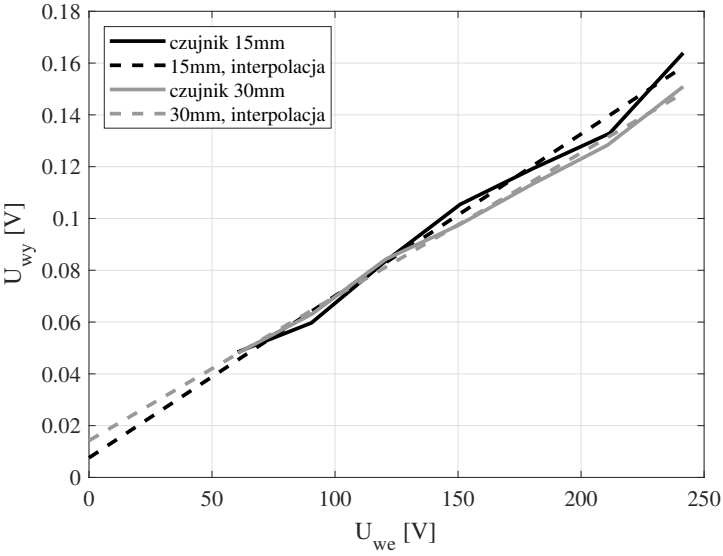
**Pomiary wartości skutecznej**

Pierwszy eksperyment polegał na wyznaczeniu zależności wartości skutecznej napięcia wyjściowego czujnika od napięcia wejściowego. W tym celu nastawiano kolejne wartości napięcia wejściowego, mierząc napięcie wejściowe $U_1$ i wyjściowe napięcie różnicowe czujnika $U_s$ miernikiem Agilent 34410A w trybie pomiaru wartości skutecznej (AC). Uzyskane wartości napięć zestawiono w tabeli 9.2, a na ich podstawie przygotowano wykresy zaprezentowane na rysunku 9.4.

Wartości napięć zaprezentowane w tabelach są znacząco niższe, niż wynikałoby to ze zmierzonych uprzednio wartości pojemności elementów. Przyczyną jest obciążenie czujnika wejściami multimetru. Pokazuje to, że czujnik tego rodzaju powinien pracować z bardzo niewielkim obciążeniem ze względu na skrajnie wysoką impedancję wewnętrzną.

**Tabela 9.2**
Wartości skuteczne napięcia wejściowego i różnicowego czujnika o wysokości 15 mm

| Wysokość 15 mm | | Wysokość 30 mm | |
|---|---|---|---|
| $U_1$ [V] | $U_s$ [mV] | $U_1$ [V] | $U_s$ [mV] |
| 60,39 | 48,4 | 60,65 | 48,1 |
| 90,41 | 59,68 | 90,83 | 63,2 |
| 120,26 | 83,3 | 120,71 | 84,3 |
| 150,86 | 105,43 | 150,42 | 97,5 |
| 180,35 | 119,23 | 180,12 | 113,2 |
| 211,58 | 132,85 | 210,71 | 128,3 |
| 241,5 | 163,90 | 241,54 | 150,9 |




**Rys. 9.4.** Charakterystyki czujników wyznaczone na stanowisku niskiego napięcia

Obserwując interpolowane charakterystyki czujnika, można zauważyć, że zgodnie z oczekiwaniem czujnik o mniejszej długości jest bardziej czuły (większa stromość charakterystyki). Jednocześnie oba czujniki cechują się występowaniem stałego zakłócenia, widocznego jako niezerowa składowa stała charakterystyk. Czujnik o mniejszej długości ma prawie dwukrotnie niższe zakłócenie, co sugeruje, że ma ono związek z impedancją czujnika. Taki związek wskazuje na zakłócenie o częstotliwości radiowej lub pochodzące z sieci energetycznej otoczenia. Aby mogło ono wystąpić w sygnale różnicowym, sprzężenia pojemnościowe elektrod czujnika do źródła zaburzenia muszą być różne. Pokazuje to znaczenie prawidłowej instalacji czujnika na linii dla uniknięcia niejednakowych sprzężeń pojemnościowych elektrod z sąsiadującymi elementami pod napięciem.

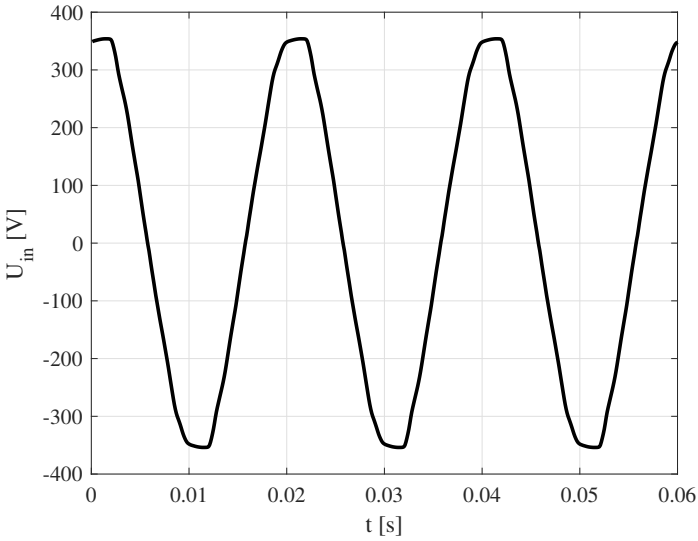
**Rejestracja sygnałów**

Drugi eksperyment polegał na zarejestrowaniu wartości chwilowych napięć. Ze względów technicznych rejestracje prowadzono oddzielnie dla każdej elektrody, wartość różnicową uzyskując przez odjęcie wartości próbek. Ze względu na skończoną (i w stosunku do pojemności niewielką) rezystancję wejść pomiarowych cDAQ cały system miał charakter różniczkujący. Oznacza to konieczność wykonania całkowania napięcia przed dalszą analizą. W napięciach po całkowaniu ujawniły się składowe niskiej częstotliwości, pochodzące najprawdopodobniej od wahań potencjału wejść systemu, co wymusiło zastosowanie dodatkowej filtracji górnoprzepustowej. Całość procesu ilustrują rysunki 9.5—9.8, przedstawiające kolejno: napięcie wejściowe (rys. 9.5), napięcie zarejestrowane na jednej z elektrod (rys. 9.6), całkowane napięcia obu elektrod (rys. 9.7) oraz ich różnicę (rys. 9.8).

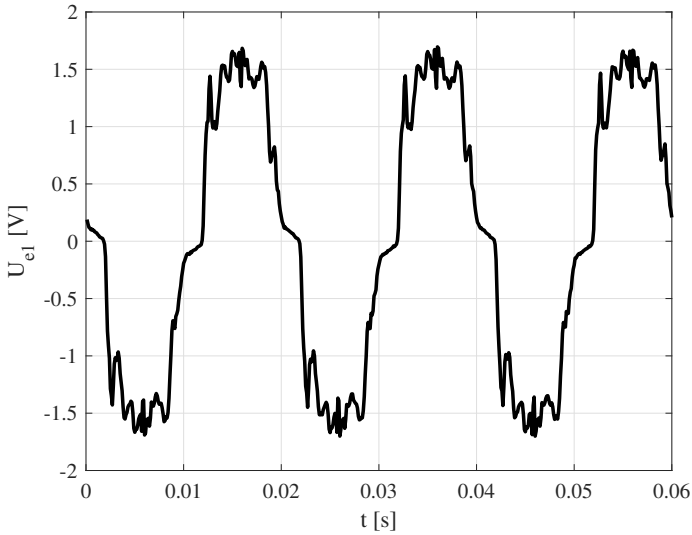
Aby określić jakość estymacji napięcia wejściowego w szerszym zakresie napięć, przeprowadzono rejestracje i wyznaczenie sygnałów dla czterech różnych wartości napięcia wejściowego. Następnie wyznaczono zależności od napięcia wejściowego:

— wartości skutecznej napięcia wyjściowego wraz z aproksymacją liniową (rys. 9.9),
— względnego błędu wartości skutecznej (rys. 9.10),
— błędu wartości maksymalnej (rys. 9.11).

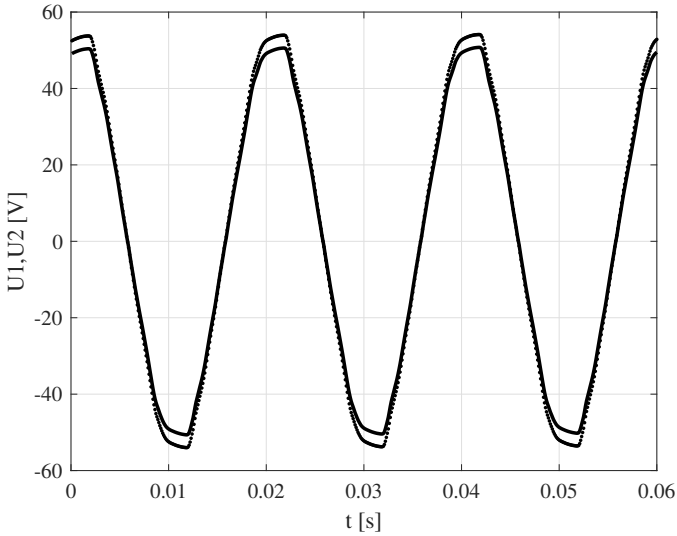
Wyznaczone charakterystyki pokazują stałość błędu bezwzględnego w funkcji napięcia wejściowego. Sugeruje to wspomniane wcześniej przy pomiarze multimetrem występowanie składowej stałej błędu, spowodowanej prawdopodobnie addytywnym zakłóceniem pochodzącym z otoczenia.



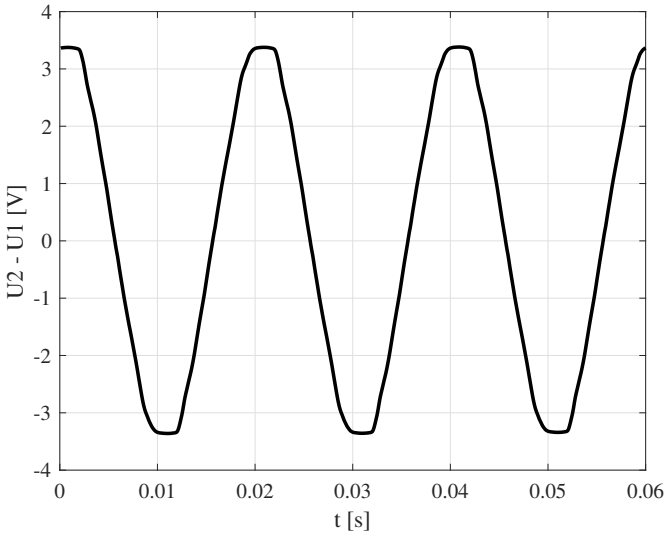

**Rys. 9.5.** Przykładowy przebieg napięcia wejściowego czujnika poczas eksperymentu na stanowisku niskiego napięcia



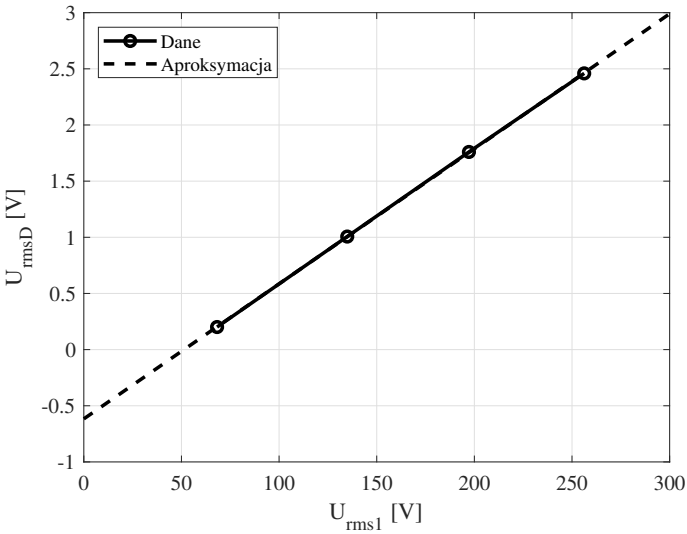

**Rys. 9.6.** Przebieg napięcia zarejestrowanego na jednej z elektrod czujnika podczas eksperymentu na stanowisku niskiego napięcia



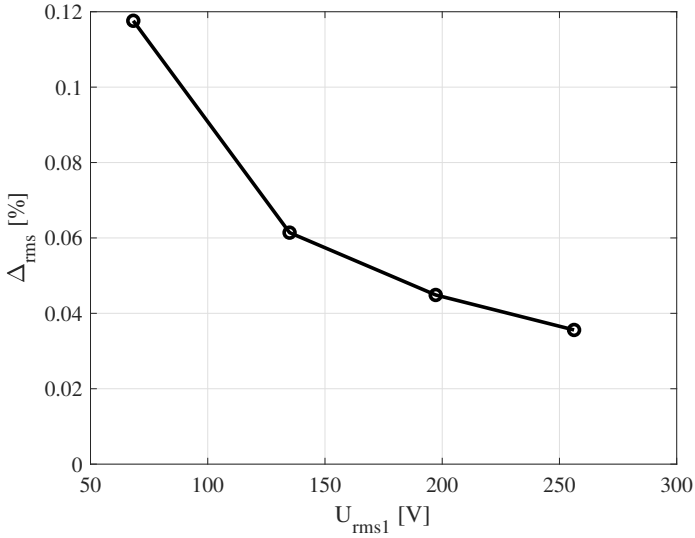

**Rys. 9.7.** Całki przebiegów napięć elektrod czujnika, zarejestrowanych podczas eksperymentu na stanowisku niskiego napięcia



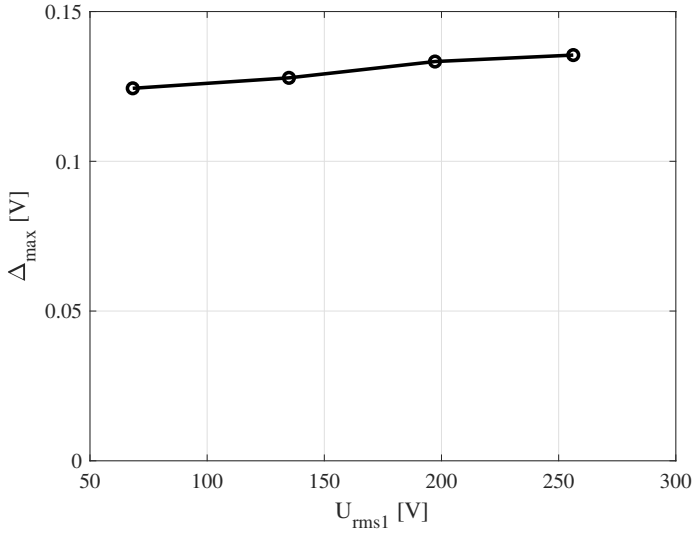

**Rys. 9.8.** Całka różnicy napięć elektrod czujnika. Ten sygnał powinien przybliżać napięcie wejściowe




**Rys. 9.9.** Charakterystyka statyczna czujnika dla napięć skutecznych




**Rys. 9.10.** Względny błąd wartości skutecznej w funkcji napięcia wejściowego



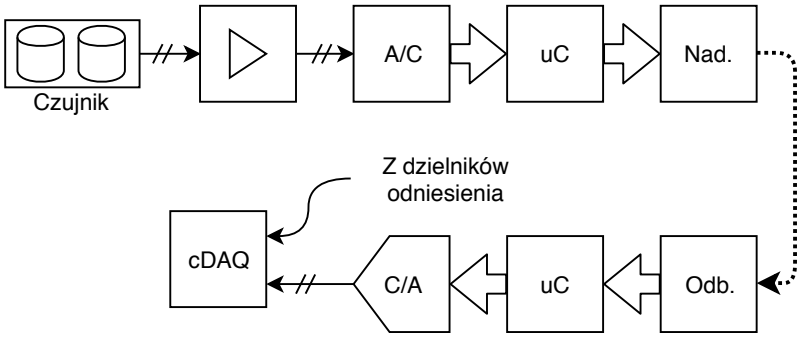

**Rys. 9.11.** Błąd amplitudy w funkcji napięcia wejściowego

### 9.2.3. Eksperymenty na stanowisku średniego napięcia

Podczas eksperymentów na stanowisku niskiego napięcia sygnały z czujnika rejestrowano bezpośrednio z wykorzystaniem systemu NI CompactDAQ 9184 z dwoma modułami wejść analogowych NI-9239 o zakresie $\pm 10$ V do pomiaru napięć czujnika oraz napięć z dzielników odniesienia. Na potrzeby eksperymentów na średnim napięciu konieczne było skonstruowanie systemu do transmisji sygnałów drogą światłowodową, gwarantującego zachowanie izolacji galwanicznej od połączonego z szyną pod napięciem czujnika.

**System pomiarowy**

System składał się z nadajnika i odbiornika i został zbudowany z wykorzystaniem mikrokontrolerów Microchip PIC16 oraz nadajników/odbiorników światłowodowych Avago serii T1522Z/T2522Z. Schemat całego systemu przedstawia rysunek 9.12.




**Rys. 9.12.** Schemat systemu światłowodowej transmisji napięć z barierą potencjału

Zasilany z baterii nadajnik pozwala na jednoczesną rejestrację napięcia różnicowego z elektrod czujników oraz napięć panujących na poszczególnych elektrodach. Wartości chwilowe napięć są przesyłane z wykorzystaniem interfejsu SPI, którego linie wyjściowe sterują bezpośrednio diodami LED nadajników światłowodowych. Taki sposób sterowania jest możliwy dzięki zastosowaniu nadajników LED zamiast powszechniejszych laserowych. Nadajniki tego rodzaju mają ograniczoną prędkość i odległość transmisji, jednak parametry te są wystarczające w prezentowanym zastosowaniu. Po stronie odbiornika sygnały są wprowadzane na linie interfejsu SPI takiego samego mikrokontrolera, który następnie z wykorzystaniem drugiego interfejsu SPI wysterowuje dwa przetworniki C/A odpowiadające za odtworzenie napięć wejściowych systemu nadajnik–odbiornik. Przetworniki są wyposażone w wewnętrzne wzmacniacze wyjściowe i pracują z napięciem zasilania jako napięciem odniesienia. Takie rozwiązanie pogarsza jakość odtworzenia sygnałów, które muszą być ponownie próbkowane, jednak dzięki niemu możliwe jest bezpośrednie wykorzystanie systemu akwizycji danych analogowych, który został zaprogramowany do celu wcześniejszych eksperymentów z kalibracją.

Ze względu na obciążenie rezystancyjne elektrod czujnika przez nadajnik cały układ zachowuje się jak układ różniczkujący. Z tej przyczyny napięcia odtwarzane przez odbiornik powinny być całkowane numerycznie podczas analizy. Działanie takie wzmacnia szumy

w dolnym paśmie sygnału, co wymusza zastosowanie filtracji górnoprzepustowej. Ostatecznie tor cyfrowego przetwarzania sygnałów odbieranych z systemu składa się z całkowania numerycznego oraz filtracji górnoprzepustowej o częstotliwości odcięcia 30 Hz. Dodatkowo stwierdzono, że przy zbyt wysokich napięciach wzmacniacze nadajnika znajdują się w pobliżu nasycenia dla napięcia ujemnego.

**Stanowisko badawcze**

Podczas eksperymentów skorzystano z rozdzielni badawczej opisanej w rozdziale 5 (schemat na rysunku 5.6). Czujnik wraz z nadajnikiem systemu przymocowano do szynoprzewodu fazy L3. Odbiornik znalazł się poza obudową rozdzielni i został podłączony do wejść systemu akwizycji danych wraz z wyjściami dzielników odniesienia.

**Wyniki eksperymentów**

Eksperyment polegał na zarejestrowaniu napięć z obu elektrod czujnika przy zasilaniu pojedynczej fazy rozdzielni. Następnie wyznaczono różnicę sygnałów i poddano ją opisanemu wcześniej przetwarzaniu cyfrowemu. Wynik został potraktowany jako przybliżenie napięcia wejściowego. Dla każdej wartości napięcia zasilania i każdej fazy wyznaczono wartość skuteczną i przekładnię systemu czujnik-układ transmisji dla wartości skutecznej. Wyniki zestawiono w tabeli 9.3.

**Tabela 9.3**

Przekładnie kompletnego systemu z czujnikiem różnicowym podłączonym do fazy L3

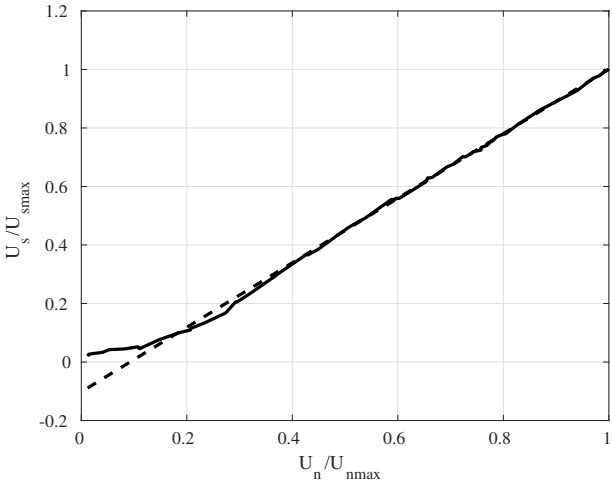
| Faza | $\eta$ przy 1,5 kV [mV/kV] | $\eta$ przy 4 kV [mV/kV] |
|---|---|---|
| L1 | 3,839 | 2,066 |
| L2 | 5,244 | 2,173 |
| L3 | 57,867 | 73,345 |

Można zauważyć, że czujnik cechuje się bardzo dobrym tłumieniem sygnałów z faz, do których nie jest podłączony. Jest to działanie zgodne z oczekiwaniem, jednak tłumienie nie jest idealne. Przyczyną może być niedoskonałość wykonania i umieszczenia czujnika na szynoprzewodzie, asymetryczna względem elektrod czujnika konstrukcja pola rozdzielni oraz sprzężenie pojemnościowe między fazami rozdzielni (szyna L3 nie była uziemiona, podczas gdy zasilano L1 i L2).

Kolejną obserwacją jest wystąpienie nieliniowości w charakterystyce wzmocnienia sygnału; wartości przekładni są wyraźnie wyższe dla wyższego napięcia. W celu bliższego określenia tej nieliniowości przeprowadzono eksperyment polegający na zmianach wartości skutecznej napięcia podczas rejestracji, w zakresie 0–4 kV. Zmian dokonywano wystarczająco powoli, aby wyznaczoną później charakterystykę potraktować jako statyczną. Zarejestrowane sygnały podzielono następnie na segmenty o długości 0,1 s. Wartości te unormowano do maksimum i na rysunku 9.13 wykreślono względne wartości napięcia wyjściowego w funkcji względnych wartości napięcia wejściowego.

Można zauważyć, że dla wartości względnych poniżej 0,35, odpowiadającej napięciu 1,5 kV, charakterystyka ulega spłaszczeniu. Dalsza analiza wartości chwilowych oraz widm częstotliwościowych sygnału wejściowego i wyjściowego pokazały, że dla wyższych napięć system wyraźnie zmienia zawartość parzystych harmonicznych w sygnale. W związku z tym

można podejrzewać, że nieliniowość charakterystyki wynika z działania toru transmisji, a nie z działania samego czujnika, przy czym w takim przypadku poprawna byłaby część charakterystyki poniżej 1,5 kV.




**Rys. 9.13.** Charakterystyka toru przetwarzania z czujnikiem różnicowym dla zakresu napięć wejściowych 0—4 kV, wraz z interpolacją liniową wyznaczoną dla zakresu powyżej 1,5 kV (linia przerywana)

### 9.2.4. Podsumowanie

W rozdziale zaprezentowano nowatorską konstrukcję czujnika, w którym zróżnicowanie pojemności elektrod uzyskano przez zróżnicowanie materiałów i tym samym umożliwiono proste wyrównanie wartości pojemności doziemnych.

Wstępne badanie przy napięciu 15 kV wykazało, że czujnik poprawnie przetwarza napięcie pojedynczej szyny w rozdzielni, co oznacza, że koncepcja czujnika jest poprawna. Jednocześnie stwierdzono, że opracowany do współpracy z czujnikiem system transmisji danych jest zbyt uproszczony, co powoduje niepoprawne odtwarzanie napięć o wartości poniżej 30% wartości znamionowej. Oznacza to, że dla umożliwienia dalszych badań czujnika konieczne jest całkowite przekonstruowanie współpracującego systemu akwizycji i transmisji danych. Do rozwiązania pozostaje również kwestia zapewnienia właściwego zasilania znajdującej się na potencjale szyny elektroniki czujnika.

# Podsumowanie

W monografii zaprezentowano podsumowanie dokonań autora w zakresie prac nad bezkontaktowymi pomiarami napięć z wykorzystaniem czujników pola elektrycznego. W części dotyczącej metod prace te objęły opracowanie modeli systemu pomiarowego i samych czujników oraz metod kalibracji i autokalibracji. Wyniki prac teoretycznych zostały poparte badaniami modelowymi i eksperymentalnymi.

W rozdziale 2 zaprezentowano dwa różne modele systemu pomiaru napięcia przewodów linii lub szynoprzewodów rozdzielni wykorzystującego czujniki pola elektrycznego. Obydwa modele powstały przy założeniu, że system pracuje w polu bliskim, a czujniki reagują nie na wektor pola, a na potencjał lub prąd wejściowy elektrody czujnika. Obydwa przedstawione modele są obwodowe i reprezentują sieć pojemności sprzęgających przewody lub szynoprzewody z systemem czujników. Pierwszy model wykorzystuje impedancje. Tym samym unika on stosowania różniczkowania, ale do analizy sygnałów poliharmonicznych wymaga wprowadzenia impedancji widmowej. Drugi model jest opisany równaniami różniczkowymi. Model ten wymagał przyjęcia dodatkowych założeń ograniczających zakres jego stosowania, ale w zamian za to pozwala na łatwe modelowanie działania systemu zarówno dla napięć poliharmonicznych, jak i dla stanów przejściowych.

W rozdziale 3 przedstawiono dwa sposoby kalibracji omawianego systemu, dla dwóch różnych modeli. Przedstawiony został sposób kalibracji w drodze eksperymentu czynnego (z wymuszeniem sygnałów) oraz w drodze eksperymentu biernego (tylko z obserwacją sygnałów). Zaprezentowana technika kalibracji opiera się na asymetrii napięć fazowych — wartości skutecznych w przypadku modelu wykorzystującego impedancje lub pochodnych wartości chwilowych dla modelu wykorzystującego równania różniczkowe. W przypadku kalibracji systemu opisanego modelem z impedancjami praktycznie wymusza to zastosowanie eksperymentu czynnego, ponieważ wysokie współczynniki asymetrii są niepożądane. W przypadku modelu opisanego równaniami różniczkowymi wybranie napięć fazowych o trzech różnych pochodnych jest stosunkowo proste, co predystynuje model do użycia w eksperymencie biernym. Możliwa jest kalibracja systemów z dowolną liczbą czujników, czyli opisanych zarówno równaniami poprawnie określonymi, jak i nadokreślonymi. Ponieważ obydwa zaprezentowane wcześniej modele są tożsame, istnieje teoretyczna możliwość wyznaczenia estymat jednego z modeli na podstawie estymat modelu drugiego. Należy przy tym mieć na uwadze dodatkowe założenia, które przyjęto przy opracowaniu modelu wykorzystującego równania różniczkowe, a które w razie chęci przeniesienia estymat muszą zostać spełnione również przez model wykorzystujący impedancje. Po spełnieniu tych samych założeń przez obydwa modele zaprezentowane sposoby kalibracji można stosować zamiennie, w zależności od potrzeb.

Rozdział 4 prezentuje rozwiązania konstrukcyjne czujników potencjału pola elektrycznego jako całości oraz ich poszczególnych podzespołów: obwodu wzmacniacza, elektrod wejściowych oraz systemu transmisji sygnałów. Szczególną uwagę poświęcono wybranym

rozwiązaniom wzmacniaczy, które następnie wykorzystano przy budowie prototypów czujników pola. Czujniki te zostały uruchomione i wykorzystane w eksperymentach. Opisane w rozdziale 5 wyniki eksperymentów pokazują, że o ile sama konstrukcja czujnika wpływa na właściwości systemu, to bardzo istotny jest wpływ często pomijanej kwestii rozmieszczenia czujników. Temat ten podjęto w kolejnym rozdziale.

W rozdziale 6 dotyczącym rozmieszczenia czujników zaprezentowano sposób doboru rozmieszczenia czujników wokół linii wysokiego napięcia dla optymalnego odtworzenia napięć pod kątem obliczeniowym. Jako kryterium optymalizacji rozmieszczenia czujników wykorzystano wartość współczynnika uwarunkowania $R(\mathbf{L})$ macierzy odległości $\mathbf{L}$, związanej z macierzą pojemności układu $\mathbf{C}$. Przeprowadzono analizę rozmieszczenia czujników pola wokół różnych układów linii. Uzyskane wyniki wskazują, że najlepszym układem linii do tego rodzaju pomiarów jest układ płaski, a najgorszym wśród jednotorowych układ pionowy (w przypadku umieszczenia czujników nad podłożem, z ograniczeniem wysokości). Stwierdzono też, że dla układów dwutorowych uwarunkowanie macierzy $\mathbf{C}$ jest bardzo złe. W takich przypadkach należy rozważyć zastosowanie układów nadokreślonych, czyli użycie większej liczby czujników niż przewodów. W celu optymalizacji rozmieszczenia takich układów można skorzystać z zaprezentowanego w tym rozdziale toku rozumowania, konieczne są jednak istotne zmiany sposobu obliczeń. Należy wybrać definicję współczynnika uwarunkowania poprawną dla układów nadokreślonych (macierze prostokątne) oraz mieć na uwadze że jego interpretacja może zależeć od wybranego algorytmu pseudoodwracania macierzy. W związku z tym optymalizację należy przeprowadzać dla wybranego algorytmu, określając znaczenie wartości współczynnika uwarunkowania.

Rozdział 8 nie jest bezpośrednio powiązany z innymi rozdziałami dotyczącymi metod pomiarów. Opisuje on metodę autokalibracji systemu z wykorzystaniem zmiany parametrów czujnika. Metoda ta cechuje się pewnymi ograniczeniami związanymi przede wszystkim z wzajemnym rozmieszczeniem czujników oraz przewodów linii. Jednocześnie pozwala jednak na uwzględnienie zmian nawisu przewodów linii. Ponieważ możliwe jest wyznaczenie jednocześnie wartości napięć oraz pojemności linia—czujniki, zaprezentowana metoda może również dostarczyć informacji przydatnych dla diagnostyki linii podczas pracy.

W części monografii dotyczącej konstrukcji czujników znalazły się dwa rozdziały. Pierwszy z nich, rozdział 7, omawia sposób ekranowania czujnika dla poprawy selektywności kierunkowej. Zastosowanie aktywnie sterowanego ekranu pozwoliło na uzyskanie pewnej poprawy selektywności, jednak kosztem zmniejszenia wzmocnienia czujnika dla wszystkich kierunków. Oznacza to, że w przypadku stosowania (aktywnego) ekranowania elektrod czujników konieczne jest znalezienie kompromisu pomiędzy poprawą uwarunkowania a zmniejszeniem stosunku sygnału do szumu tak, aby uzyskać możliwie najlepsze właściwości systemu pomiarowego jako całości.

Rozdział 9 prezentuje nowatorską konstrukcję czujnika pola opartą na użyciu dwóch materiałów o różnych współczynnikach przenikalności dielektrycznej. Dzięki takiej konstrukcji czujnik znakomicie tłumi napięcia pozostałych faz i umożliwia identyfikację wartości pojemności doziemnej. Ze względu na umieszczenie na szynoprzewodzie lub przewodzie, zaprezentowany czujnik może po rozwiązaniu kwestii zasilania być uzupełnieniem do mocowanych w ten sposób przetworników prądu [29, 30, 59, 60]. Tym samym stanowi on istotny krok w kierunku konstrukcji naprzewodowego, zintegrowanego przetwornika mocy.

Należy zaznaczyć, że zaprezentowane badania, choć kompletne, w wielu punktach mogą być kontynuowane i uzupełniane. Zaprezentowana metoda autokalibracji powinna doczekać się skutecznej techniki umieszczania czujników w celu wyrównania pojemności, co jest konieczne dla jej działania. Metodę rozmieszczenia czujników można w łatwy sposób rozszerzyć o przypadki układów nadokreślonych, czyli takich, gdzie liczba czujników jest większa od liczby przewodów. Przebadano tylko prosty ekran czujnika zbudowany z przewodzącej rury. Rozszerzenie badań na bardziej złożone przypadki może pozwolić na uzyskanie lepszych efektów dzięki modyfikacji kształtu ekranu i samej elektrody. W przypadku czujnika z kompensacją pojemności istotny jest nie tyle rozwój samego czujnika co techniczne prace nad towarzyszącymi mu układami odczytu i transmisji sygnałów.

# Bibliografia


[1] H. J. Vermeulen i J. M. Strauss. „Estimation of Capacitive Voltage Transformer Parameters from Secondary Terminal Measurements“. W: *Proceedings of the 21st International Symposium on High Voltage Engineering*. Cham: Springer International Publishing, 2020, s. 916–928. ISBN: 978-3-030-31680-8.

[2] W. Zong i in. „The design of a wide-band high-voltage divider“. W: *2010 International Conference on Power System Technology*. Paź. 2010, s. 1–5.

[3] L. Wang i in. „Resistive voltage divider with two stage voltage buffer for harmonic measurement“. W: *2012 Conference on Precision electromagnetic Measurements*. Lip. 2012, s. 148–149.

[4] J. C. Santos, M. C. Taplamacioglu i K. Hidaka. „Pockels high-voltage measurement system“. W: *IEEE Transactions on power delivery* 15.1 (2000), s. 8–13.

[5] K. Feser i in. „Distorsion Free Measurement of High Impulse Voltages“. W: *IEEE Transactions on Power Delivery* 3.3 (1988), s. 857–866.

[6] C. Wiggins i S. Wright. „Switching Transient Fields in Substations“. W: *IEEE Transactions on Power Delivery* 6.2 (1991), s. 591–599.

[7] J. Feldham, N. Reinhardt i K. Kuehn. „A Hotstick Instrument For the Estimation of the Potential of HVDC Conductor“. W: *IEEE Transactions on Power Delivery* 7.3 (1992), s. 1533–1541.

[8] C. Gerrard i J. Gibson. „Remote monitoring of conditions on high voltage power systems“. W: *Proceedings of the IEE* (1996), s. 9/1–9/3.

[9] C. Gerrard i in. „Measurements of power system voltages using remote electric field monitoring“. W: *IEE Proceedings on Generation, Transmission & Distribution* 145 (1998), s. 217–224.

[10] L. Wu i in. „On-site voltage measurement with capacitive sensors on high voltage systems“. W: *2011 IEEE Trondheim PowerTech*. Czer. 2011, s. 1–6.

[11] F. Li i P. J. Moore. „Non-contact determination of the phase sequence and voltage level of overhead conductors in air insulated substations“. W: *2005 International Power Engineering Conference*. T. 2. List. 2005, s. 623–628.

[12] F. Li i P. J. Moore. „Determination of phase sequence and voltage level of high-voltage double-circuit overhead conductors using non-contact technique“. W: *2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*. Czer. 2006.

[13] P. Issouribehere, D. Esteban i F. Issouribehere. „Perturbation Measurements on Overhead Network Using Electric Field Sensors“. W: *21st International Conference on Electricity Distribution*. CIRED. Czer. 2011.

[14] P. Issouribehere i in. „Perturbation measurements on HV overhead lines using Electric Field Sensors“. W: *2013 IEEE Power Energy Society General Meeting*. Lip. 2013, s. 1–5.

[15] K. Zhu, W. K. Lee i P. W. T. Pong. „Non-contact electric-coupling-based and magnetic-field-sensing-assisted technique for monitoring voltage of overhead power transmission lines“. W: *2015 IEEE SENSORS*. List. 2015, s. 1–4.

[16] Kun-Long Chen i Wilsun Xu. „Voltage distortion measurement using a contactless sensor“. W: *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*. Lip. 2016, s. 1–5.

[17] K. Chen, X. Yang i W. Xu. „Contactless Voltage Distortion Measurement Using Electric Field Sensors“. W: *IEEE Transactions on Smart Grid* 9.6 (list. 2018), s. 5643–5652.

[18] X. Ma i in. „High-voltage phasing test using a contactless sensor“. W: *2018 3rd International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*. Kw. 2018, s. 1–3.

[19] G. Gaborit i in. „Electrical diagnostics of high voltage devices via high resolution near field analysis“. W: *2016 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*. Czer. 2016, s. 555–558.

[20] R. Hou i in. „Contactless Measurement of Absolute Voltage Waveforms by a Passive Electric-Field Probe“. W: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 26.12 (grud. 2016), s. 1008–1010.

[21] Y. Cui i in. „Model, Design, and Testing of Field Mill Sensors for Measuring Electric Fields Under High-Voltage Direct-Current Power Lines“. W: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.1 (2018), s. 608–615.

[22] D. Borkowski, A. Wetula i A. Bień. „Contactless Measurement of Substation Busbars Voltages and Waveforms Reconstruction Using Electric Field Sensors and Artificial Neural Network“. W: *IEEE Transactions on Smart Grid* 6.3 (maj 2015), s. 1560–1569.

[23] D. Borkowski. „An Improved Method of Busbar Voltage Reconstruction from Signals of Electric Field Sensors Installed in an Indoor MV Substation“. W: *Metrology and Measurement Systems* Vol. 25, nr 1 (2018), s. 71–86.

[24] K. Tsang i W. Chan. „Dual capacitive sensors for non–contact AC voltage measurement“. W: *Sensors and Actuators A: Physical* 167 (2011), s. 261–266.

[25] S. Wei i in. „Non–contact Voltage Measurement Based on Electric–Field Effect“. W: *Procedia Engineering* 15 (2011), s. 1973–1977.

[26] D. Balsamo i in. „A new non-invasive voltage measurement method for wireless analysis of electrical parameters and power quality“. W: *SENSORS, 2013 IEEE*. List. 2013, s. 1–4.

[27] C. Villani i in. „A contactless three-phase autonomous power meter“. W: *2016 IEEE SENSORS*. Paź. 2016, s. 1–3.

[28] D. Brunelli i in. „Non–invasive voltage measurement in a three–phase autonomous meter“. W: *Microsystem Technology* 22 (2016), s. 1915–1926.

[29] W. Z. Fam. „A novel transducer to replace current and voltage transformers in high-voltage measurements“. W: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 45.1 (lut. 1996), s. 190–194.

[30] R. Moghe i in. „A Low-Cost Electric Field Energy Harvester for an MV/HV Asset-Monitoring Smart Sensor“. W: *IEEE Transactions on Industry Applications* 51.2 (mar. 2015), s. 1828–1836.

[31] H. Wang i in. „Transient Voltage Measurements for Overhead Transmission Lines and Substations by Metal-Free and Contactless Integrated Electro-Optic Field Sensors“. W: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66.1 (sty. 2019), s. 571–579.

[32] M. Schilder. „Wideband Modelling of a Capacitive Voltage Sensors for Open – Air Transmission Line Applications“. Prac. dokt. University of Stellenboch, wrz. 2002.

[33] S. van der Merve. „Modelling and Performance Evaluation of a Three – phase Capacitive Voltage Sensor Topology“. Prac. dokt. University of Stellenboch, grud. 2006.

[34] D. Borkowski, A. Wetula i A. Bień. „New method for noninvasive measurement of utility harmonic impedance“. W: *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. Lip. 2012, s. 1–8.

[35] F. Xu i in. „A new method for harmonic impedance estimation“. W: *2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*. Maj 2018, s. 1–4.

[36] X. Zhao i H. Yang. „A new method to calculate the utility harmonic impedance based on FastICA“. W: *IEEE Transactions on Power Delivery* 31.1 (2015), s. 381–388.

[37] J. C. A. Barata i M. S. Hussein. „The Moore–Penrose pseudoinverse: A tutorial review of the theory“. W: *Brazilian Journal of Physics* 42.1-2 (2012), s. 146–165.

[38] G. Moreau i in. „Measurement system for harmonic impedance of the network and validation steps“. W: *CIGRE/IEEE PES International Symposium Quality and Security of Electric Power Delivery Systems, 2003. CIGRE/PES 2003.* 2003, s. 69–73.

[39] M. Sumner i in. „A technique for power supply harmonic impedance estimation using a controlled voltage disturbance“. W: *IEEE Transactions on Power Electronics* 17.2 (2002), s. 207–215.

[40] W. Jung, red. *Op Amp Applications Handbook*. Newnes/Elsevier, 2005. ISBN: 7506-7844-5.

[41] A. Peyton i V. Walsh. *Analog electronics with Op Amps: a source book of practical circuits*. Cambridge University Press, 1993. ISBN: 0521333059.

[42] J. G. Graeme. *Photodiode amplifiers : op amp solutions*. McGraw Hill, 1996. ISBN: 007024247X,9780070242470.

[43] H. Krauzinger i R. Buser. *Electronic field mill*. Patent US3812419A. 1973.

[44] M. G. Bateman i in. „A Low-Noise, Microprocessor-Controlled, Internally Digitizing Rotating–Vane Electric Field Mill for Airborne Platforms“. W: *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology* 24.7 (2007), s. 1245–1255.

[45] D. Borkowski, J. Nabielec i A. Wetula. „Experimental verification of the voltage divider with auto-calibration“. W: *2015 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)*. Czer. 2015, s. 1–5.

[46] J. Nabielec i A. Wetula. „A voltage divider with autocalibration – a review of structures“. W: *Przegląd Elektrotechniczny* 92.11 (2016), s. 7–10.

[47] J. Nabielec, A. Wetula i D. Borkowski. „Voltage divider with autocalibration – laboratory studies of a passive version“. W: *Przegląd Elektrotechniczny* 92.11 (2016), s. 154–157.

[48] A. Bień i in. „Nowe układy izolatorów galwanicznych sygnałów dolnopasmowych“. W: *Pomiary Automatyka Kontrola* 55.12 (2009), s. 1008–1011.

[49] R. Moghe i in. „A scoping study of electric and magnetic field energy harvesting for wireless sensor networks in power system applications“. W: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. Wrz. 2009, s. 3550–3557.

[50] R. J. Hyndman i A. B. Koehler. „Another look at measures of forecast accuracy“. W: *International Journal of Forecasting* 22.4 (2006), s. 679–688.

[51] J. R. Rice. „A Theory of Condition“. W: *SIAM J. Numer. Anal.* 2.3 (1966), s. 287–310.

[52] R. H. Byrd, M. E. Hribar i J. Nocedal. „An interior point algorithm for large-scale nonlinear programming“. W: *SIAM Journal on Optimization* 9.4 (1999), s. 877–900.

[53] *Album słupów serii EPW – słupy przelotowe. Gastel i Energoprojekt – Poznań S.A. 2007.*

[54] *Katalog słupów serii E22. Linie jednotorowe 110 kV; strefa obciążenia wiatrem: II; strefa obciążenia oblodzeniem: S2. Elfeko S.A.*

[55] *Katalog słupów serii E23. Linie jednotorowe 110 kV; strefa obciążenia wiatrem: II; strefa obciążenia oblodzeniem: S2. Elfeko S.A.*

[56] J. Nabielec. „Kaskadowy dzielnik napięcia z autokalibracją–podstawy teoretyczne“. W: *Przegląd Elektrotechniczny* 93 (2017), s. 81–86.

[57] S. Lüftl, V. P.M. i S. Chandran, red. *Polyoxymethylene Handbook: Structure, Properties, Applications and Their Nanocomposites*. Scrivener Publishing LLC, 2014. ISBN: 9781118385111.

[58] P. S. Ho, J. Leu i W. W. Lee, red. *Low Dielectric Constant Materials for IC Applications*. Springer Series in Advanced Microelectronics. Springer, 2003. ISBN: ISBN 978-3-642-55908-2.

[59] D. Porcarelli, D. Brunelli i L. Benini. „Clamp-and-measure forever: A mosfet-based circuit for energy harvesting and measurement targeted for power meters“. W: *5th IEEE International Workshop on Advances in Sensors and Interfaces IWASI*. IEEE. 2013, s. 205–210.

[60] D. Porcarelli, D. Brunelli i L. Benini. „Clamp-and-Forget: A self-sustainable non-invasive wireless sensor node for smart metering applications“. W: *Microelectronics Journal* 45.12 (2014), s. 1671–1678.