

Politechnika Śląska
Wydział Automatyki, Elektroniki i Informatyki
Instytut Elektroniki

ROZPRAWA DOKTORSKA

**Testowanie elektronicznych układów
analogowych z wykorzystaniem
wielowymiarowej przestrzeni
poszukiwań i algorytmów zbiorowej
inteligencji**

mgr inż. Piotr Kyziół

Promotor: prof. dr hab. inż. Jerzy Rutkowski

Gliwice, 2011

Składam szczególne podziękowania Panu Profesorowi dr hab. inż. Jerzemu Rutkowskiemu za pomoc i wsparcie, dzięki którym ta praca mogła powstać.

Chciałbym również podziękować moim koleżankom i kolegom z Zakładu Teorii Obwodów i Sygnałów, a także innym pracownikom Instytutu Elektroniki za przychyłość i cenne uwagi, które pomogły w przygotowaniu tej pracy.

Rodzinie i Ewie za okazane wsparcie.

Praca powstała dzięki wsparciu finansowemu Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego w postaci projektu badawczego promotorskiego nr 5419/B/T02/2010/38.

Wykaz oznaczeń

Y_C	pokrycie uzysku (ang. yield coverage)
Y_L	strata uzysku (ang. yield loss)
D_{LEV}	poziom uszkodzeń (ang. defect level)
F_C	pokrycie uszkodzeń (ang. fault coverage)
S	zbiór wszystkich stanów obwodu testowanego
N_{S+1}	liczba stanów obwodu
M	zbiór mierzonych wielkości elektrycznych
N_M	liczba elementów zbioru M
T_a	a -ty wektor pobudzenia testowego
N_e	liczba elementów zbioru T_a
E	zbiór wszystkich pobudzeń testowych
N_E	liczba elementów zbioru E
Y	zbiór wszystkich obszarów niejednoznaczności
$N_Y + 1$	liczba elementów zbioru Y
Y_i	zbiór stanów obwodu dla i -tego obszaru niejednoznaczności
N_{ij}	liczba elementów zbioru Y_i
P	zbiór wszystkich punktów testowych
N_P	liczba elementów zbioru P
P_q	q -ty punkt testowy
N_{qp}	liczba elementów zbioru P_q
P^D	minimalny zbiór punktów testowych wymagany do detekcji uszkodzenia testowanego układu
N_D	liczba elementów zbioru P^D
P^L	minimalny zbiór punktów testowych wymagany do lokalizacji uszkodzenia testowanego układu
N_L	liczba elementów zbioru P^L
R	zbiór wszystkich rozkładów testowych
$N_R + 1$	liczba elementów zbioru R
R_n	zbiór punktów testowych dla n -tego rozkładu testowego
N_{np}	liczba elementów zbioru R_n

\mathbf{R}_i^D	i -ty minimalny zbiór rozkładów testowych wymagany do detekcji uszkodzenia testowanego układu
N_D	liczba elementów zbioru \mathbf{R}_i^D
\mathbf{R}_i^L	i -ty minimalny zbiór rozkładów testowych wymagany do lokalizacji uszkodzenia testowanego układu
N_L	liczba elementów zbioru \mathbf{R}_i^L
\mathbf{R}^D	zbiór minimalnych zbiorów rozkładów testowych \mathbf{R}_i^D
N_{RD}	liczba elementów zbioru \mathbf{R}^D
\mathbf{R}^L	zbiór minimalnych zbiorów rozkładów testowych \mathbf{R}_i^L
N_{RL}	liczba elementów zbioru \mathbf{R}^L
\mathbf{R}^B	zbiór bazowych rozkładów testowych
N_B	liczba elementów zbioru \mathbf{R}^B
\mathbf{R}^N	zbiór nadmiarowych rozkładów testowych
N_N	liczba elementów zbioru \mathbf{R}^N
\mathbf{R}_n^U	zbiór bazowych rozkładów testowych, które powodują „unikalne rozklejenia” w bazowym rozkładzie testowym \mathbf{R}_n
N_{nU}	liczba elementów zbioru \mathbf{R}_n^U
\mathbf{R}^{DP}	zbiór pierwszych rozkładów testowych wymaganych do detekcji uszkodzenia testowanego układu
N_{DP}	liczba elementów zbioru \mathbf{R}^{DP}
\mathbf{R}^{LP}	zbiór pierwszych rozkładów testowych wymaganych do lokalizacji uszkodzenia testowanego układu
N_{LP}	liczba elementów zbioru \mathbf{R}^{LP}
\mathcal{R}^S	przestrzeń poszukiwań (rozwiązań) w metodzie testowania 4-tBT
D	liczba wymiarów przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S
G_q	strata informacji dla punktu testowego \mathbf{P}_q
S_{d,\mathbf{P}_q}	miara określająca jakość informacji diagnostycznej dla punktu testowego \mathbf{P}_q
S_{d,\mathbf{Y}_i}	miara określająca jakość informacji diagnostycznej w zbiorze niejednoznaczności \mathbf{Y}_i
\mathbf{y}	macierz admitancyjna
s	zmienna zespolona

N_{MC}	liczba analiz Monte Carlo podczas symulacji układu w programie Pspice
K	krok
K_i	przełącznik, klucz
$O(n!)$	złożoność obliczeniowa typu silnia
δ_{wzg}	błąd względny
w, c_1, c_2	parametry sterujące algorytmem PSO
SS	liczba osobników populacji algorytmu PSO
\mathbf{x}_i^n	wektor położenia i -tej cząstki roju algorytmu PSO
\mathbf{v}_i^n	wektor prędkości i -tej cząstki roju algorytmu PSO
\mathbf{p}_i^n	wektor najlepszego położenia i -tej cząstki roju algorytmu PSO
\mathbf{p}_g^n	wektor najlepszego położenia lidera roju algorytmu PSO
Φ	zbiór węzłów drzewa
Ψ	zbiór liści drzewa
$H(\mathbf{S})$	entropia ziarnistego źródła informacji \mathbf{S} (na wejściu kanału informacyjnego)
$H(\mathbf{Y})$	entropia ziarnistego źródła informacji \mathbf{Y} (na wyjściu kanału informacyjnego)
$H(\mathbf{S}/\mathbf{Y})$	strata informacji w kanale informacyjnym
$H(\mathbf{Y}/\mathbf{S})$	dezinformacja kanału informacyjnego
$I(\mathbf{S}/\mathbf{Y})$	informacja wzajemna między wejściem a wyjściem kanału informacyjnego
$I(\mathbf{Y}/\mathbf{S})$	informacja wzajemna między wyjściem a wejściem kanału informacyjnego

Ustalenia ogólne dotyczące oznaczeń

Duże i małe litery pogrubione oznaczają zbiory (np. \mathbf{M}), wektory (np. \mathbf{x}_i^n) i macierze (np. \mathbf{y})

$'k z N', \binom{N}{k}$ kombinacje k -elementowe ze zbioru N -elementowego

$\mathbf{Y}_0 \cap \mathbf{Y}_1$ iloczyn zbiorów \mathbf{Y}_0 i \mathbf{Y}_1

$\mathbf{P} = \mathbf{M} \cup \mathbf{E}$ suma zbiorów \mathbf{M} i \mathbf{E}

$\mathbf{P} = \mathbf{M} \times \mathbf{E}$ iloczyn kartezjański zbiorów \mathbf{M} i \mathbf{E}

Wykaz skrótów

IC	układ scalony (ang. Integrated Circuit)
AUE	analogowy układ elektroniczny
UT	układ testowany
TTM	tradycyjna metoda testowania (ang. Traditional Testing Method)
OBT	oscylacyjna metoda testowania (ang. Oscillation Based Test)
IDDQ	testowanie prądu zasilania
4-tBT	czwórnikowa metoda testowania (ang. Four-terminal Based Test)
N-tBT	wielobiegunnikowa metoda testowania (ang. N-terminal Based Test)
FTD	testowanie uszkodzeń (ang. Fault Driven Test)
SDT	testowanie specyfikacji/funkcjonalne (ang. Specification Driven Test)
SAT	symulacja potestowa (ang. Simulation After Test)
SBT	symulacja przedtestowa (ang. Simulation Before Test)
AC	prąd okresowo-zmienny (ang. Alternate Current)
DC	prąd stały (ang. Direct Current)
NZN	niezależne źródło napięciowe
ZN	zbiór niejednoznaczności
PP	przestrzeń poszukiwań
NP-trudny	klasa złożoności problemów optymalizacyjnych (ang. non polynomial bound)
UDI	układ dopasowania impedancyjnego
PSO	algorytm rojowy (ang. Particle Swarm Optimization)
GP	algorytm programowania genetycznego (ang. Genetic Programming)
PCA	analiza głównych składowych (ang. Principal Component Analysis)

Spis treści

Spis treści	viii
1 Wstęp.....	1
1.1 Motywacja, cel i tezy pracy	2
1.2 Plan pracy.....	4
2 Testowanie i diagnostyka analogowych układów elektronicznych	6
2.1 Systematyka metod testowania analogowych układów elektronicznych	7
2.1.1 Klasyfikacja uszkodzeń	9
2.2 Słownikowe metody testowania	11
2.2.1 Informacja diagnostyczna w słownikowych metodach testowania	12
2.2.2 Etapy konstrukcji sygnaturowego słownika uszkodzeń	26
2.3 Optymalizacja doboru punktów testowych.....	27
2.3.1 Metody dołączania i eliminacji.....	28
2.3.2 Metoda z użyciem koncepcji kanału informacyjnego z zakłóceniami	29
2.3.3 Metody z użyciem ewolucyjnych technik obliczeniowych	32
2.3.4 Metoda przeszukiwania wyczerpującego	33
2.4 Opis wybranych słownikowych metod testowania.....	33
2.4.1 Tradycyjna metoda testowania	34
2.4.2 Oscylacyjna metoda testowania	34
3 Czwórnikowa metoda testowania analogowych układów elektronicznych.....	37
3.1 Geneza metody 4-tBT	37
3.2 Ogólny opis metody 4-tBT	38
3.2.1 Dobór struktury czwórnika testującego	40
3.2.2 Dobór wartości elementów czwórnika testującego.....	42
3.2.3 Tester AUE dla metody 4-tBT	44

3.2.4	Systematyka metod testowania z uwzględnieniem metody 4-tBT	45
3.2.5	Ograniczenia testowalności i diagnozowalności układów analogowych w metodzie testowania 4-tBT	47
3.3	Etapy metody 4-tBT	49
3.3.1	Pierwszy etap metody 4-tBT	50
3.3.2	Drugi etap metody 4-tBT	55
3.3.3	Trzeci etap metody 4-tBT	70
3.3.4	Czwarty etap metody 4-tBT	88
4	Przykłady obliczeniowe	93
4.1	Układ dopasowania impedancyjnego	94
4.1.1	Testowanie układu dopasowania impedancyjnego metodą 4-tBT z siedmiowymiarową przestrzenią poszukiwań \mathcal{R}^S	95
4.1.2	Informacja diagnostyczna w zależności od użytego wariantu metody 4-tBT	97
4.2	Aktywny filtr analogowy	100
4.2.1	Wpływ impedancji wejściowej i wyjściowej testowanego układu na skuteczność metody 4-tBT	107
4.3	Wzmacniacz sygnałów biomedycznych	109
5	Podsumowanie i wnioski	114
Dodatek A		119
Algorytmy heurystyczne		119
Algorytmy zbiorowej inteligencji		120
Algorytm rojowy		121
Parametry algorytmu PSO		125
Dodatek B		128
Algorytm programowania genetycznego		128
Kodowanie osobnika w programowaniu genetycznym		128
Operacje genetyczne		129

Parametry kontrolne algorytmu programowania genetycznego	131
Schemat blokowy działania programowania genetycznego	132
Dodatek C	134
Synteza impedancji dwójnika pasywnego RLC.....	134
Deterministyczna metoda syntezy impedancji dwójnika RLC	135
Heurystyczna metoda syntezy impedancji dwójnika RLC	135
Synteza impedancji dwójnika RLC z wykorzystaniem algorytmu programowania genetycznego.....	138
Przykład obliczeniowy	140
Spis tabel.....	144
Spis rysunków	147
Bibliografia	151

1 Wstęp

Jednym z podstawowych problemów występujących podczas produkcji i eksploatacji analogowych i mieszanych sygnałowo układów elektronicznych jest problem ich automatycznego testowania. Dotyczy on wszystkich etapów produkcji układu elektronicznego – począwszy od pojedynczych elementów a skończywszy na kompletnym systemie. Zgodnie z definicją [Huer93], testowaniem nazywany jest proces, w którym dokonywana jest weryfikacja tego czy układ spełnia wymagania projektowe. Można zatem stwierdzić, iż celem testowania jest osiągnięcie pewności bądź odpowiednio wysokiego prawdopodobieństwa, że zachowanie testowanego systemu jest zgodne z założeniami projektowymi. Konieczność testowania układów bądź urządzeń elektronicznych nie wynika tylko z rachunku ekonomicznego producenta (koszty gwarancji produktu, wizerunek marki) ale także z jego odpowiedzialności cywilnej. Można wskazać wiele sytuacji wymagających pewności lub wysokiego prawdopodobieństwa poprawnego działania danego urządzenia elektronicznego: np. rozwiązania medyczne, systemy sterowania ruchem, itd. Zawodność układów w wymienionych wyżej dziedzinach może skutkować nieraz bardziej poważnymi konsekwencjami (narażenie życia klienta) niż tylko utrata potencjalnych zysków.

Sama dziedzina testowania układów analogowych i mieszanych (analogowo-cyfrowych) jest dziedziną interdyscyplinarną, wymagającą znajomości następujących zagadnień: teorii obwodów, technologii produkcji układów elektronicznych, metod modelowania elementów i układów elektronicznych, metod rozwiązywania problemów optymalizacyjnych, metrologii. Znajomość tych zagadnień pozwala na zaprojektowanie skutecznego systemu testowania charakteryzującego się: dużą wiarygodnością, maksymalnym uzyskiem, małymi nakładami czasowymi (pomiarowymi i obliczeniowymi) oraz minimalnymi wymaganiami sprzętowymi. Do głównych obszarów badań w zakresie testowania i diagnostyki analogowych i mieszanych sygnałowo układów należą:

- a) zwiększenie sterowalności oraz obserwowalności testowanego układu,

- b) optymalizacja nakładu pomiarowego,
- c) rozwój oraz standaryzacja architektury sprzętu ułatwiającego testowanie [Tocz09].

Badania z obszaru testowania i diagnostyki Analogowych Układów Elektronicznych (AUE) mają dwa główne cele. Pierwszym z nich, nadrzędnym i najważniejszym jest poprawa skuteczności diagnostycznej, drugim jest zmniejszenie nakładów sprzętowych.

Poprawa testowania i diagnostyki związana jest przede wszystkim z zwiększeniem informacji diagnostycznej, która może być pozyskana z Układu Testowanego (UT) na drodze pomiarowej. Wymieniony wyżej obszar badań, tj. zwiększenie sterowalności oraz obserwowalności testowanego układu, ma bezpośredni wpływ na informacje diagnostyczną.

Wysokie koszty aparatury testującej i długi czas testowania może znacząco zwiększyć ostateczny koszt wyprodukowanego układu. Zmniejszenie kosztów testowania AUE, odbywa się poprzez optymalizację doboru punktów testowych (minimalizującą całkowity czas testowania) oraz przez rozwój i standaryzację architektury sprzętu ułatwiającego testowanie [Rut03], [Tocz09].

1.1 Motywacja, cel i tezy pracy

Układy elektroniczne z roku na rok stają się coraz bardziej złożone, co skutkuje produkowaniem ich w formie scalonej (ang. Integrated Circuits - IC). Taki stan rzeczy wynika przede wszystkim z zapotrzebowania rynkowego na coraz bardziej uniwersalne, wielozadaniowe, o mniejszym poborze mocy, a co za tym idzie tańsze rozwiązania. Duża złożoność układów scalonych oraz wysoki stopień upakowania elementów elektronicznych, skutkuje dla dziedziny testowania i diagnostyki układów elektronicznych m.in. problemem ograniczonego dostępu pomiarowego do testowanego obwodu. Z tego też powodu istnieje rynkowe zapotrzebowanie na skuteczne metody

testowania układów elektronicznych z ograniczonym dostępem pomiarowym. Głównym czynnikiem motywującym Autora do rozwoju prac w tym kierunku jest niewielka liczba metod testowania dedykowana układom z ograniczonym dostępem pomiarowym.

Można sformułować następujący cel i główną tezę pracy:

Celem pracy jest:

Opracowanie metody testowania analogowych układów elektronicznych z ograniczonym dostępem pomiarowym, która wykorzystuje wielowymiarową przestrzeń poszukiwań.

Mając na uwadze powyższy cel pracy, można postawić następującą tezę główną:

Użycie wielowymiarowej przestrzeni poszukiwań zwiększa liczbę dostępnych pomiarowo węzłów testowych oraz poprawia skuteczność diagnostyki analogowych układów elektronicznych.

Ponadto zaproponowano trzy tezy cząstkowe:

- **Wykorzystanie heurystycznych algorytmów zbiorowej inteligencji umożliwia wyszukanie informacji diagnostycznej w wielowymiarowej przestrzeni poszukiwań.**
- **Wykorzystanie dedykowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych pozwala na wyszukanie minimalnego zbioru punktów testowych.**
- **Zastosowanie syntezy impedancji dwójnika RLC do wyznaczania wartości elementów struktury dołączonej do testowanego układu, przyspiesza proces fizycznego testowania układu na linii produkcyjnej.**

1.2 Plan pracy

Niniejsza rozprawa doktorska zawiera pięć rozdziałów, trzy dodatki oraz spis literatury.

W **rozdziale 2** omówiono problematykę testowania i diagnostyki analogowych układów elektronicznych. Przedstawiono kryteria podziału metod testowania oraz klasyfikację uszkodzeń analogowych układów elektronicznych. Szczególny nacisk położono na przedyskutowanie ważniejszych aspektów słownikowych metod testowania, takich jak: pomiar informacji diagnostycznej, optymalizacja doboru punktów testowych. Omówiono dwie znane z literatury słownikowe metody testowania: tradycyjną metodę testowania TTM (ang. Traditional Testing Method) oraz oscylacyjną metodę testowania OBT (ang. Oscillation Based Test).

W **rozdziale 3** przedstawiono autorską, czwórnikową metodę testowania 4-tBT należącą do rodziny metod testowania sterowaną uszkodzeniami z symulacją przedtestową. Metoda ta składa się z 4 etapów. W etapie drugim, trzecim i czwartym zaproponowano nowatorskie podejścia do rozwiązania opisanych problemów optymalizacyjnych NP-trudnych.

Rozdział 4 zawiera trzy przykłady obliczeniowe pozwalające na weryfikację skuteczności działania zaproponowanej metody testowania. Uzyskane wyniki porównano z wynikami otrzymanymi dla innych metod testowania. Każdy z przedstawionych przykładów obliczeniowych ma na celu przedstawienie innego aspektu zaproponowanej metody.

W **rozdziale 5** przedstawiono kompleksową analizę porównawczą i podsumowanie uzyskanych wyników badań.

Praca zawiera 3 dodatki A, B, C. **Dodatki A i B** zawierają opis użytych algorytmów heurystycznych, tj. algorytmu rojowego (PSO) oraz algorytmu programowania genetycznego (GP). **Dodatek C** jest poświęcony zagadnieniu syntezy impedancji dwójnika pasywnego RLC - problemie występującym w ostatnim etapie

metody 4-tBT. Przedstawiona została heurystyczna metoda syntezy impedancji dwójnika RLC wraz z ilustrującym ją przykładem obliczeniowym.

2 Testowanie i diagnostyka analogowych układów elektronicznych

Cena oraz niezawodność działania produktu są kryteriami, którymi zazwyczaj kieruje się osoba planująca zakup urządzenia lub układu elektronicznego. Na niezawodność oferowanego produktu wpływ ma głównie jakość wykonania, a ta z kolei zależy od przestrzegania parametrów procesu technologicznego w czasie produkcji oraz rodzaju użytych komponentów. Procesem, w którym sprawdzana jest jakość wykonania produktu na poszczególnych etapach produkcji układu oraz dokonywana jest weryfikacja tego czy układ spełnia wymagania projektowe, jest proces testowania i diagnostyki. Niezawodność działania urządzenia lub układu elektronicznego jest nierozłącznie związana z etapem testowania i diagnostyki. Ważne jest zatem dobranie takiej metody testowania, która pozwoli na dostarczenie klientowi produktu nieuszkodzonego, charakteryzującego się wysoką jakością wykonania.

Miarą skuteczności metod testowania są probabilistyczne współczynniki [Tocz09]:

- a) pokrycia uzysku Y_C (ang. yield coverage) - prawdopodobieństwo, że zdatny wyrób spełni test,
- b) straty uzysku Y_L (ang. yield loss) - prawdopodobieństwo, że zdatny wyrób nie spełni testu,
- c) poziomu uszkodzeń D_{LEV} (ang. defect level) - prawdopodobieństwo, że wyrób spełni test, a jest niezdatny,
- d) pokrycia uszkodzeń F_C (ang. fault coverage) - prawdopodobieństwo, że wyrób jest niezdatny i zostanie wyeliminowany przez test.

Zarówno z punktu widzenia wytwórcy jak i klienta ważne jest, aby probabilistyczne współczynniki pokrycia uszkodzeń F_C i pokrycia uzysku Y_C miały jak największe wartości. Dla współczynnika F_C oznacza to jak najmniejszą liczbę wyrobów, które są niezdatne a mimo to przejdą test, a w przypadku współczynnika Y_C oznacza to jak

najmniejszą liczbę wyrobów, które są zdadne a mimo to zostaną wyeliminowane przez test.

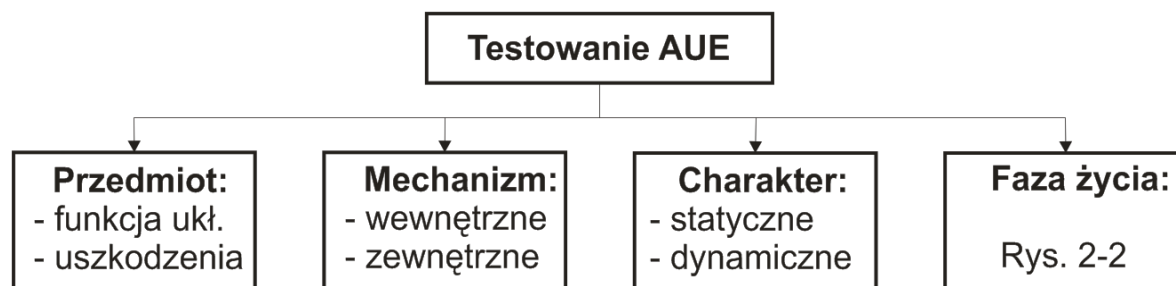
2.1 Systematyka metod testowania analogowych układów elektronicznych

Rozpoczynając projektowanie testu dla AUE, należy najpierw odpowiedzieć na pytania w następującej kolejności:

- a) co ma być przedmiotem testu?
- b) jaka jest faza życia układu, w której ma być przeprowadzony test?
- c) jaki jest mechanizm i charakter testowania?
- d) jaką metodę analityczną zastosować?

Odpowiedzi na wyżej wymienione pytania pozwalają na dobranie właściwej metody testowania.

Na przestrzeni lat powstało wiele różnych metod testowania, np. [Chatt01], [Golo08], [Rut90], [Rut93], [Rut03], [Saab01], [Tad02], [Ziel07]. Metody te można podzielić, między innymi, ze względu na: przedmiot testu, mechanizm testowania, charakter testowania oraz fazę życia (rys. 2-1) [Huer93], [Rut03].



Rys. 2-1 Kryteria systematyki metod testowania [Rut03].

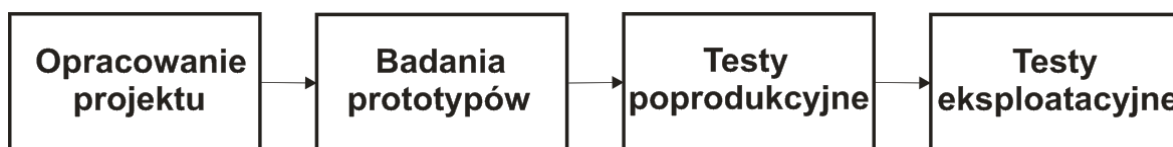
Nadrzędnym kryterium podziału metod testowania jest przedmiotu testu. Może nim być specyfikacja układu (testowanie funkcjonalne, testowanie specyfikacji) lub też

uszkodzenia układu (**podrozdział 2.1.1**). Testowanie funkcjonalne (ang. Specification Driven Test - SDT) polega na sprawdzeniu wybranych (przez doświadczonego inżyniera) specyfikacji testowanego układu. Wadą testowania zorientowanego na specyfikację jest to, że nie może uwzględniać wszystkich możliwych warunków pracy układu, ponieważ zbiór testów musiałby być nieskończony [Tocz09]. Może zatem zdarzyć się taki przypadek, w którym układ, który przeszedł pomyślnie test funkcjonalny, będzie zawierał uszkodzenie (dokładna definicja uszkodzenia podana zostanie w następnym podrozdziale). Uszkodzenie to może ujawnić się, na przykład podczas pracy układu w warunkach innych niż założone podczas testowania funkcjonalnego. Dodatkową wadą testowania specyfikacji jest to, iż wiele specyfikacji może wymagać testów kosztownych z punktu widzenia zarówno sprzętowego jak i obliczeniowego [Rut03].

Alternatywą dla testowania funkcjonalnego jest testowanie uszkodzeń (ang. Fault Driven Test - FDT). Metody testowania wykorzystujące podejście FDT wymagają wytypowania (przez doświadczonego inżyniera projektanta) zbioru uszkodzeń elementów układu elektronicznego (stanów testowanego układu), a następnie wielokrotnych symulacji komputerowych tego układu. Dla tego typu testowania przyjmuje się, że układ jest uszkodzony jeżeli przynajmniej jeden element jest uszkodzony, tj. wartość jego parametru wykracza poza przedział tolerancji. Skuteczność testowania uszkodzeń zależy w głównej mierze od dokładności przyjętych modeli uszkodzeń elementów obwodu [Rut03]. Metody testowania FDT zostaną dokładniej omówione w **podrozdziale 2.2**.

Kolejnym kryterium podziału metod testowania jest podział ze względu na mechanizm testowania. Wyróżnia się tutaj testowanie zewnętrzne i wewnętrzne. Testowanie zewnętrzne polega na wymontowaniu układu i użyciu zewnętrznych sygnałów pobudzających, natomiast testowanie wewnętrzne tego nie wymaga. Biorąc pod uwagę charakter sygnału testowego, testy możemy podzielić na statyczne i dynamiczne. W testowaniu statycznym pobudzeniem jest źródło AC lub DC, natomiast w testowaniu dynamicznym pobudzeniem jest dowolny sygnał aperiodyczny [Dai89], [Huer93], [Rut03].

Wybór typu testowania zdeterminowany jest fazą życia układu elektronicznego (rys. 2-2). W produkcji układów i urządzeń elektronicznych można wyróżnić następujące etapy: opracowanie projektu, badania prototypów, testy poprodukcyjne oraz testy eksploatacyjne. Na każdym z wymienionych etapów testowanie spełnia inne funkcje, tj. zdeterminowany jest innymi kryteriami, takimi jak np. czas testu, skuteczność diagnostyczna, zapotrzebowanie sprzętowe. Koszt wykrycia uszkodzenia w poszczególnych etapach jest oczywiście różny. Przyjąć można, że koszt wykrycia uszkodzenia na etapie poprodukcyjnym jest dziesięć razy większy od kosztu wykrycia uszkodzenia na etapie opracowania projektu, a dziesięć razy mniejszy od kosztu wykrycia uszkodzenia na etapie pracy układu [Rut03].



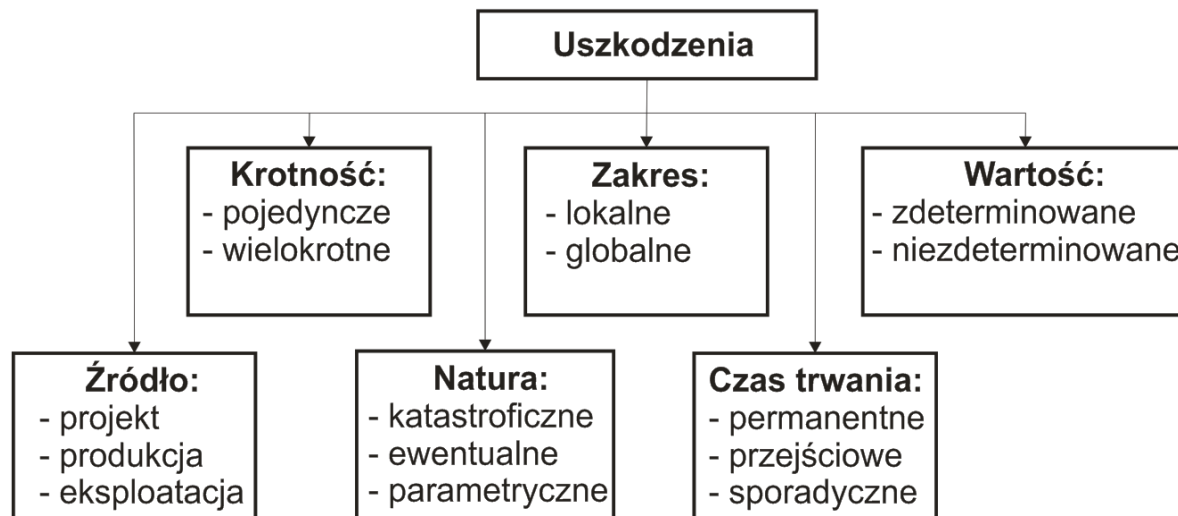
Rys. 2-2 Fazy życia układu scalonego [Huer93].

2.1.1 Klasyfikacja uszkodzeń

Dla układu testowanego uszkodzenie to defekt fizyczny elementu tego układu. Jego wartość określa uchyb, czyli odchyłka parametru obwodu (np. rezystancji, indukcyjności czy pojemności) od wartości nominalnej, większa od dopuszczalnych tolerancjami projektowymi [Rut03]. Aby w pełni opisać uszkodzenie należy podać jego wszystkie atrybuty, tj.: krotkość, źródło, zakres, naturę (wpływ na topologię układu), wartość i czas trwania. Na rysunku 2-3 przedstawiono klasyfikację uszkodzeń w analogowych układach elektronicznych za względu na ich atrybuty. Najważniejszym atrybutem uszkodzenia jest jego natura, tj. wpływ uszkodzenia na topologię (strukturę) układu. Uszkodzenia dzielone są tu na katastroficzne i parametryczne. Uszkodzenia katastroficzne to takie, które powodują zmianę topologii układu. Powstają one zarówno na etapie produkcyjnym jak i eksploatacyjnym oraz powodują zazwyczaj zaprzestanie pracy układu. Uszkodzenia parametryczne z kolei zmieniają charakterystyki układu nie

naruszając jego topologii. Powstają głównie na etapie produkcyjnym, powodując niespełnienie pewnych założeń projektowych, choć zazwyczaj nie powodują całkowitego zaprzestania pracy układu [Hałg08], [Rut03], [Savi03], [Tocz09].

Ponad 90% wszystkich uszkodzeń powstałych na etapie produkcji i eksploatacji analogowych układów elektronicznych to uszkodzenia katastroficzne [Milo98].



Rys. 2-3 Klasyfikacja uszkodzeń analogowych układów elektronicznych [Rut03].

Można wyróżnić trzy poziomy testowania i diagnostyki układu lub urządzenia elektronicznego [Rut03]:

- a) detekcja uszkodzenia – wykrycie tego czy układ jest nieuszkodzony, czyli czy spełnia założone specyfikacje projektowe,
- b) lokalizacja uszkodzenia – wskazanie elementu lub elementów powodujących, że nie spełnione są specyfikacje projektowe,
- c) identyfikacja uszkodzenia – określenie wielkości uszkodzenia.

W zależności od etapu produkcji/fazy życia układu oraz potrzeb, wybierany jest dany poziom testowania i diagnostyki. Najważniejszym z przedstawionych poziomów jest poziom detekcji uszkodzenia (detekcja uszkodzenia w żargonie osób zajmujących się

testowaniem i diagnostyką jest nazywana testem GO/NO GO). Po stwierdzeniu uszkodzenia w testowanym układzie (test GO/NO GO) można w razie potrzeby określić, który element jest uszkodzony (lokalizacja) i jaka jest wielkość uszkodzenia (identyfikacja). Informacja ta jest szczególnie przydatna w celu poprawy parametrów procesu technologicznego lub kalibracji układu testowanego.

2.2 Słownikowe metody testowania

Przyjmując, że podstawowym kryterium wyboru metody testowania jest przedmiot testu, stwierdzić należy, że szersze zastosowanie znalazły techniki, które stosują testy uszkodzeń elementów, tzn. testowanie uszkodzeń FDT, głównie z racji niższych kosztów testowania aniżeli w przypadku testów SDT [Rut94], [Rut03]. Testowanie FDT wymaga przeprowadzenia symulacji komputerowych testowanego układu, tj. układu nieuszkodzonego i układów uszkodzonych. Symulację komputerową można wykonać przed dokonaniem pomiarów, czyli na etapie przedtestowym (ang. Simulation Before Test - SBT), albo po ich wykonaniu czyli na etapie potestowym (ang. Simulation After Test - SAT).

W metodach SAT, najpierw dokonywane są pomiary testowanego układu a następnie przeprowadzana jest jego symulacja komputerowa. Na podstawie: zmierzonych wartości sygnałów pochodzących z testowanego układu, modelu UT oraz danych otrzymanych w wyniku symulacji, można wykryć i zlokalizować uszkodzenie. Techniki te charakteryzują się dużym nakładem obliczeń on-line, co praktycznie eliminuje je z użycia na linii produkcyjnej. Jednak na etapach życia układu, gdzie nakład obliczeń on-line nie jest tak istotny (etapy opracowania projektu, kalibracji), podejście SAT może stanowić ciekawą alternatywę dla technik SBT [Rut03].

W metodach SBT, najpierw przeprowadzana jest symulacja komputerowa testowanego układu. Na podstawie danych otrzymanych z symulacji tworzony jest tzw. słownik uszkodzeń [Rut03]. Następnie, na etapie testowania dokonywane są pomiary testowanego układu, których wyniki są porównywane ze słownikiem. W ten sposób

uzyskać można odpowiedź na pytanie, czy w układzie jest uszkodzenie (test GO/NO GO) i ewentualnie jeżeli układ jest uszkodzony pozwala stwierdzić, który element jest uszkodzony (lokalizacja uszkodzenia). Techniki SBT charakteryzują się minimalnym nakładem obliczeń on-line, jak również niewielkim nakładem pomiarowym i z tego też powodu mogą być stosowane na każdym etapie życia układu [Rut03]. W podejściu słownikowym uszkodzenie(a), uchyb(y) parametru(ów) są wykrywane nie w przestrzeni parametrów, jak w podejściu SAT, lecz w przestrzeni pomiarów [Rut94a], [Rut95], [Rut03].

2.2.1 Informacja diagnostyczna w słownikowych metodach testowania

Informację diagnostyczną w metodach testowania SBT, uzyskuje się poprzez pomiary wykonane dla zbioru punktów testowych P . Według definicji [Rut03]:

Punkt testowy P_q jest to zarówno węzeł testowy jak i parametry sygnałów pobudzających, np. punktem testowym jest węzeł dla jednej dyskretnej wartości parametru pobudzenia testowego.

Dla N_M węzłów i N_E wartości parametrów liczba punktów testowych wynosi $N_M \cdot N_E$. Parametrami pobudzenia testowego mogą być dla testowania DC poziomy pobudzenia a dla testowania AC częstotliwości testowe [Rut03]. Informacja diagnostyczna jest „pozyskiwana” na etapie przedtestowym, na podstawie danych otrzymanych z przeprowadzonych symulacji komputerowych dla wszystkich stanów testowanego układu. Aby podczas testu nie odrzucić układu nieuszkodzonego a nie przepuścić układu uszkodzonego, to na etapie przedtestowym należy uwzględnić rozrzut tolerancyjny parametrów elementów testowanego układu. Dla wszystkich metod testowania, uwzględnienie tolerancji projektowych elementów nieuszkodzonych układu stanowi poważny problem i od tego w jaki sposób zostaną one uwzględnione zależy skuteczność danej metody testowania [Rut03]. Możliwe są następujące metody odwzorowania obszaru tolerancji z przestrzeni parametrów obwodu w przestrzeń pomiarów (wielkości mierzonych):

- a) aproksymacja kostką o boku 1,4 V (podwojony spadek napięcia na diodzie) [Hoch79],
- b) aproksymacja prostopadłościanem, z wykorzystaniem metody typu „najgorszy przypadek” (ang. Worst Case),
- c) aproksymacja równoległościanem, z wykorzystaniem metody wrażliwościowej,
- d) wielokrotna symulacja wszystkich stanów obwodu dla losowo wybranych wartości parametrów obwodu w przedziałach ich tolerancji, np. stosując metodę Monte Carlo [Rut03], [Kabi05].

Przedstawione cztery metody odwzorowania obszaru tolerancji w przestrzeń pomiarów można podzielić na metody deterministyczne (z wykorzystaniem analizy Worst Case oraz analizy wrażliwościowej) i heurystyczne (aproksymacja kostką o boku 1,4 V oraz z wykorzystaniem analizy Monte Carlo).

Dla aproksymacji kostką o boku 1,4 V przyjmuje się heurystyczne założenie, że odchyłka mierzonego napięcia (spowodowana tolerancjami projektowymi) wynosi $\pm 0,7$ V. Metoda ta wymaga najmniejszych nakładów obliczeniowych, ale jej wadą jest to, że nie uwzględnia ona wartości założonych tolerancji projektowych układu testowanego. Dodatkowo w przypadku testowania układów liniowych, założenie odchyłki mierzonego napięcia $\pm 0,7$ V (spadek napięcia na diodzie krzemowej) nie ma uzasadnienia.

Pozostałe z wymienionych metod odwzorowania uwzględniają wielkość założonych tolerancji projektowych, przez co umożliwiają o wiele dokładniejsze odwzorowanie obszaru tolerancji z przestrzeni parametrów w przestrzeń pomiarów. Użycie deterministycznych metod aproksymacji praktycznie ogranicza się tylko do obwodów liniowych [Hoch79]. W związku z powyższym, metoda odwzorowania z wykorzystaniem analizy Monte Carlo wydaje się być najbardziej uniwersalna. Mimo niewątpliwego zwiększenia nakładu obliczeniowego, sprawdza się ona zarówno dla liniowych jak i nieliniowych obwodów elektronicznych.

Uwzględnienie tolerancji projektowych parametrów elementów testowanego układu pociąga za sobą wprowadzenie pojęcia zbioru niejednoznaczności, który można zdefiniować następująco: zbiór niejednoznaczności (ang. ambiguity set) Y_i jest to zbiór stanów obwodu, dla których obszary tolerancji odwzorowane w przestrzeń pomiarów nakładają się na siebie [Rut03]. Można zatem stwierdzić, że wyznaczonym na etapie przedtestowym punktom testowym przypisane są zbiory niejednoznaczności (ZN).

Dalsze omawianie zagadnień związanych z informacją diagnostyczną zostanie poprzedzone przedstawieniem przyjętych oznaczeń oraz zapisu matematycznego dla poszczególnych „wielkości” związanych ze zbiorem punktów testowych:

$S = \{S_0, S_1, \dots, S_{N_S}\}$ - zbiór wszystkich stanów obwodu testowanego, gdzie N_S to liczba stanów „uszkodzonych”. Stan S_0 to stan, w którym obwód jest nieuszkodzony. Pozostałe stany S_1, \dots, S_{N_S} to stany obwodu testowanego, w których jeden parametr przyjmuje wartość spoza przedziału tolerancji a pozostałe mieszczą się w tych przedziałach.

$M = \{M_1, M_2, \dots, M_{N_M}\}$ - zbiór mierzonych wielkości elektrycznych (napięcia), gdzie N_M to liczba elementów tego zbioru.

$E = \{T_1, \dots, T_a, \dots, T_{N_E}\}$ - zbiór wszystkich pobudzeń testowych, gdzie N_E jest licznością tego zbioru.

$T_a = \{T_1, T_2, \dots, T_{N_e}\}$ - a -ty wektor pobudzenia testowego, gdzie N_e to liczba elementów pobudzenia testowego (N_e jest także wymiarem przestrzeni poszukiwań – pojęcia wprowadzonego w **podrozdziale 3.2**).

$Y = \{Y_0, \dots, Y_i, \dots, Y_{N_Y}\}$ - zbiór wszystkich obszarów niejednoznaczności, gdzie $N_Y + 1$ jest licznością tego zbioru.

$Y_i = \{S_{k(N_{i1})}, \dots, S_{k(N_{ij})}\}$ - zbiór stanów obwodu dla i -tego obszaru niejednoznaczności, gdzie $k(N_{i1}), \dots, k(N_{ij})$ są indeksami stanów obwodu tworzących zbiór Y_i , a N_{ij} jest licznością tego zbioru.

$\mathbf{P} = \{\mathbf{P}_1, \dots, \mathbf{P}_q, \dots, \mathbf{P}_{N_P}\}$ - zbiór wszystkich punktów testowych, gdzie N_P jest licznością tego zbioru. Między zbiorem \mathbf{P} a zbiorami \mathbf{M} i \mathbf{E} zachodzi zależność $\mathbf{P} = \mathbf{M} \times \mathbf{E}$. Zakładając, że zbiory \mathbf{M} i \mathbf{E} są skończone i zbiór \mathbf{M} ma N_M elementów, a zbiór \mathbf{E} ma N_E elementów, to zbiór \mathbf{P} ma $N_P = N_M \cdot N_E$ elementów.

$\mathbf{P}_q = \{\mathbf{Y}_{k(N_{q1})}, \dots, \mathbf{Y}_{k(N_{qp})}\}$ - zbiór obszarów niejednoznaczności dla q -tego punktu testowego, gdzie $k(N_{q1}), \dots, k(N_{qp})$ są indeksami obszarów niejednoznaczności tworzących zbiór \mathbf{P}_q , a N_{qp} jest licznością tego zbioru. Punkt testowy jest określony dla mierzonej wielkości M_i oraz pobudzenia testowego \mathbf{T}_a .

$\mathbf{P}^D = \{\mathbf{P}_{k(N_1)}, \dots, \mathbf{P}_{k(N_D)}\}$ - minimalny zbiór punktów testowych dla detekcji uszkodzenia w testowanym układzie, gdzie $k(N_1), \dots, k(N_D)$ są indeksami punktów testowych tworzących zbiór \mathbf{P}^D , a N_D jest licznością tego zbioru.

$\mathbf{P}^L = \{\mathbf{P}_{k(N_1)}, \dots, \mathbf{P}_{k(N_L)}\}$ - minimalny zbiór punktów testowych dla jednoznacznej lokalizacji wszystkich uszkodzeń w testowanym układzie, gdzie $k(N_1), \dots, k(N_L)$ są indeksami punktów testowych tworzących zbiór \mathbf{P}^L , a N_L jest licznością tego zbioru.

Wprowadzone nowe pojęcie „rozkład testowy” ma na celu pogrupowanie punktów testowych względem warunku opisanego zależnością (1). Warunek ten można opisać słownie w następujący sposób: **rozkład testowy jest to zbiór takich punktów testowych, którym przypisane są takie same zbiory niejednoznaczności.**

$\mathbf{R}_n = \{\mathbf{P}_{k(N_{n1})}, \dots, \mathbf{P}_{k(N_{np})}\}$ - zbiór punktów testowych dla n -tego rozkładu testowego, gdzie $k(N_{n1}), \dots, k(N_{np})$ są indeksami punktów testowych tworzących zbiór \mathbf{R}_n a N_{np} jest licznością tego zbioru. Między elementami zbioru (punktami testowymi) musi być spełniony warunek:

$$\bigwedge_{(c,d \in \{k(N_{n1}), \dots, k(N_{np})\}) \wedge (c \neq d)} \left\{ (N_{cp} = N_{dp}) \wedge \bigwedge_{e \in \{1, \dots, N_{cp}\}} (\mathbf{Y}_{k(N_{ce})} = \mathbf{Y}_{k(N_{de})}) \right\} \quad (1)$$

Cechą rozpoznawczą każdego rozkładu testowego jest unikalna kombinacja zbiorów niejednoznaczności. Z tego też względu, Autor dopuszcza inny zapis matematyczny dla rozkładu testowego:

$$\mathbf{R}_n = [\mathbf{Y}_{k(N_{q1})}, \dots, \mathbf{Y}_{k(N_{qp})}]$$

$\mathbf{R} = \{\mathbf{R}_0, \dots, \mathbf{R}_n, \dots, \mathbf{R}_{N_R}\}$ - zbiór wszystkich rozkładów testowych, gdzie $N_R + 1$ jest licznością tego zbioru. Liczność tego zbioru jest mniejsza bądź równa liczbie elementów zbioru \mathbf{P} :

$$N_R \leq N_p \quad (2)$$

$\mathbf{R}^D = \{\mathbf{R}_1^D, \dots, \mathbf{R}_i^D, \dots, \mathbf{R}_{N_{RD}}^D\}$ - zbiór minimalnych zbiorów rozkładów testowych \mathbf{R}_i^D , gdzie N_{RD} jest licznością tego zbioru.

$\mathbf{R}_i^D = \{\mathbf{R}_{k(N_1)}, \dots, \mathbf{R}_{k(N_D)}\}$ - i -ty minimalny zbiór rozkładów testowych dla detekcji uszkodzenia w testowanym układzie, gdzie $k(N_1), \dots, k(N_D)$ są indeksami rozkładów testowych tworzących zbiór \mathbf{R}_i^D a N_D jest licznością tego zbioru.

$\mathbf{R}^L = \{\mathbf{R}_1^L, \dots, \mathbf{R}_i^L, \dots, \mathbf{R}_{N_{RL}}^L\}$ - zbiór minimalnych zbiorów rozkładów testowych \mathbf{R}_i^L , gdzie N_{RL} jest licznością tego zbioru.

$\mathbf{R}_i^L = \{\mathbf{R}_{k(N_1)}, \dots, \mathbf{R}_{k(N_L)}\}$ - i -ty minimalny zbiór rozkładów testowych dla lokalizacji uszkodzenia w testowanym układzie, gdzie $k(N_1), \dots, k(N_L)$ są indeksami rozkładów testowych tworzących zbiór \mathbf{R}_i^L a N_L jest licznością tego zbioru.

Przedstawione powyżej pojęcia (za wyjątkiem pojęcia rozkładu testowego \mathbf{R}_n) są przywoływane w pozycjach literaturowych z dziedziny testowania i diagnostyki [Rut03], [Tocz09]. Wprowadzenie nowego pojęcia „rozkładu testowego” \mathbf{R}_n ma kluczowe znaczenie dla zaproponowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych, której opis znajduje się w **podrozdziale 3.3.3**. Innym aspektem przemawiającym za wprowadzeniem nowego terminu „rozkład testowy” jest to, że liczba elementów N_p w

zbiornie punktów testowych \mathbf{P} jest nieporównywanie większa niż liczba elementów N_R w zbiorze rozkładów testowych \mathbf{R} . Ta różnica uwidacznia się szczególnie w przypadku gdy pobudzenie testowe \mathbf{E} jest określone jako przedział ciągły, np. sygnał AC o częstotliwości z zakresu $f_G = \langle f_{Gmin}, f_{Gmax} \rangle$. Teoretycznie, liczba elementów w tym przedziale jest nieskończona, przez co utrudniony jest proces optymalizacji doboru punktów testowych. W praktyce, ciągły przedział pobudzenia testowego poddaje się procesowi dyskretyzacji, w wyniku którego uzyskiwany jest dyskretny zbiór wartości pobudzenia testowego. Dwie podstawowe metody dyskretyzacji to [Cich00]:

- a) dyskretyzacja według równej szerokości - najprostsza metoda dyskretyzacji. Zakres wartości dyskretyzowanego atrybutu ciągłego jest dzielony na ustaloną liczbę przedziałów o jednakowej szerokości. Każdemu przedziałowi odpowiada następnie jedna wartość dyskretna.,
- b) dyskretyzacja według równej częstości – metoda dyskretyzacji podobna do poprzedniej, lecz w większym stopniu uwzględniającą charakter zbioru danych. Zakres wartości przedziału ciągłego jest dzielony na ustaloną z góry liczbę przedziałów, jednak nie są to przedziały o równej szerokości. Ich końce dobiera się w ten sposób, aby każdemu z nich odpowiadała (możliwie) taka sama liczba obiektów (rozkład równomierny).

Po procesie dyskretyzacji pobudzenie testowe można zapisać jako zbiór \mathbf{E} , w którym liczba elementów jest równa N_E .

Idea punktów testowych i rozkładów testowych omówiona zostanie na hipotetycznym przykładzie przedstawionym poniżej.

W układzie testowanym wytypowano dziesięć uszkodzeń $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6, S_7, S_8, S_9, S_{10}$. Obwód nieuszkodzony oznaczono jako S_0 . Założono, że dostępny pomiarowo jest tylko jeden węzeł, tj. można mierzyć potencjał V_1 . Pobudzeniem testowym jest źródło napięciowe AC. Ciągły przedział częstotliwości pobudzenia testowego $f_G = \langle 2,23MHz, 20,23MHz \rangle$ poddany został procesowi dyskretyzacji według równej szerokości z krokiem 0,9 MHz. Po dyskretyzacji zbiór pobudeń testowych $\mathbf{E} =$

$\{f_{G1}, \dots, f_{G21}\}$ zawiera 21 elementów. Symulacja układu została przeprowadzona dla wszystkich stanów obwodu z uwzględnieniem tolerancji projektowej elementów. W wyniku symulacji (dla wartości pobudzeń testowych ze zbioru \mathbf{E}) otrzymano punkty testowe zebrane w tabeli 2-2. Dla każdego punktu testowego przedstawiono szczegółowe dane, tj.: wartość pobudzenia testowego, zbiory niejednoznaczności wraz z wartościami granicznymi mierzonego potencjału V_1 . Sklejenia stanów obwodu dla poszczególnych obszarów niejednoznaczności są przedstawione w tabeli 2-1. Ponadto (w tabeli 2-2) punkty testowe, którym przypisane są takie same zbiory niejednoznaczności, pogrupowano w rozkłady testowe. Przykładowo, punktom testowym $\mathbf{P}_1 = \{\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_6, \mathbf{Y}_1\}$ (dla $f_G = 2,23 \text{ MHz}$) i $\mathbf{P}_2 = \{\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_6, \mathbf{Y}_1\}$ (dla $f_G = 3,13 \text{ MHz}$) przypisane są takie same zbiory niejednoznaczności, dlatego też należą one do zbioru \mathbf{R}_0 . Dla rozkładu testowego, w odróżnieniu od punktu testowego, nie jest istotne jak przypisane zbiory niejednoznaczności są rozmieszczone względem siebie, ale istotne jest to jakie to są zbiory niejednoznaczności. Liczba punktów testowych jest równa $N_p = 21$ a liczba rozkładów testowych $N_R = 6$, potwierdza to zatem podaną zależność (2).

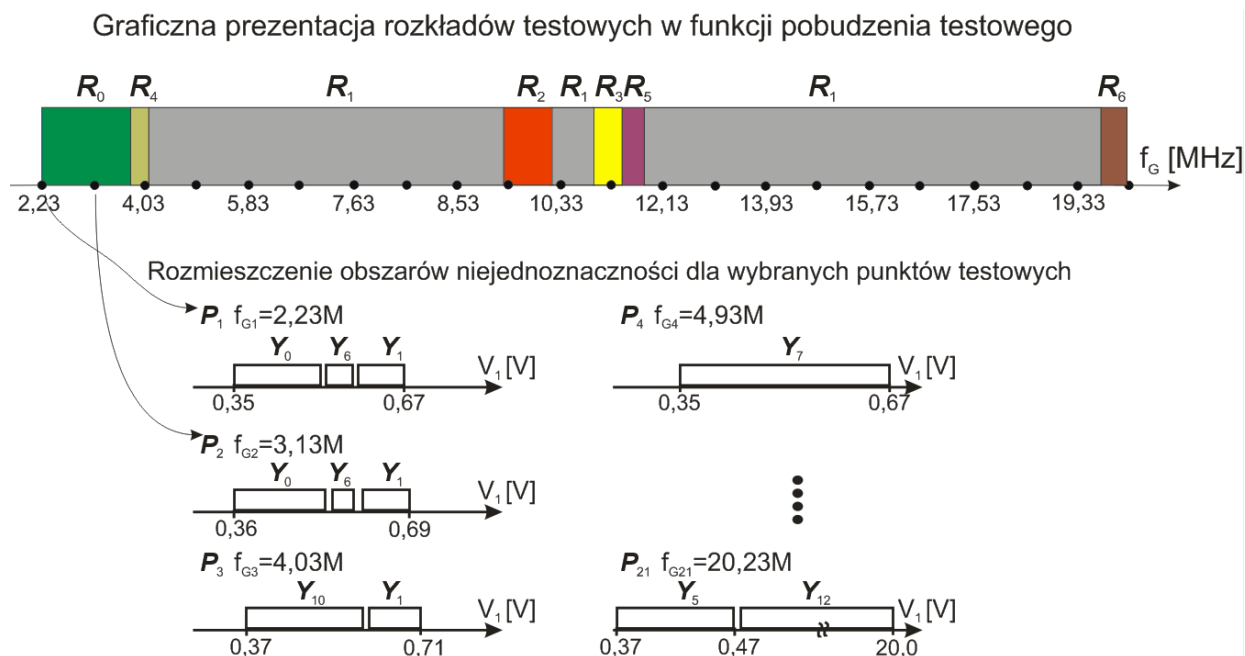
Dla omawianego przykładu obliczeniowego, na rysunku 2-4 przedstawiono rozkłady testowe w funkcji pobudzenia testowego (zbiór pobudzeń testowych $\mathbf{E} = \{f_{G1}, \dots, f_{G400}\}$ zawiera 400 elementów). Na rysunku każdy rozkład testowy \mathbf{R}_n jest oznaczony innym kolorem, ponadto czarnymi kropkami zaznaczono wartości pobudzenia testowego dla punktów testowych z tabeli 2-2. Dla wybranych punktów testowych przedstawiono rzeczywiste rozmieszczenie zbiorów niejednoznaczności \mathbf{Y}_i .

Tabela 2-1 Zbiory niejednoznaczności dla przykładu obliczeniowego.

ZN	Stany UT	ZN	Stany UT
\mathbf{Y}_0	$\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_4$	\mathbf{Y}_6	$\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_2, \mathbf{S}_3, \mathbf{S}_6, \mathbf{S}_7, \mathbf{S}_8, \mathbf{S}_9$
\mathbf{Y}_1	$\mathbf{S}_5, \mathbf{S}_{10}$	\mathbf{Y}_7	$\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \mathbf{S}_3, \mathbf{S}_4, \mathbf{S}_5, \mathbf{S}_6, \mathbf{S}_7, \mathbf{S}_8, \mathbf{S}_9, \mathbf{S}_{10}$
\mathbf{Y}_2	$\mathbf{S}_2, \mathbf{S}_5, \mathbf{S}_8, \mathbf{S}_{10}$	\mathbf{Y}_8	$\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_3, \mathbf{S}_4, \mathbf{S}_5, \mathbf{S}_7, \mathbf{S}_9$
\mathbf{Y}_3	$\mathbf{S}_6, \mathbf{S}_8$	\mathbf{Y}_9	$\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \mathbf{S}_3, \mathbf{S}_4, \mathbf{S}_5, \mathbf{S}_7, \mathbf{S}_9, \mathbf{S}_{10}$
\mathbf{Y}_4	\mathbf{S}_6	\mathbf{Y}_{10}	$\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \mathbf{S}_3, \mathbf{S}_4, \mathbf{S}_6, \mathbf{S}_7, \mathbf{S}_8, \mathbf{S}_9$
\mathbf{Y}_5	$\mathbf{S}_2, \mathbf{S}_5, \mathbf{S}_8, \mathbf{S}_{10}$	\mathbf{Y}_{11}	$\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \mathbf{S}_3, \mathbf{S}_4, \mathbf{S}_5, \mathbf{S}_7, \mathbf{S}_8, \mathbf{S}_9, \mathbf{S}_{10}$
		\mathbf{Y}_{12}	$\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_3, \mathbf{S}_5, \mathbf{S}_7, \mathbf{S}_9, \mathbf{S}_{10}$

Tabela 2-2 Punkty testowe i rozkłady testowe dla przykładu obliczeniowego.

Punkty testowe P_i					Rozkłady testowe R_n
P_q	Pobudzenie testowe f_G [MHz]	Zbiory niejednoznaczności przypisane do punktu testowego wraz z zakresami napięć			
P_1	$f_{G1}= 2,23$	Y_0 $V_1=(0,35; 0,5)$	Y_6 $V_1=(0,51; 0,56)$	Y_1 $V_1=(0,57; 0,67)$	$R_0=\{P_1, P_2\}$
P_2	$f_{G2}= 3,13$	Y_0 $V_1=(0,36; 0,5)$	Y_6 $V_1=(0,52; 0,57)$	Y_1 $V_1=(0,59; 0,69)$	
P_3	$f_{G3}= 4,03$	Y_{10} $V_1=(0,37; 0,61)$		Y_1 $V_1=(0,62; 0,71)$	$R_4=\{P_3\}$
P_4	$f_{G4}= 4,93$	Y_7 $V_1=(0,44; 0,92)$			$R_1=\{P_4 \div P_8, P_{12} \div P_{20}\}$
P_5	$f_{G5}= 5,83$	Y_7 $V_1=(0,56; 1,44)$			
P_6	$f_{G6}= 6,73$	Y_7 $V_1=(0,67; 1,83)$			
P_7	$f_{G7}= 7,63$	Y_7 $V_1=(0,74; 2,23)$			
P_8	$f_{G8}= 8,53$	Y_7 $V_1=(0,78; 2,68)$			
P_9	$f_{G9}= 9,43$	Y_8 $V_1=(0,85; 1,94)$	Y_2 $V_1=(1,96; 3,02)$		$R_2=\{P_9\}$
P_{10}	$f_{G10}= 10,33$	Y_7 $V_1=(1,18; 4,94)$			$R_1=\{P_{10}\}$
P_{11}	$f_{G11}= 11,23$	Y_9 $V_1=(1,38; 3,78)$	Y_3 $V_1=(3,93; 6,88)$		$R_3=\{P_{11}\}$
P_{12}	$f_{G12}= 12,13$	Y_7 $V_1=(1,31; 7,38)$			$R_1=\{P_4 \div P_8, P_{12} \div P_{20}\}$
P_{13}	$f_{G13}= 13,03$	Y_7 $V_1=(1,22; 8,74)$			
P_{14}	$f_{G14}= 13,93$	Y_7 $V_1=(1,14; 9,36)$			
P_{15}	$f_{G15}= 14,83$	Y_7 $V_1=(1,03; 10,53)$			
P_{16}	$f_{G16}= 15,73$	Y_7 $V_1=(0,88; 11,87)$			
P_{17}	$f_{G17}= 16,63$	Y_7 $V_1=(0,74; 12,61)$			
P_{18}	$f_{G18}= 17,53$	Y_7 $V_1=(0,61; 14,47)$			
P_{19}	$f_{G19}= 18,43$	Y_7 $V_1=(0,40; 16,55)$			
P_{20}	$f_{G20}= 19,33$	Y_7 $V_1=(0,31; 18,39)$			
P_{21}	$f_{G21}= 20,23$	Y_5 $V_1=(0,24; 0,47)$	Y_{12} $V_1=(0,48; 20,0)$		



Rys. 2-4 Rozkłady testowe w funkcji wartości parametru pobudzenia testowego.

Celem rysunku 2-4 jest nie tylko graficzna prezentacja rozkładów oraz zbiorów niejednoznaczności dla punktów testowych, ale także zwrócenie uwagi na opisany wcześniej problem dyskretyzacji zbioru pobudzenia testowego E . Z jednej strony, liczba elementów zbioru E (pobudeń testowych) powinna mieć na tyle dużą wartość, by nie pominąć obszaru, w którym znajduje się nowy rozkład testowy. Z drugiej strony, nie powinna być zbyt duża, by nie zwiększać niepotrzebnie czasu symulacji testowanego układu (dla każdej wartości pobudzenia testowego i każdego stanu obwodu należy przeprowadzić symulację obwodu). Prezentacja rozkładów testowych w funkcji pobudzenia testowego (rys. 2-4) pokazuje, że w przypadku dyskretyzacji ciągłego przedziału pobudzenia testowego $f_G = \langle 2,23MHz, 20,23MHz \rangle$ według równej szerokości z krokiem $0,9 MHz$ (zbiór pobudeń testowych $E = \{f_{G1}, \dots, f_{G21}\}$ zawiera 21 elementów) „pominięty” jest jeden rozkład testowy R_5 . Rozkład ten potencjalnie może zawierać wartościową informację o sklejaniach stanów UT. Analizując graficzną prezentację rozkładów testowych na rysunku 2-4 można zauważyć także, że dla pewnych przedziałów pobudzenia testowego, np. $f_G = \langle 2,23MHz, 4,03MHz \rangle$ czy $f_G = \langle 9MHz, 12,13MHz \rangle$, liczba rozkładów testowych jest większa, niż w pozostałych

obszarach. Ten fakt skłania do zastanowienia się, czy nie korzystniejsza byłaby w takim razie dyskretyzacja ciągłego przedziału pobudzenia testowego według równej częstości [Cich00]. Jednak w przypadku dyskretyzacji według równej częstości istnieje problem ustalenia szerokości poszczególnych przedziałów, ponieważ przed symulacją obwodu nie jest znane rozłożenie rozkładów testowych w funkcji pobudzenia testowego.

Rozwiązanie problemu dyskretyzacji ciągłego przedziału pobudzenia testowego zostanie omówione w **podrozdziale 3.3.2**.

Informacja diagnostyczna pozyskana z pomiarów dla punktu testowego

Zakładając równe prawdopodobieństwo występowania poszczególnych uszkodzeń UT, prawdziwe jest stwierdzenie, że miarą informacji diagnostycznej, którą można pozyskać w wyniku pomiarów dla danego punktu testowego \mathbf{P}_q jest liczba zbiorów niejednoznaczności N_{qp} . Natomiast strata informacji (pojęcie związane z koncepcją kanału informacyjnego z zakłóceniami, **podrozdział 2.3.2**) dla punktu testowego \mathbf{P}_q jest określona miarą G_q [Rut03]:

$$G_q = \sum_{j=1}^{N_{qp}} \frac{N_{qj}}{N_S + 1} \log_2(N_{qj}) \quad (3)$$

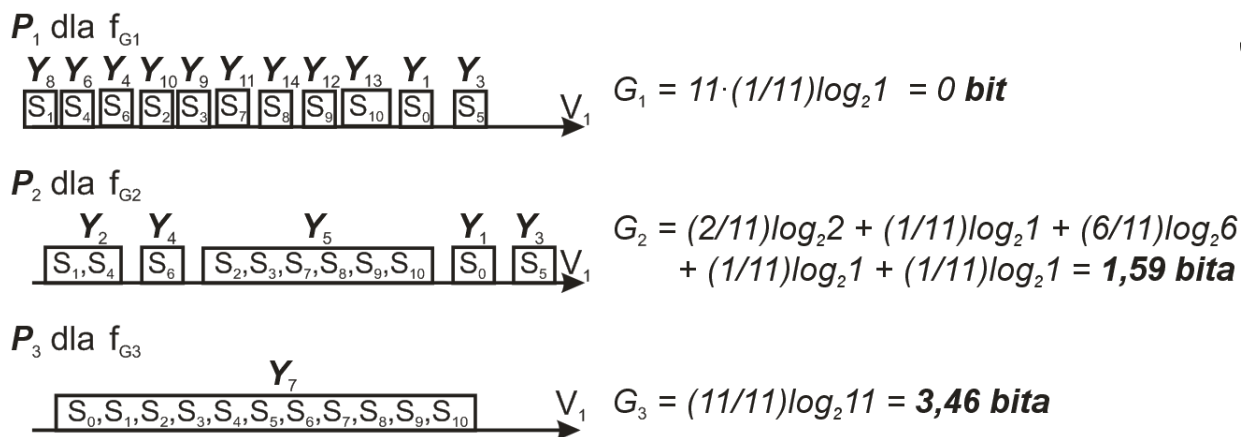
gdzie: N_{qp} – liczba zbiorów niejednoznaczności dla punktu testowego \mathbf{P}_q , N_{qj} – liczba stanów obwodu w j -tym zbiorze niejednoznaczności dla punktu testowego \mathbf{P}_q , N_S – liczba stanów uszkodzonych testowanego układu.

Na rysunku 2-5 zostały przedstawione pomiary (UT z pobudzeniem AC, liczba stanów układu testowanego $N_S + 1 = 11$, mierzony potencjał V_1) dla różnych częstotliwości (f_{G1}, f_{G2}, f_{G3}). Dla każdego pomiaru (punktu testowego \mathbf{P}_q) obliczona została strata informacji G_q :

1. pierwszy przypadek to punkt testowy \mathbf{P}_1 , któremu przypisane jest $N_S + 1$ zbiorów niejednoznaczności (każdy zbiór niejednoznaczności

jest singletonem czyli zawiera pojedynczy stan UT). Taki punkt testowy zawiera maksymalną informację diagnostyczną (strata informacji $G_1 = 0$ bit).

2. drugi przypadek to punkt testowy P_2 , któremu przypisane jest pięć zbiorów niejednoznaczności. Strata informacji dla tego przykładu wynosi $G_2 = 1,59$ bita.
3. trzeci przypadek to punkt testowy P_3 , któremu przypisany jest tylko jeden zbiór niejednoznaczności (sklejenie wszystkich stanów obwodu). Dla tego punktu testowego strata informacji jest największa i wynosi $G_3 = 3,46$ bita.



Rys. 2-5 Strata informacji dla punktów testowych.

Dla danego punktu testowego wartość straty informacji G_q zależy tylko od tego, które stany testowanego układu tworzą zbiory niejednoznaczności, a nie zależy od tego jak te zbiory niejednoznaczności są rozmieszczone, tj. szerokości zbiorów niejednoznaczności i odległości między nimi. Warto podkreślić, że stratę informacji można w ten sam sposób policzyć dla rozkładu testowego (wartość jest taka sama jak w przypadku punktu testowego).

Dodatkowa miara informacji diagnostycznej dla punktu testowego - $S_{d_{P_q}}$

Dla punktu testowego P_q wartość straty informacji G_q zależy tylko od tego jak stany obwodu są sklejone ze sobą, tj. jakie tworzą zbiory niejednoznaczności. Miara ta nie uwzględnia jednak jak te zbiory niejednoznaczności są położone względem siebie. Dodatkową miarą, która dla punktu testowego P_q (któremu przypisane są określone zbiory niejednoznaczności) oceni jak zbiory niejednoznaczności są położone względem siebie jest $S_{d_{P_q}}$ [Kyz09], [Kyz10b]. W tabeli 2-2 oraz na rysunku 2-4 przedstawione są zbiory niejednoznaczności dla punktów testowych. W zależności od wartości pobudzenia testowego, zarówno położenie jak i szerokość zbiorów niejednoznaczności, które są przypisane do punktów testowych ulegają zmianie.

Z punktu widzenia diagnostyki ważnym jest, aby zbiory niejednoznaczności przypisane dla punktu testowego były jednocześnie jak najwęższe a odległości między nimi były jak największe (liczba informacji diagnostycznej jest wtedy największa). Miara $S_{d_{P_q}}$ dla punktu testowego umożliwia wybranie takiej wartości pobudzenia testowego, dla której rozmieszczenie zbiorów niejednoznaczności (przypisanych dla punktu testowego) jest najlepsze [Kyz10b]. Wartość miary $S_{d_{P_q}}$ dla punktu testowego P_q jest średnią arytmetyczną miar $S_{d_{Y_i}}$ wyznaczonych dla zbiorów niejednoznaczności tego punktu testowego:

$$S_{d_{P_q}} = \frac{1}{N_{qp}} \sum_{p=1}^{N_{qp}} S_{d_{Y_{k(N_{qp})}}} \quad (4)$$

gdzie: $S_{d_{Y_{k(N_{qp})}}}$ – miara wyznaczona dla zbioru niejednoznaczności $Y_{k(N_{qp})}$

Miara $S_{d_{Y_i}}$ dla zbioru niejednoznaczności Y_i jest wyznaczany na podstawie poniższego wzoru:

$$S_{d_{Y_i}} = (\min \{S_{dist_L}; S_{dist_R}\}) \cdot \left(1 + \frac{D_x}{D_x + W_G}\right); \quad (5)$$

$$x = \begin{cases} L; & \text{jeżeli } S_{dist_R} < S_{dist_L} \\ R; & \text{jeżeli } S_{dist_R} \geq S_{dist_L} \end{cases}$$

$$S_{dist_L} = \frac{D_L}{W_L + W_G}; \quad \begin{array}{l} D_L - \text{dystans ZN } Y_i \text{ do lewego 'sąsiada'} \\ W_L - \text{szerokość lewego 'sąsiada'} \\ W_G - \text{szerokość } Y_i \end{array} \quad (6)$$

$$S_{dist_R} = \frac{D_R}{W_R + W_G}; \quad \begin{array}{l} D_R - \text{dystans ZN } Y_i \text{ do prawego 'sąsiada'} \\ W_R - \text{szerokość prawego 'sąsiada'} \\ W_G - \text{szerokość } Y_i \end{array} \quad (7)$$

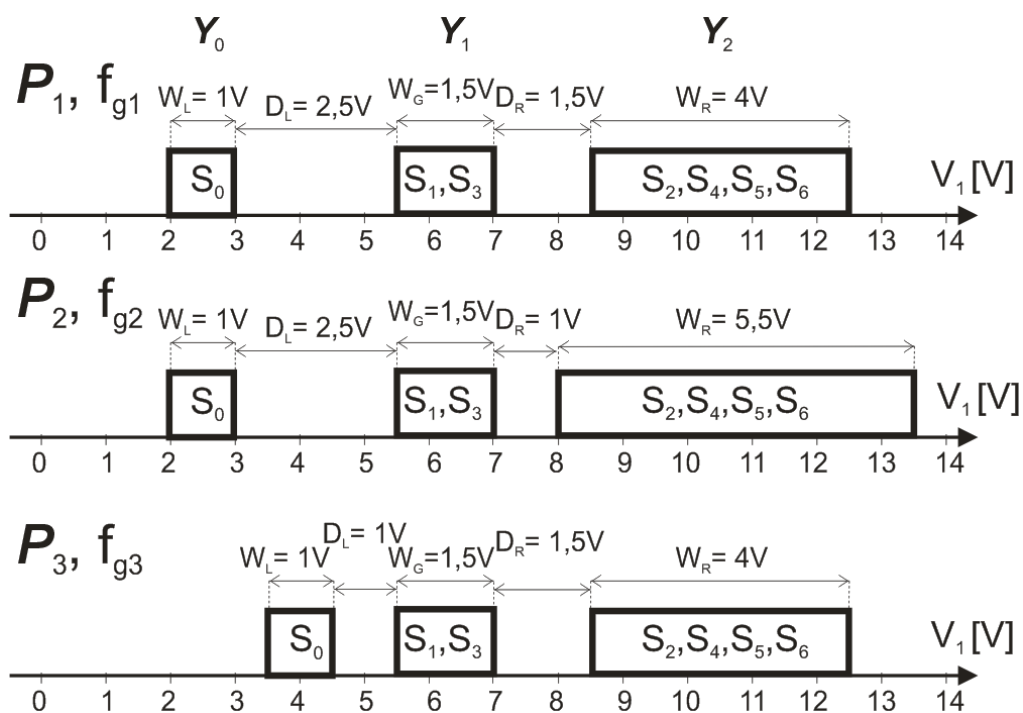
W celu wybrania najbardziej optymalnego położenia zbioru niejednoznaczności Y_i (dla punktu testowego), zależność (5) uwzględnia: szerokość W_G zbioru niejednoznaczności Y_i , szerokość W_R , W_L sąsiednich zbiorów niejednoznaczności oraz odległości D_R , D_L między tymi zbiorami niejednoznaczności. Każdy zbiór niejednoznaczności (za wyjątkiem zbiorów skrajnych) dla punktu testowego posiada dwa sąsiadujące zbiory niejednoznaczności (prawy i lewy). Wyznaczenie miary $S_{d_Y_i}$ dla takich zbiorów nie stanowi większego problemu. W przypadku skrajnych zbiorów, tj. pierwszego i ostatniego (dla punktu testowego), przyjmuje się odpowiednio wartości $D_L \rightarrow \infty$, $W_L = 0$ oraz $D_R \rightarrow \infty$, $W_R = 0$.

Zagadnienie znalezienia optymalnej (największej) wartości miary $S_{d_P_q}$ dla punktu testowego należy do rodziny problemów optymalizacyjnych ciągłych [Kyz09]. Na rysunku 2-6 przedstawione są trzy pomiary (punkty testowe) dla różnych wartości parametru pobudzenia testowego, którym przypisane są takie same zbiory niejednoznaczności. Znajdujące się na rysunku oznaczenia odległości i szerokości odnoszą się do środkowego zbioru niejednoznaczności Y_1 . Korzystając z przedstawionych wcześniej zależności (4), (5) i (6) można określić wartość miary $S_{d_Y_1}$ dla zbioru niejednoznaczności Y_1 (punkt testowy P_1): $S_{d_Y_1} = \frac{D_R}{W_R + W_G} \cdot \left(\frac{D_L}{D_L + W_G} + 1 \right) = 0,43$. Pozostałe wyznaczone wartości miary $S_{d_Y_i}$ dla zbiorów niejednoznaczności oraz

wartości miary $S_{d_{P_q}}$ dla każdego punktu testowego zostały zebrane w tabeli 2-3. Optymalna (największa) wartość miary $S_{d_{P_q}}$ osiągnięta jest dla przypadku pierwszego.

Tabela 2-3 Wartości miary $S_{d_{Y_i}}$ i $S_{d_{P_q}}$ dla punktów testowych z rysunku 2-6.

	Wartości miary $S_{d_{P_q}}$ dla punktów testowych i miary $S_{d_{Y_i}}$ dla zbiorów niejednoznaczności			
	$S_{d_{Y_0}}$	$S_{d_{Y_1}}$	$S_{d_{Y_2}}$	$S_{d_{P_q}} = \frac{1}{3} \sum_{p=1}^{N_{qp}} S_{d_{Y_k(N_{qp})}}$
P_1	2	0,43	0,54	0,99
P_2	2	0,22	0,28	0,83
P_3	0,8	0,37	0,54	0,57



Rys. 2-6 Wyznaczanie wartości $S_{d_{Y_i}}$ dla zbiorów niejednoznaczności oraz $S_{d_{P_q}}$ dla punktów testowych.

Opisane powyżej dwie miary oceniające informację diagnostyczną, tj. strata informacji G_q oraz wprowadzone dodatkowe miary $S_{d_{P_q}}$ i $S_{d_{Y_i}}$ dla punktu testowego są wykorzystywane podczas procesu konstrukcji sygnowego słownika uszkodzeń (podrozdział 3.3.2).

2.2.2 Etapy konstrukcji sygnaturowego słownika uszkodzeń

Na rysunku 2-7 przedstawiono etapy konstrukcji sygnaturowego słownika uszkodzeń. Proces ten rozpoczyna się od opisu testowanego obwodu, zdefiniowania uszkodzeń badanego układu i wyboru pobudzeń. Etap ten jest najczęściej wykonywany ręcznie przez inżyniera projektanta, z uwagi na duży wpływ przyjętych założeń (liczba uszkodzeń układu oraz wybór pobudzeń) na dalsze etapy konstrukcji słownika. Inżynier projektant, bazując na swoim doświadczeniu, może wybrać zestaw najbardziej prawdopodobnych uszkodzeń oraz pobudzenie właściwe do rodzaju testowanego układu, zmniejszając tym samym liczbę symulacji testowanego układu, a przez to nakład obliczeniowy w dalszych etapach konstrukcji słownika.



Rys. 2-7 Etapy konstrukcji sygnaturowego słownika uszkodzeń [Rut03].

Następny etap stanowi symulacja komputerowa dla wszystkich stanów obwodu. Wyniki otrzymane z symulatora układów elektronicznych są wykorzystywane do wyznaczania obszarów niejednoznaczności [Rut03]. Wybór odpowiedniej metody

wyznaczania obszarów niejednoznaczności jest ważnym zagadnieniem ze względu na skuteczność słownika sygnaturowego tj. by jak najmniej obwodów uszkodzonych zostało zakwalifikowanych jako nieuszkodzone. Po wyznaczeniu zbiorów niejednoznaczności można przystąpić do jednego z ważniejszych a zarazem trudniejszych etapów konstrukcji słownika jakim jest optymalizacja doboru punktów testowych. Etap ten ma na celu zmniejszenie kosztu testu układu i został dokładniej omówiony w **podrozdziale 2.3**. Cały proces konstrukcji słownika kończy się wyznaczeniem sygnatur dla poszczególnych stanów testowanego układu oraz oprogramowaniem testera.

2.3 Optymalizacja doboru punktów testowych

Jednym z ważniejszych etapów konstrukcji sygnaturowego słownika uszkodzeń jest optymalizacja doboru punktów testowych. Polega on na znalezieniu minimalnych zbiorów punktów testowych P^D i P^L , które dają maksymalną (taką jak pula wszystkich punktów testowych) informację o stanach UT [Rut03]. Głównym celem optymalizacji doboru punktów testowych jest skrócenie czasu testu UT (duża liczba punktów testowych wydłuża czas testowania a co z tym związane, zwiększa koszt testowania układu).

Problem optymalizacji doboru punktów testowych jest problemem kombinatorycznym, w którym ze skończonego zbioru P punktów testowych należy wybrać pewien minimalny podzbiór k -elementowy (kombinacje k z N_P). Złożoność obliczeniowa takiego problemu kombinatorycznego jest typu silnia. Należy on zatem do rodziny problemów NP-trudnych, dla których nie można skonstruować algorytmu o złożoności wielomianowej [Gare79].

Metody optymalizacji doboru punktów testowych można podzielić na deterministyczne i heurystyczne. Do rodziny metod heurystycznych należą m.in. metody dołączania, eliminacji, z użyciem koncepcji kanału informacyjnego z zakłóceniami [Rut02] oraz z użyciem ewolucyjnych technik obliczeniowych [Golo03]. Do rodziny metod deterministycznych należy metoda przeszukiwania wyczerpującego (ang. exhaustive search).

2.3.1 Metody dołączania i eliminacji

Metody dołączania i eliminacji należą do rodziny heurystycznych metod optymalizacji doboru punktów testowych. Bazują one na prostym mechanizmie, w wyniku którego uzyskuje się zbiór punktów testowych z liczbą elementów „ k ”. Ten stosunkowo prosty mechanizm w metodzie dołączania polega na tym, że do pustego zbioru dołączane są kolejne punkty testowe, aż do uzyskania pożądanej rozróżnialności wytypowanych stanów obwodu. Natomiast w metodzie eliminacji ze zbioru zawierającego wszystkie punkty testowe, eliminowane są kolejno elementy tego zbioru, aż do uzyskania pożądanej rozróżnialności stanów obwodu UT. Przykładowe procedury dołączania i eliminacji zaczerpnięte z literatury przedstawiono poniżej [Rut03]:

Procedura dołączania:

Krok 1

Wybierz punkt testowy, który daje największą liczbę obszarów niejednoznaczności. Gdy kilka punktów testowych daje taką samą liczbę obszarów, wybierz dowolny.

Krok 2

Wybierz punkt testowy, który w połączeniu z punktami testowymi wybranymi wcześniej daje największą liczbę obszarów niejednoznaczności. Gdy kilka punktów testowych daje taką samą liczbę obszarów, wybierz dowolny.

Krok 3

Jeśli uzyskano 100 % rozróżnialność stanów UT, lub mniejszą zadowalającą to zakończ procedurę, jeśli nie to wróć do Kroku 2.

Procedura eliminacji:

Krok 1

Ze zbioru punktów testowych usuń pomiar z najmniejszą liczbą obszarów niejednoznaczności.

Krok 2

Jeżeli po usunięciu pomiaru pogorszyła się rozróżnialność, to przywróć pomiar do zbioru.

Krok 3

Zakończ procedurę, jeśli przeanalizowano wszystkie pomiary. Jeśli nie, to wróć do wykonywania Kroku 1.

O dołączeniu/eliminacji punktu testowego do/z zbioru punktów testowych decyduje tylko jedno z trzech kryteriów:

- a) rozmiar najmniejszego lub największego obszaru niejednoznaczności,
- b) liczba obszarów niejednoznaczności dla punktu testowego,
- c) równomierność rozkładu stanów obwodu na obszary niejednoznaczności.

Wyboru kryterium dołączenia/eliminacji punktu testowego do/z zbioru dokonuje inżynier projektant, który bazuje na swojej wiedzy i doświadczeniu. Z tego też względu metody te zaliczane są do rodziny metod heurystycznych. Rezultaty badań pokazały, że omawiane metody nie gwarantują znalezienia optymalnego rozwiązania. Mimo to z uwagi na prostotę oraz niskie nakłady obliczeniowe podczas konstruowania rozwiązania są one powszechnie używane [Rut03].

2.3.2 Metoda z użyciem koncepcji kanału informacyjnego z zakłóceniami

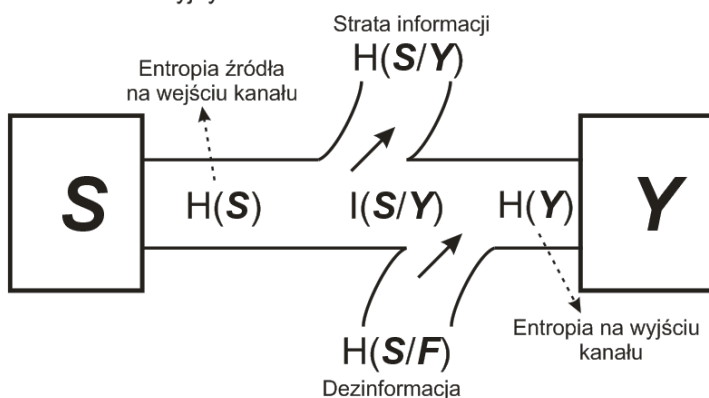
Testowanie układu elektronicznego jest pewnego rodzaju eksperymentem. Do jego planowania można wykorzystać teorię informacji, a konkretnie koncepcję kanału informacyjnego z zakłóceniami [Gall68], [Choj01], [Rut02], [Star04]. W eksperymencie jakim jest testowanie AUE, na etapie potestowym można wyróżnić dwa podejścia odnośnie metodologii dołączania pomiarów:

- a) wszystkie pomiary są dokonywane jednocześnie,
- b) dla danych prawdopodobieństw występowania poszczególnych stanów możliwe jest szeregowe wykonywanie pomiarów, zgodnie z ustalonym drzewem decyzyjnym.

W testowaniu AUE najważniejsze jest stwierdzenie czy testowany układ jest sprawny czy uszkodzony. Jeżeli układ jest uszkodzony, to w zależności od preferencji lokalizuje się lub identyfikuje uszkodzenie. W praktyce rzadko przeprowadza się lokalizację/identyfikację uszkodzenia, a jeszcze rzadziej uwzględnia się prawdopodobieństwa występowania poszczególnych stanów uszkodzonych, dlatego też dalej rozważany będzie tylko przypadek pierwszy, gdy wszystkie pomiary są wykonywane jednocześnie (poprzez podział testowania na detekcję i lokalizację uszkodzenia, uwzględnione zostało prawdopodobieństwo występowania stanu nieuszkodzonego UT).

Metoda optymalizacji doboru punktów testowych z użyciem koncepcji kanału informacyjnego z zakłóceniami została zaproponowana w pracy [Rut02]. Metoda ta jest bardzo podobna do metody dołączania, z tą różnicą, że wybór kolejnych punktów testowych dołączanych do zbioru jest podparty solidnymi podstawami teoretycznymi zaczerpniętymi z teorii informacji. Na rysunku 2-8 przedstawiono schemat kanału informacyjnego z zakłóceniami wraz z opisem oznaczeń oraz wzorami. Dla eksperymentu jakim jest testowanie AUE, wejściami S kanału są stany obwodu testowanego, natomiast wyjściami kanału Y są obszary niejednoznaczności. Planując eksperyment należy dążyć do tego by informacja wzajemna $I(S/Y)$ była maksymalna, tj. by strata informacji $H(S/Y) = G_q$ była minimalna [Rut02].

Kanał informacyjny z zakłóceniami:



$$H(S) = Id(N_S + 1); Id = \log_2$$

$$H(Y) = - \sum_{j=1}^{N_{qp}} p(Y_j) * Id(p(Y_j));$$

$$p(Y_j) = N_j / (N_S + 1)$$

$$H(Y/S) = 0$$

$$H(S/Y) = \sum_{j=1}^{N_{qp}} (N_j / (N_S + 1)) * Id(N_j)$$

$$H(S/Y) = G_q$$

Rys. 2-8 Kanał informacyjny z zakłóceniami [Rut03].

Na początku procesu optymalizacyjnego doboru punktów testowych ($K=1$) wyjściami kanału są obszary niejednoznaczności poszczególnych punktów testowych. W następnych krokach ($K>1$), wyjściami kanału są obszary niejednoznaczności powstałe w wyniku dołączenia do konstruowanego zbioru P^D kolejnych punktów testowych. Kryterium wyboru dołączanego punktu testowego do zbioru P^D związane jest z maksymalizacją informacji wzajemnej. Informacja wzajemna jest określona wzorem $I(S/Y) = H(S) - H(S/Y)$, zatem aby była ona maksymalna to strata informacji $H(S/Y)$ musi być minimalna. W praktyce oznacza to, że spośród wszystkich punktów testowych P do zbioru P^D zostanie dołączony ten, który powoduje najmniejszą stratę informacji $H(S/Y)$. Metodę z użyciem kanału informacyjnego z zakłóceniami można przedstawić w postaci poniższej procedury:

Krok 1

$K=1$. Dla każdego punktu testowego wyznacz stratę informacji G_q .

Krok 2

Wybierz punkt testowy dający minimalną wartość G_q , dołącz go do zbioru P^D .
Gdy kilka punktów testowych daje ten sam wynik, wybierz dowolny.

Krok 3

$K=K+1$. Wybierz pomiar, który w połączeniu z pomiarami wybranymi wcześniej daje minimalną wartość G_q . Krok ten powtarzaj aż do osiągnięcia zadowalającego poziomu rozróżnialności stanów obwodu.

Metoda z użyciem kanału informacyjnego z zakłóceniami w problemie optymalizacji doboru punktów testowych, pozwala na uzyskanie rozwiązań równie dobrych jak w przypadku metody dołączania, przy niewielkim nakładzie obliczeniowym [Rut02]. Pomimo zalet (możliwość uwzględnienia prawdopodobieństwa występowania poszczególnych stanów UT), omawiana metoda posiada także wadę jaką jest brak pewności, że uzyskane rozwiązanie jest optymalne. Podobnie jak w metodzie dołączania, jako pierwszy do zbioru P^D zawsze zostanie włączony punkt testowy z największą liczbą obszarów niejednoznaczności (daje on najmniejszą stratę informacji), a to nie gwarantuje uzyskania minimalnego zbioru punktów testowych.

2.3.3 Metody z użyciem ewolucyjnych technik obliczeniowych

Do rodziny heurystycznych metod optymalizacji doboru punktów testowych należą metody z użyciem ewolucyjnych technik obliczeniowych. Przydatność algorytmów heurystycznych do rozwiązywania problemów kombinatorycznych została potwierdzona wielokrotnie w różnego rodzaju problemach optymalizacyjnych, m.in. w problemie komiwojażera, w problemie plecakowym [Arab04], [Bor03], [Golo03], [Golo04], [Kopp04], [Koza92], [Mich96]. Odniesienie się do problemu plecakowego ma tu szczególne znaczenie, ponieważ jest on tego samego typu, co analizowany problem optymalizacji doboru punktów testowych, tj. rozwiązania, które jest kombinacją k -elementową z zbioru N -elementowego. Pierwszą kwestią w rozwiązaniu analizowanego problemu jest wybór odpowiedniego algorytmu heurystycznego.

Algorytm genetyczny jest techniką ewolucyjną, która daje dobre rezultaty w rozwiązywaniu problemu plecakowego, zatem użycie tego algorytmu do optymalizacji doboru punktów testowych wydaje się być jak najbardziej zasadne [Arab04]. Skuteczność algorytmu genetycznego w problemie optymalizacji doboru punktów testowych została praktycznie sprawdzona w pracach [Golo06], [Golo07]. W pracy [Golo07a] zastosowana funkcja celu pozwala na ustalenie preferencji (wartości wag) odnośnie szukanego rozwiązania, tj. faworyzowanie rozwiązań z najmniejszą liczbą punktów testowych lub rozwiązań dających maksymalną informację o stanach UT. Otrzymane rezultaty badań pozwoliły stwierdzić, że metoda z użyciem techniki ewolucyjnej jest bezwzględnie skuteczniejsza od metody dołączania oraz nie ustępuje skutecznością metodzie z użyciem kanału informacyjnego [Rut03].

Dodatkową zaletą użycia techniki ewolucyjnej jest brak wady, którą posiadają metody dołączania oraz z użyciem kanału informacyjnego. W metodach tych zawsze jako pierwszy wybierany jest punkt testowy z największą liczbą obszarów niejednoznaczności, co nie gwarantuje uzyskania minimalnego zbioru punktów testowych P^D . W metodzie z użyciem algorytmu genetycznego punkty testowe z największą liczbą zbiorów niejednoznaczności są wybierane z większym prawdopodobieństwem niż pozostałe, ale to prawdopodobieństwo jest zawsze mniejsze od 1. Podsumowując, użycie algorytmu heurystycznego w problemie optymalizacji

doboru punktów testowych pozwala na znalezienie dobrego (bliskiego optymalnemu) rozwiązania w akceptowalnym przez inżyniera czasie.

2.3.4 Metoda przeszukiwania wyczerpującego

W metodzie przeszukiwania wyczerpującego sprawdzane jest każde możliwe rozwiązanie problemu. Uzyskane w ten sposób rozwiązanie jest optymalne, co stanowi niewątpliwą zaletę tej metody. Do wad metody można natomiast zaliczyć duży nakład czasowy, tj. czas potrzebny na znalezienie optymalnego rozwiązania. Dla przykładów obliczeniowych z dużą liczbą punktów testowych sprawdzenie wszystkich rozwiązań w czasie akceptowalnym przez inżyniera projektanta jest praktycznie niemożliwe (złożoność obliczeniowa problemu jest typu silnia).

Od metody optymalizacji doboru punktów testowych wymaga się aby znalazła optymalne (lub bliskie optymalnemu) rozwiązanie w czasie akceptowalnym przez inżyniera projektanta, niezależnie od wejściowego zbioru punktów testowych. Z tego też względu, czasochłonna metoda przeszukiwania wyczerpującego nie jest praktycznie stosowana.

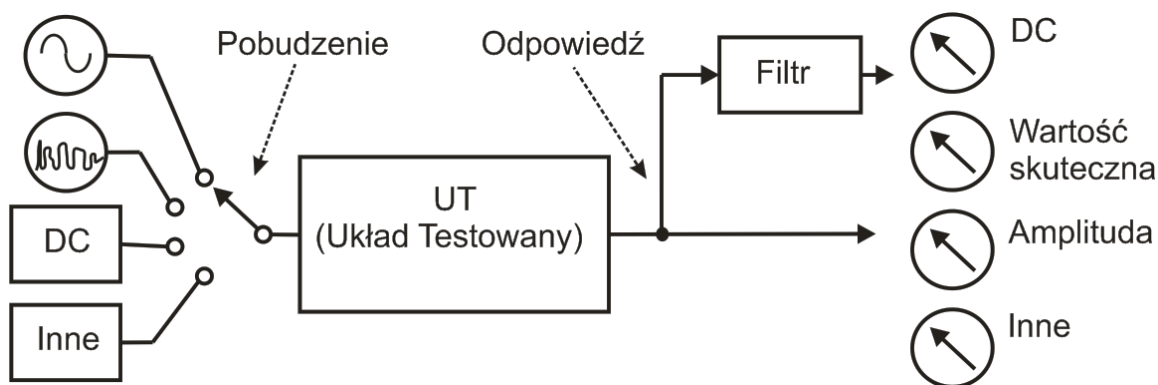
2.4 Opis wybranych słownikowych metod testowania

Wśród słownikowych metod testowania wykorzystujących symulację przedtestową SBT można wyróżnić dwie zasadnicze grupy: metody testowania z wektorem testowym oraz metody testowania bez wektora testowego [Bake96], [Kabi05], [Tocz09]. Metody testowania z wektorem testowym to takie, dla których tester zawiera blok pobudzenia dołączonego do wejścia testowanego układu. Składową wektora (pobudzenia) testowego jest parametr pobudzenia, np. wartość częstotliwości dla źródła AC, czy też poziom napięcia w przypadku pobudzenia DC. Przykładem metody testowania z wektorem testowym jest tradycyjna metoda testowania (TTM - ang. Traditional Testing Method). Z kolei metody testowania bez wektora testowego to takie,

dla których tester nie posiada bloku pobudzenia. Przykładem takich metod jest np. oscylacyjna metoda testowania (OBT - ang. Oscillation Based Test), czy też metoda testowania IDDQ bazująca na pomiarze prądu zasilania [Arabi97], [Kami97], [Kili99].

2.4.1 Tradycyjna metoda testowania

Tradycyjna metoda testowania reprezentuje jedno z najprostszych podejść w słownikowych metodach testowania AUE [Rut03], [Bush04], [Chru08]. Do wejścia testowanego układu jest podłączony blok pobudzenia, natomiast na wyjściu jest mierzona jego odpowiedź. Pobudzeniem w zależności od typu układu testowanego i rodzaju uszkodzeń może być źródło DC, AC lub specjalizowane. Problemem w tradycyjnej metodzie testowania jest znalezienie takich wartości pobudzeń, aby diagnoza UT była możliwa z wcześniej założoną skutecznością.



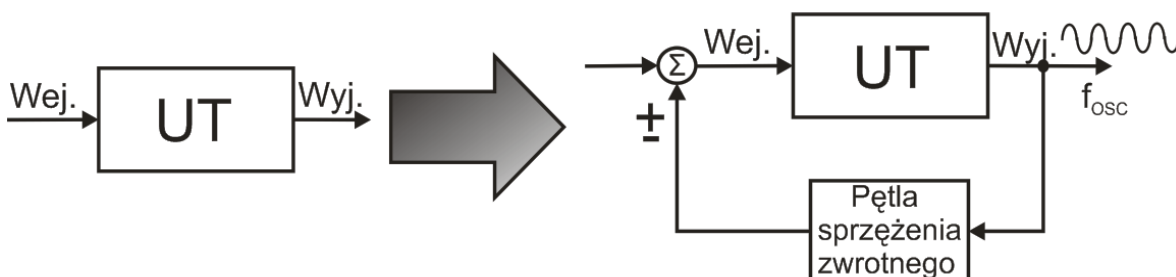
Rys. 2-9 Schemat blokowy testera dla tradycyjnej metody testowania [Bush04].

2.4.2 Oscylacyjna metoda testowania

Oscylacyjna metoda testowania została zaproponowana i opatentowana przez Arabiego i Kamińską [Arabi97], [Arabi99]. Filozofia metody OBT jest zupełnie inna niż w tradycyjnej metodzie testowania. W metodzie OBT wykorzystuje się fakt, iż każdy układ może oscylować, gdy zostaną spełnione warunki wzbudzenia drgań Barkhausena, tj. warunek amplitudy i warunek fazy [Miko84]. Jedną z najbardziej popularnych technik

(Rys. 2-10) wzbudzenia drgań w testowanym układzie jest dołączenie w pętli sprzężenia zwrotnego bloku o odpowiedniej transmitancji $K(j\omega)$. Wartość transmitancji $K(j\omega)$ można wyznaczyć z warunków Barkhausena:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{K(j\omega)T_{UT}(j\omega)\} &= 1 \\ \operatorname{Im}\{K(j\omega)T_{UT}(j\omega)\} &= 0 \end{aligned} \quad (8)$$

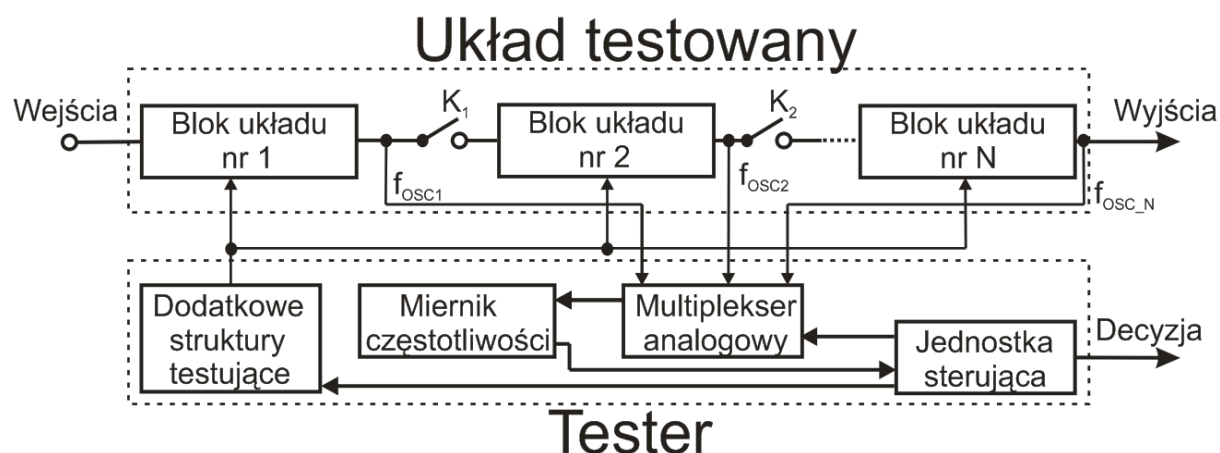


Rys. 2-10 Układ testowany z pętlą sprzężenia zwrotnego [Tocz09].

W metodzie OBT parametry generowanego sygnału są zależne od uszkodzenia, które występuje w testowanym układzie. Informacja diagnostyczna jest zatem pozyskiwana z pomiaru parametrów generowanego sygnału (częstotliwości, amplitudy, czasu ustalania się amplitudy i częstotliwości) [Arabi95], [Bali96], [Chru06]. Tak jak w innych metodach słownikowych uwzględnienie tolerancji elementów układu testowanego może spowodować, że powstaną zbiory niejednoznaczności, przez co utrudniona będzie detekcja i lokalizacja uszkodzenia. Ponadto, w przypadku założenia uszkodzeń katastroficznych, w testowanym układzie może zaistnieć taki przypadek, w którym dla większości uszkodzeń układ testowany nie będzie oscylował. Fakt ten sprawia, że w praktyce metoda OBT nadaje się tylko do detekcji uszkodzenia.

W tradycyjnej metodzie testowania dużym problemem jest wybór odpowiedniego pobudzenia podczas konstrukcji słownika uszkodzeń. Metoda OBT, z uwagi na brak bloku pobudzenia, zaliczana jest do rodziny metod testowania bez wektora testowego [Arabi97], [Tocz09]. Brak bloku pobudzenia nie oznacza jednak uproszczenia procesu konstrukcji słownika uszkodzeń (brak etapu wybrania pobudzenia), ponieważ w metodzie OBT pojawia się inny problem, którym jest przekształcenie nieuszkodzonego układu

testowanego w oscylator. Mimo tego, że sformułowane są warunki jakie powinien spełniać układ by był oscylatorem, to jednak w przypadku układów wyższych rzędów może stanowić to nietrywialny problem obliczeniowy. W praktyce, problem przekształcenia testowanego układu w oscylator został rozwiązany pośrednio przez podział testowanego układu na mniejsze podukłady (bloki) za pomocą przełączników K_i , które są wbudowane w strukturę wewnętrzną testowanego układu [Arabi95]. Wyznaczenie warunków amplitudy i fazy dla bloków testowanego układu nie jest już aż tak skomplikowane jak dla całego układu testowanego.



Rys. 2-11 Schemat blokowy testera AUE dla oscylacyjnej metody testowania [Arabi95].

Na rysunku 2-11 przedstawiono schemat blokowy testera AUE dla oscylacyjnej metody testowania. Tester składa się z czterech bloków: dodatkowe struktury testujące, układ pomiarowy, multiplexer analogowy, jednostka sterująca. Podczas testu bloki testowanego układu są wyodrębniane przy użyciu przełączników K_i . Następnie jednostka sterująca podłącza do wyodrębnionego bloku układu elementy dodatkowe, których wartości wynikają z wyznaczonych warunków amplitudy i fazy. Parametry generowanego sygnału są mierzone przez układ pomiarowy. Detekcja uszkodzenia w układzie jest podejmowana przez jednostkę sterującą na podstawie sygnatur wyznaczonych na etapie przedtestowym.

3 Czwórnikowa metoda testowania analogowych układów elektronicznych

W tym rozdziale zostanie przedstawiona nowa metoda testowania analogowych układów elektronicznych, którą oznaczono skrótem 4-tBT (ang. Four-terminal Based Test). W metodzie testowania 4-tBT do testowanego układu dołączany jest zewnętrzny czwórnik testujący. Głównym problemem w zaproponowanej metodzie jest dobór struktury i wartości elementów czwórnika testującego tak, aby była możliwa detekcja, lokalizacja i identyfikacja uszkodzeń, zarówno parametrycznych jak i katastroficznych w analogowych układach elektronicznych.

Opis metody 4-tBT został podzielony na trzy części:

1. początki metody 4-tBT,
2. ogólny opis metody 4-tBT,
3. przedstawienie etapów konstrukcji sygnaturowego słownika uszkodzeń (etapy metody 4-tBT) wraz z ilustrującym go przykładem obliczeniowym.

3.1 Geneza metody 4-tBT

Czwórnikowa metoda testowania 4-tBT jest efektem prac Autora podczas analizy uszkodzeń w układzie dopasowania impedancyjnego, przedstawionego na rysunku 3-7a [Kyz08], [Kyz08a], [Kyz08c]. Zadaniem Układu Dopasowania Impedancyjnego (UDI) jest dopasowanie jednej impedancji (np. impedancji obciążenia Z_L) do drugiej impedancji (np. impedancji źródła Z_G) w celu uzyskania warunku przekazania ze źródła do obciążenia maksymalnej mocy [Rao05], [Rut06]. Jeżeli w UDI pojawi się jakiegokolwiek uszkodzenie parametryczne to układ ten będzie transformował impedancję Z_L do innej niż Z_G wartości. Genezą dla metody 4-tBT było spostrzeżenie, że uszkodzony parametrycznie UDI może dalej transformować impedancję obciążenia do wartości Z_G - należy tylko zmienić wtedy wartość impedancji obciążenia. W tabeli 3-1 przedstawiono

hipotetyczny przykład uszkodzonego parametrycznie układu dopasowania impedancyjnego (stanowiącego układ testowy). UDI uszkodzony parametrycznie (uszkodzenie nr 1) stan dopasowania impedancyjnego osiąga dla impedancji Z_{L1} . Aby w UDI był zawsze stan dopasowania impedancyjnego, to do testowanego układu musi być dołączona impedancja obciążenia o wartości zależnej od uszkodzenia, które wystąpiło w obwodzie.

Tabela 3-1 Transformowanie impedancji w układzie dopasowania impedancyjnego z uszkodzeniami parametrycznymi.

Lp.	Stan układu dopasowania impedancyjnego	Wartości impedancji obciążenia, które są dopasowane do impedancji generatora Z_G
1	układ nieuszkodzony	Z_L
2	uszkodzenie parametryczne nr 1	Z_{L1}
3	uszkodzenie parametryczne nr 2	Z_{L2}
4	uszkodzenie parametryczne nr 3	Z_{L3}
5	uszkodzenie parametryczne nr 4	Z_{L4}
6	uszkodzenie parametryczne nr 5	Z_{L5}
7	uszkodzenie parametryczne nr 6	Z_{L6}

Pomysł dołączania zewnętrznych elementów został następnie rozszerzony na impedancję generatora Z_G i impedancję pętli sprzężenia zwrotnego Z_S , co w sumie pozwoliło zauważyć, że dołączane do testowanego układu elementy, tworzą czwórnik testujący - stąd też nazwa zaproponowanej metody: czwórnikowa metoda testowania 4-tBT [Kyz09], [Kyz09b].

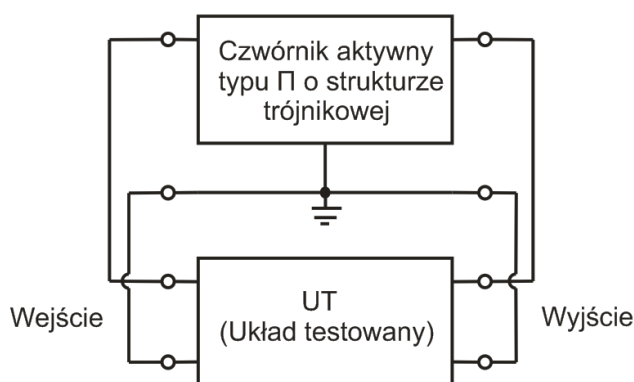
Należy zaznaczyć, że idea dołączania do testowanego układu dodatkowych elementów nie jest nowym rozwiązaniem. Należy choćby wspomnieć oscylacyjną metodę testowania OBT [Arabi99].

3.2 Ogólny opis metody 4-tBT

Metoda 4-tBT jest metodą z symulacją przedtestową i należy do grupy metod sterowanych uszkodzeniami. Głównym etapem metody 4-tBT, tak jak każdej innej

słownikowej metody testowania, jest wyznaczenie minimalnego zbioru P^D i P^L punktów testowych, tak aby była możliwa odpowiednio detekcja i lokalizacja uszkodzenia w testowanym układzie.

Ideą metody 4-tBT jest dołączenie do testowanego układu¹ zewnętrznego czwórnika testującego. Z uwagi na to, iż testowany układ jest postrzegany jak czwórnik, to połączenie go z czwórnikiem testującym jest klasyfikowane jako równoległe połączenie dwóch czwórników (Rys. 3-1). Czwórniki te muszą przy tym spełniać tzw. warunki regularności [Miko84]. Elementem aktywnym w czwórniku testującym może być źródło DC, AC lub specjalizowane. Elementy czwórnika testującego są elementami regulowanymi, których nastawy są wyznaczane w trzecim etapie metody 4-tBT (**podrozdział 3.2.2**).



Rys. 3-1 Czwórnik testujący i układ testowany jako równoległe połączenie dwóch czwórników.

Proponowana metoda 4-tBT jest metodą testowania z użyciem „wielowymiarowej przestrzeni poszukiwań” [Kyz09c]. Wartości elementów czwórnika testującego (pobudzenie testowe T_a) określają punkt testowy P_q , a zatem w ujęciu matematycznym, są wymiarami przestrzeni poszukiwań \mathbb{R}^S . Termin „wielowymiarowa przestrzeń poszukiwań” ma za zadanie podkreślić różnicę między tradycyjną metodą testowania a zaproponowaną

¹ W poniższym opisie układ testowany jest rozumiany jako dowolny analogowy układ elektroniczny, w którym wyróżnione są dwie pary uporządkowanych zacisków, z których jedna para jest wejściem a druga wyjściem. Innymi słowy układ testowany w dalszym opisie będzie rozumiany jako czwórnik.

przez Autora metodą 4-tBT. TTM to metoda testowania z jednowymiarową przestrzenią poszukiwań (wymiar przestrzeni poszukiwań jest częstotliwość generatora f_G). W metodzie 4-tBT, to parametry elementów czwórnika testującego stanowią zmienne przestrzeni poszukiwań (PP) \mathcal{R}^S [Kyz08b].

Metoda 4-tBT wpisuje się w dwa główne, wspomniane na wstępie, nurty testowania i diagnostyki AUE: lepszej separowalności uszkodzeń UT oraz przyspieszenia procesu testowania. Poprawa separowalności uszkodzeń UT związana jest, m.in. z dodatkowymi węzłami dostępnymi pomiarowo, które znajdują się wewnątrz czwórnika testującego oraz co za tym idzie, ze zwiększeniem informacji diagnostycznej. Natomiast przyspieszenie procesu testowania związane jest z wykorzystaniem techniki testowania sygnałem multiton oraz syntezy dwójnika RLC o zdefiniowanych wartościach impedancji (**podrozdział 3.3.4**).

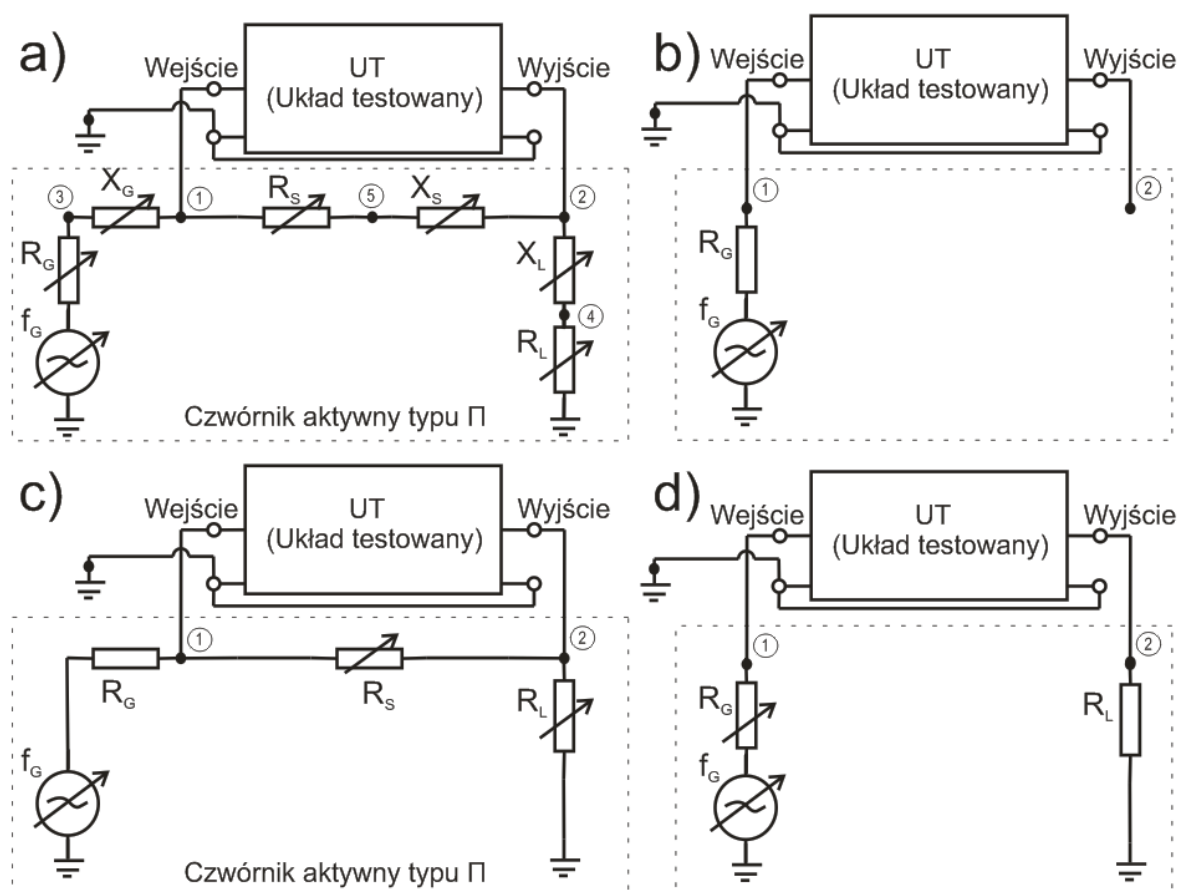
Podstawowymi problemami w metodzie 4-tBT są właściwy dobór struktury czwórnika testującego oraz dobór wartości elementów tego czwórnika. Kwestie te będą rozważane w **podrozdziałach 3.2.1 i 3.2.2**.

3.2.1 Dobór struktury czwórnika testującego

Problem znalezienia struktury i wartości elementów czwórnika testującego, tak aby była możliwa detekcja czy lokalizacja uszkodzenia w UT, jest złożonym zagadnieniem. W celu uproszczenia problemu zdecydowano się na przyjęcie konkretnej struktury czwórnika testującego, którą stanowić będzie czwórnik aktywny typu Π (rys. 3-2a). Czwórnik aktywny typu Π zawiera 6 regulowanych elementów pasywnych: trzy rezystory oznaczone jako R_i ($i = R, G, S$) i trzy elementy reaktancyjne oznaczone jako X_j ($j = R, G, S$) oraz jeden element aktywny, którym jest niezależne źródło napięciowe (NZN) E_G o regulowanej częstotliwości. Elementy pasywne z indeksem „L” (R_L, X_L) stanowią obciążenie impedancyjne układu testowanego, elementy z indeksem „G” (R_G, X_G) stanowią impedancję NZN, elementy z indeksem „S” (R_S, X_S) stanowią pętlę sprzężenia zwrotnego łączącą wyjście z wejściem UT. Liczba dostępnych pomiarowo

węzłów jest równa 5. Dwa węzły pomiarowe (testowe) o numerach 1 i 2 to odpowiednio węzeł wejściowy i wyjściowy UT, pozostałe węzły o numerach 3, 4, 5, to dodatkowe punkty pomiarowe powstałe w wyniku dołączenia czwornika aktywnego typu Π . Wartości potencjałów w tych punktach można wyznaczyć na podstawie wartości potencjałów zmierzonych w węzłach pomiarowych 1 i 2 (dokładne wartości rezystancji i reaktancji czwornika są znane) [Kyz09b].

Na Rys. 3-2b, Rys. 3-2c, Rys. 3-2d przedstawiono różne uproszczone wersje czwornika testującego.



Rys. 3-2 Wariant metody 4-tBT: a) z siedmiowymiarową PP, c) z trójwymiarową PP, d) z dwuwymiarową PP, b) tradycyjna metoda testowania TTM z pobudzeniem AC.

Wspomnieć należy o niebezpieczeństwie wzbudzenia się układu, które może zaistnieć w przypadku stosowania pełnej struktury czwornika aktywnego typu Π w metodzie 4-tBT. Wiąże się to z obecnością pętli sprzężenia zwrotnego (rezystancja R_S i

reaktancja X_S), która może spowodować wzbudzenie się całego układu (UT plus czwórnik testujący) w przypadku spełnienia warunków generacji (warunki amplitudy i fazy) [Tocz09]. Wzbudzenie się testowanego układu może spowodować uszkodzenie elementów obwodu, a także dołączonej aparatury pomiarowej [Miko84], [Tocz09]. Problem ten nie będzie w pracy dyskutowany.

3.2.2 Dobór wartości elementów czwornika testującego

Wyznaczenie wartości elementów czwornika testującego w metodzie 4-tBT oznacza znalezienie takich punktów testowych, dla których możliwa będzie detekcja lub lokalizacja wszystkich uszkodzeń UT. Do wyznaczania wartości elementów aktywnych (źródło DC, AC lub specjalizowane pobudzenie) i pasywnych czwornika testującego (rezystancja, indukcyjność, pojemność) może być zastosowana metoda analityczna (opisana dalej) lub metoda opierająca się na analizie testowanego układu w symulatorze Pspice i wykorzystaniu algorytmu rojowego PSO (ang. Particle Swarm Optimization) (**podrozdział 3.3.2**) [Kyz08b].

Metoda analityczna jest techniką wykorzystującą wartości elementów macierzy admitancyjnej $\mathbf{y}^D = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$ czwornika. W zależności od rodzaju wymuszenia współczynniki macierzy admitancyjnej są reprezentowane przez różne pod względem matematycznym wielkości [Chol73]:

- a) jeżeli czwórnik jest pobudzany przez źródło stałe (DC) to współczynniki jego macierzy admitancyjnej są liczbami rzeczywistymi,
- b) jeżeli czwórnik jest pobudzany przez źródło zmienne (AC) to współczynniki jego macierzy admitancyjnej są funkcjami wymiernymi rzeczywistymi zmiennej urojonej $j\omega$ (dla określonej wartości pulsacji ω sygnału pobudzającego współczynniki są liczbami zespolonymi),
- c) jeżeli czwórnik jest pobudzany przez źródło specjalizowane (sygnał określony dla $t \in \langle 0, \dots, +\infty \rangle$) to współczynniki jego macierzy admitancyjnej są funkcjami wymiernymi rzeczywistymi zmiennej zespolonej s .

Z połączenia równoległego dwóch czwórników powstaje nowy czwórnik, którego macierz admitancyjna jest sumą macierzy admitancyjnych czwórników składowych:

$$\mathbf{y}^T = \mathbf{y}^D + \mathbf{y}^S \quad (9)$$

Macierz admitancyjna czwórnika testującego jest oznaczana jako \mathbf{y}^D , testowanego układu jest oznaczana jako \mathbf{y}^S , a czwórnika powstałego z połączenia równoległego czwórnika testującego i testowanego układu jest oznaczana jako \mathbf{y}^T . Metoda analityczna polega na wyznaczeniu macierzy admitancyjnej \mathbf{y}_i^S układu testowanego dla każdego ze stanów obwodu, $i = 0, 1, \dots, N_S$. Aby uzyskać jednoznaczną detekcję uszkodzenia, w testowanym układzie należy dobrać tak wartości elementów (współczynniki macierzy admitancyjnej \mathbf{y}^D) czwórnika testującego, aby współczynniki macierzy admitancyjnej \mathbf{y}_0^T układu nieuszkodzonego były różne od współczynników macierzy admitancyjnych układów uszkodzonych:

$$\mathbf{y}_0^T \neq \mathbf{y}_i^T; i = 1, \dots, N_S \quad (10)$$

Aby uzyskać jednoznaczną lokalizację lub identyfikację uszkodzenia w testowanym układzie należy dobrać tak wartości elementów (współczynniki macierzy admitancyjnej \mathbf{y}^D) czwórnika testującego, aby współczynniki macierzy admitancyjnej \mathbf{y}_i^T dla każdego ze stanów uszkodzonych testowanego układu były różne:

$$\mathbf{y}_i^T \neq \mathbf{y}_j^T; i \neq j \wedge i, j = 1, \dots, N_S \quad (11)$$

Pomiar wielkości fizycznych z węzłów testowych czwórnika aktywnego typu Π odbywa się z użyciem woltomierzy, amperomierzy, fazomierzy, analizatorów odpowiedzi czasowej. Wartości pomierzonych wielkości fizycznych są zależne od wartości współczynników macierzy admitancyjnej \mathbf{y}^T .

Problem optymalizacyjny związany z opisaną wyżej metodą analityczną, to znalezienie takiej macierzy admitancyjnej czwórnika aktywnego typu Π , która umożliwi rozróżnienie jak największej liczby stanów testowanego układu. Zaletą metody analitycznej jest to, że formułuje ona podstawy teoretyczne odnośnie wyznaczania wartości elementów czwórnika testującego oraz to, że zapis obejmuje trzy rodzaje wymuszeń. Wadą

natomiast jest trudność uwzględnienia w podejściu analitycznym rozrzutu tolerancyjnego elementów (konieczność przeprowadzenia analizy wrażliwościowej) oraz to, że wyznaczenie współczynników macierzy admitancyjnej dla większych układów stanowi poważny problem.

Alternatywną techniką wyznaczania wartości elementów czwórnika aktywnego typu Π jest użycie do tego celu symulatora Pspice i algorytmu rojowego PSO (Dodatek A) [Kyz09], [Kyz09a]. Takie podejście zostało zaproponowane przez Autora (nie wymaga znajomości macierzy \mathbf{y}^S), a jego szczegółowy opis przedstawiono w **podrozdziale 3.3.2**.

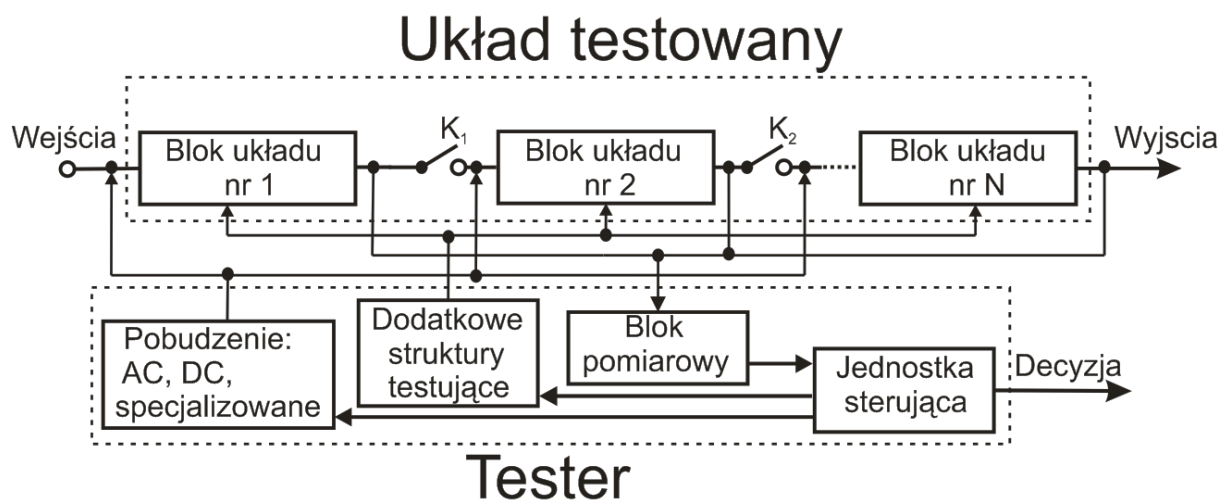
3.2.3 Tester AUE dla metody 4-tBT

Na rysunku 3-3 został przedstawiony tester w metodzie 4-tBT [Kyz10]. Oprzyrządowanie testera składa się z następujących bloków: blok pobudzeń, blok dodatkowych struktur testujących, blok pomiarowy, blok jednostki sterującej. Układ testowany został przedstawiony jako połączenie N bloków składowych, które mogą być wyodrębnione przy użyciu przełączników K_i . Takie podejście jest szczególnie uzasadnione w przypadku testowania układów mieszanych, średniej lub dużej skali integracji. W przypadku konieczności przetestowania np. bloku nr 2 układu testowanego, blok ten jest wyodrębniany przy użyciu przełączników K_1 i K_2 . Do bloku nr 2 jest dołączany czwórnik o wcześniej wyznaczonej strukturze (pobudzenie plus elementy rezystancyjne i/lub reaktancyjne). Po nastawieniu wyznaczonej wartości pobudzenia i wartości elementów pasywnych czwórnika testującego odbywa się pomiar wielkości elektrycznych w węzłach dostępnych pomiarowo. Na podstawie pomierzonych wartości podejmowana jest decyzja o stanie układu (detekcja, lokalizacja uszkodzenia).

Zaletą przedstawionego testera jest zwiększenie:

- a) liczby dostępnych węzłów testowych - węzłami testowymi są dodatkowo węzły wewnętrzne dołączonego czwórnika testującego. Dzięki większemu dostępowi pomiarowemu uzyskuje się zwiększenie informacji diagnostycznej, która może być pomierzona z testowanego układu [Kyz09],

- b) liczby punktów testowych wyznaczonych wartościami dołączonych rezystancji i reaktancji. Zmiana tych wartości zmienia warunki pracy UT.



Rys. 3-3 Schemat budowy testera AUE w metodzie 4-tBT.

3.2.4 Systematyka metod testowania z uwzględnieniem metody 4-tBT

Chcąc zaklasyfikować testowanie z uwzględnieniem czwórnikowej metody testowania 4-tBT należy znaleźć podobieństwa i różnice pomiędzy tą metodą a innymi metodami testowania FDT. Pewne podobieństwa do zaproponowanej metody testowania można znaleźć w tradycyjnej metodzie testowania TTM oraz w oscylacyjnej metodzie testowania OBT.

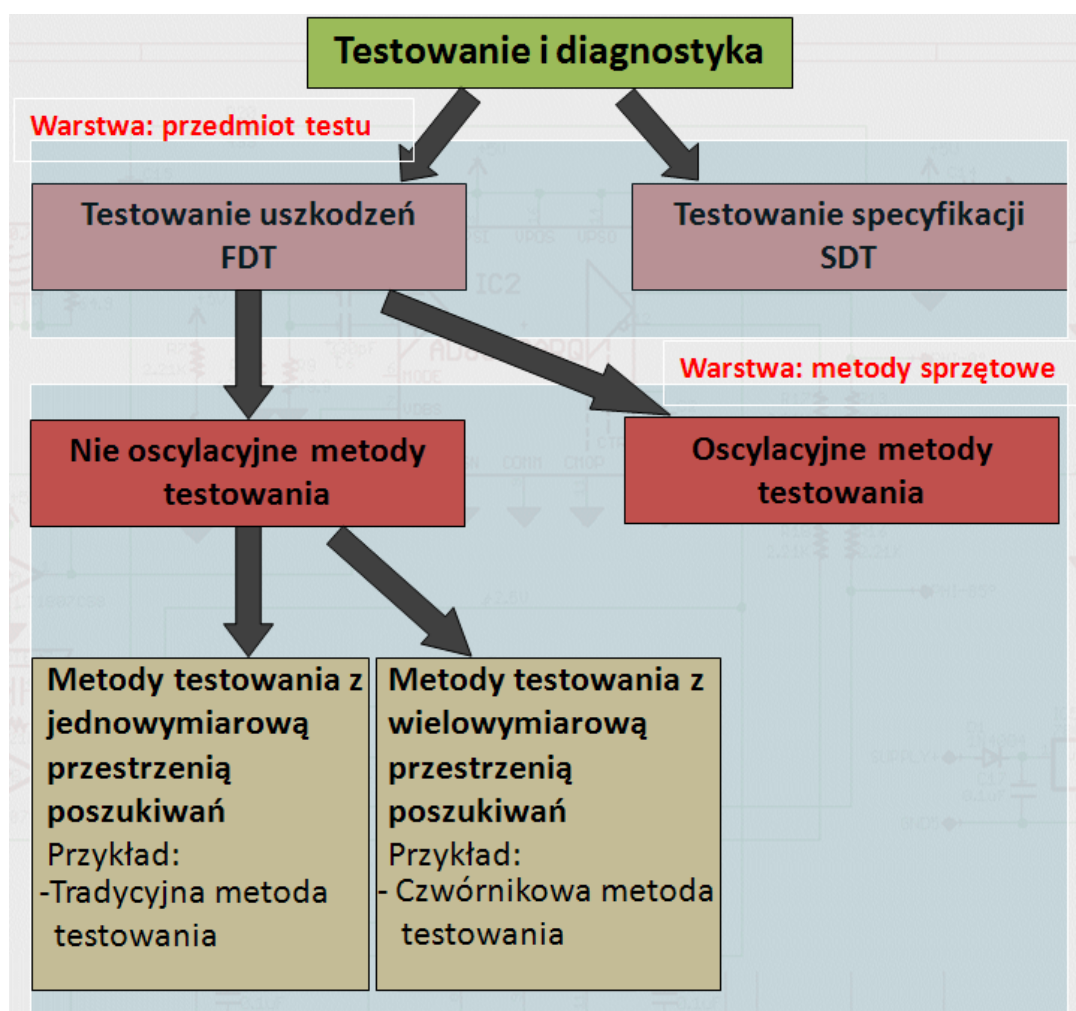
Zarówno w metodzie 4-tBT jak i w OBT do testowanego układu jest dołączany zewnętrzny układ, ale cel dołączenia tego zewnętrznego układu jest inny:

- a) w OBT poszukiwana jest taka struktura i wartości elementów układu zewnętrznego, dołączonego do UT, aby stworzyć układ generujący drgania (dla danego stanu obwodu),
- b) w 4-tBT poszukiwana jest taka struktura i wartości elementów układu zewnętrznego, dołączonego do UT, aby rozróżnić stany badanego obwodu

(celem dołączonego układu zewnętrznego nie jest wzbudzenie drgań w powstałym układzie).

Dla testowania FDT klasyfikacja metod testowania ze względu na cel dołączenia zewnętrznego układu do UT pozwala na rozróżnienie oscylacyjnych i nieoscylacyjnych metod testowania (w literaturze spotyka się także podział na bezwektorowe i wektorowe metody testowania [Arabi97], [Bern95]).

W przypadku TTM zauważyć można, że jest ona szczególnym przypadkiem metody 4-tBT, w której tylko jedna wartość dołączonego czwórnika testującego jest regulowana (4-tBT z jednowymiarową przestrzenią poszukiwań, Rys. 3-2b).



Rys. 3-4 Systematyka metod testowania AUE z uwzględnieniem metody 4-tBT.

Na rysunku 3-4 przedstawiono systematykę testowania z szczególnym uwzględnieniem wcześniej omawianych trzech metod testowania: TTM, 4-tBT, OBT. Uwzględnia ona tylko te kryteria podziału, które zaznaczają podobieństwa lub różnice między tymi metodami. Systematyka zawiera dwa poziomy (warstwy): przedmiot testu, metoda sprzętowa. Trzy wymienione metody testowania należą do rodziny metod testowania FDT (warstwa przedmiot testu). W warstwie „metody sprzętowe” następuje podział tych metod na: nieoscylacyjne metody testowania i oscylacyjne metody testowania.

3.2.5 Ograniczenia testowalności i diagnozowalności układów analogowych w metodzie testowania 4-tBT

Duża różnorodność układów analogowych (np. układy aktywne i pasywne, układy liniowe i nieliniowe, układy z pełnym i ograniczonym dostępem pomiarowym) dla dziedziny testowania i diagnostyki oznacza konieczność indywidualnego podejścia (zaprojektowania testu, wyboru metody testowania) dla każdego testowanego układu. Miarą testowalności układu jest separowalność stanów UT, która wskazuje jak dokładna może być diagnoza na poziomie detekcji i lokalizacji uszkodzenia.

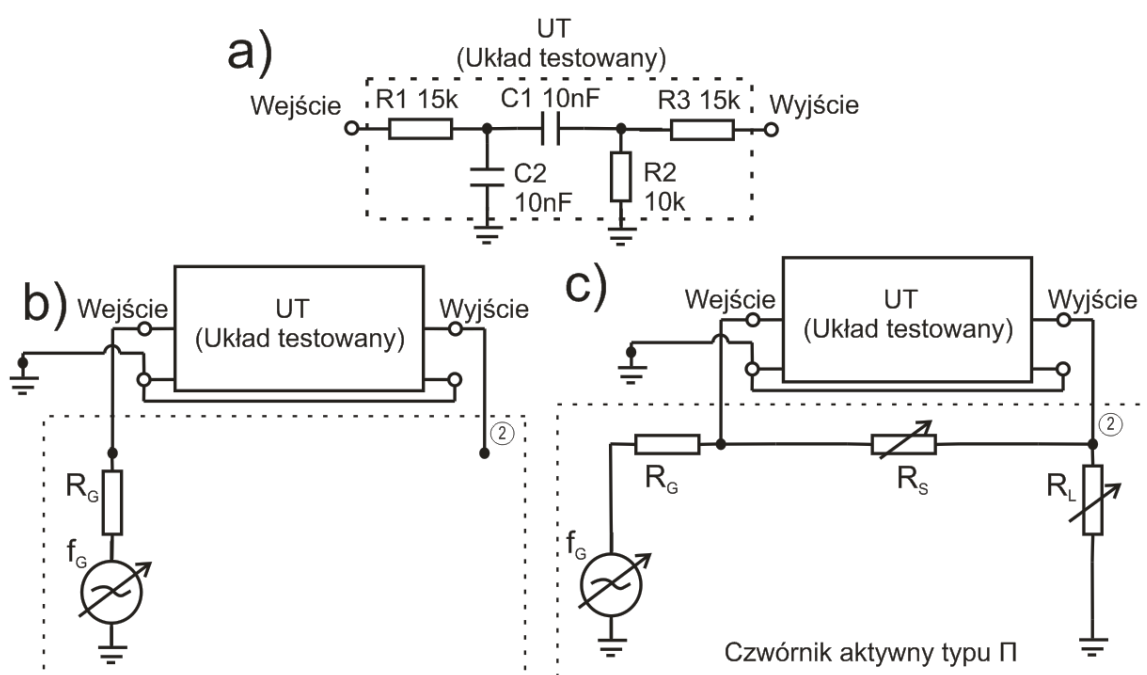
Dla metody 4-tBT dołączenie zewnętrznego czwórnika testującego ma sens tylko wtedy, gdy współczynniki macierzy admitancyjnej \mathbf{y}^T układu będą różne od odpowiadających im współczynników macierzy admitancyjnej \mathbf{y}^S UT lub \mathbf{y}^D czwórnika testującego. Sformułować można zatem następujący warunek konieczny stosowalności metody 4-tBT:

Układ testowany powinien mieć skończoną wartość impedancji wejściowej lub niezerową wartość impedancji wyjściowej.

Przykładem obwodu, który nie spełnia warunku podanego powyżej jest idealny wzmacniacz pomiarowy, który posiada nieskończoną rezystancję wejściową oraz zerową wartość rezystancji wyjściowej (klasa układów analogowych aktywnych). Przykładem układów analogowych, które spełniają podany warunek stosowalności metody 4-tBT to

układy pasywne (np. układ dopasowania impedancyjnego). Układy te przeważnie posiadają skończoną wartość impedancji wejściowej i niezerową wartość impedancji wyjściowej.

Stosowalność metody 4-tBT zależy również od wybranego sygnału pobudzającego w czwórniku testującym. W przypadku pobudzenia DC lub pobudzenia specjalizowanego, testowany układ AUE może być dowolny. W przypadku użycia pobudzenia AC, klasa testowanych układów ogranicza się do obwodów liniowych [Tocz06].



Rys. 3-5 Przykład użycia metody 4-tBT.

Przedstawiony na rysunku 3-5a prosty przykład obliczeniowy ilustruje jak dołączenie zewnętrznego czwornika poprawia separowalność uszkodzeń UT. Założono wystąpienie pojedynczego uszkodzenia katastroficznego w układzie (10 możliwych uszkodzeń) oraz dostępność pomiarową węzła V_2 . W przypadku testowania z wykorzystaniem metody TTM (rys. 3-5b) nie można odróżnić rozwarcia kondensatora C_1 od zwarcia rezystora R_2 . W przypadku testowania z wykorzystaniem metody 4-tBT (rys. 3-5c), jest możliwe odseparowanie tych dwóch uszkodzeń, z uwagi na istnienie gałęzi

łączącej wejście z wyjściem testowanego układu (element R_S czwórnika aktywnego typu Π).

3.3 Etapy metody 4-tBT

Metoda 4-tBT pozwala na użycie każdego rodzaju pobudzenia: DC, AC lub specjalizowanego. W pracy ograniczono się do omówienia metody 4-tBT tylko z pobudzeniem w postaci źródła AC [Kyz09]. Klasa układów testowanych została w ten sposób ograniczona tylko do obwodów liniowych. Na rysunku 3-6 przedstawione są etapy konstrukcji słownika uszkodzeń oraz wyznaczania punktów testowych dla metody 4-tBT z pobudzeniem AC. Cały proces konstrukcji został podzielony na cztery etapy:

1. zdefiniowanie danych wejściowych (**podrozdział 3.3.1**),
2. wyszukanie informacji diagnostycznej (**podrozdział 3.3.2**),
3. optymalizacja doboru punktów testowych (**podrozdział 3.3.3**),
4. synteza impedancji gałęzi czwórnika testującego (**podrozdział 3.3.4**).

Przedstawiony proces jest analogiczny do konstrukcji sygnaturowego słownika uszkodzeń (Rys. 2-7) [Rut03].

Dla lepszego prześledzenia działania metody 4-tBT, równoległe z opisem poszczególnych etapów, będzie analizowany prosty przykład obliczeniowy z zastosowaniem wariantu metody 4-tBT z dwuwymiarową przestrzenią poszukiwań \mathbb{R}^S , w której jednym wymiarem jest częstotliwość f_G a drugim jest rezystancja R_L (rys. 3-7). Dzięki temu możliwa jest graficzna prezentacja wyników na wykresach dwu- i trójwymiarowych.



Rys. 3-6 Etapy metody 4-tBT.

3.3.1 Pierwszy etap metody 4-tBT

Pierwszy etap metody 4-tBT to zdefiniowanie przez inżyniera projektanta danych wejściowych:

- a) wytypowanie uszkodzeń w testowanym układzie,
- b) określenie wartości tolerancji projektowych elementów testowanego układu,
- c) określenie parametrów analizy Monte Carlo w symulatorze Pspice (opis w dalszej części rozdziału),
- d) dla czwórnika testującego określenie wymiaru oraz obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S (opis w dalszej części rozdziału),

- e) wybór sposobu dyskretyzacji obszaru przestrzeni poszukiwań \mathbb{R}^S dla drugiego etapu metody 4-tBT – (**podrozdziały 2.2.2, 3.3.2**),
- f) określenie parametrów algorytmów heurystycznych użytych w drugim i czwartym etapie metody 4-tBT (funkcji celu, wielkości populacji, itd.),
- g) określenie typu klasyfikatora spośród opisanych w literaturze: klasycznego, neuronowego, rozmytego, transmitancyjnego, bazującego na sygnaturach (opis w dalszej części rozdziału) [Rut03].

4-tBT należy do rodziny metod FDT, dla których przedmiotem testu są uszkodzenia w testowanym układzie. Dla konkretnego typu testowanego układu wytypowanie zbioru uszkodzeń zależy w głównej mierze od doświadczenia inżyniera projektanta.

Uwzględnienie tolerancji projektowych podczas konstrukcji słownika uszkodzeń ma duże znaczenie praktyczne ze względu na maskowanie uszkodzeń, a w związku z tym na skuteczność diagnostyki AUE [Rut03]. Na podstawie doniesień literaturowych można przyjąć, że tolerancja projektowa elementów układu wynosi 3% lub 5%. Odzworowanie obszarów tolerancji obwodu nieuszkodzonego i obwodów z wytypowanymi uszkodzeniami z przestrzeni parametrów w przestrzeń pomiarów odbywa się z użyciem analizy Monte Carlo, w symulatorze Pspice. Można przyjąć rozkład normalny wartości parametrów elementów układu lub bardziej niekorzystny rozkład równomierny. Ustalenie liczby analiz Monte Carlo N_{MC} zależy od intuicji inżyniera projektanta.

Klasyfikator jest podstawowym elementem słownika, decydującym o jego skuteczności diagnostycznej oraz nakładzie obliczeń on-line [Rut03]. Zdecydowano się na wykorzystanie klasyfikatora bazującego na sygnaturach, który wykorzystuje koncepcję zbiorów niejednoznaczności z wyznaczaniem granic zbiorów przy użyciu analizy Monte Carlo.

Wyznaczenie wymiarów oraz obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S

W badaniach ograniczono się do struktury czwórnik typu Π , tj. czwórnik scharakteryzowanego sześcioma parametrami rezystancyjno-reaktancyjnymi ($R_G, X_G, R_S, X_S, R_L, X_L$) oraz jednym parametrem źródła, którym jest jego częstotliwość f_G . Dopuszczalna jest także każda inna struktura, która jest uproszczeniem czwórnik aktywnego typu Π , np. brak elementów w pętli sprzężenia zwrotnego (rys. 3-2d). Każdy z parametrów elementu czwórnik testującego jest wymiarem w D -wymiarowej przestrzeni poszukiwań (PP) \mathcal{R}^S , zatem maksymalna liczba wymiarów wynosi 7.

Wybór liczby wymiarów przestrzeni poszukiwań (czyli de facto uproszczenie struktury czwórnik aktywnego typu Π) zależy od doświadczenia inżyniera projektanta. Zazwyczaj im większa liczba elementów w czwórnik testującym tym większa jest informacja diagnostyczna jaką można uzyskać z pomiarów.

Mając przestrzeń poszukiwań \mathcal{R}^S , której wymiar wyznaczony jest liczbą (regulowanych) dobieranych parametrów, należy określić rozmiar obszaru poszukiwań (rozwiązań) \mathcal{R}^S . Wartość każdego parametru losowana jest z założonego przedziału wartości. Ograniczenie obszaru PP \mathcal{R}^S ma bardzo duże znaczenie praktyczne, ponieważ:

- a) zbyt rozległy obszar przestrzeni poszukiwań spowalnia proces wyszukiwania informacji diagnostycznej,
- b) zbyt mały obszar przestrzeni poszukiwań zwiększa ryzyko pominięcia wartościowej informacji diagnostycznej.

Ściany obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S można wyznaczyć bazując na wiedzy/doświadczeniu inżyniera projektanta lub z wykorzystaniem macierzy admitancyjnej nieuszkodzonego układu testowanego.

Zaproponowana metoda wyznaczania obszaru przestrzeni poszukiwań polega na obliczeniu wartości współczynników (części Re i Im) macierzy admitancyjnej testowanego układu liniowego, dla wcześniej ustalonego zakresu częstotliwości. W tabeli 3-2 zestawiono przyporządkowanie współczynników macierzy admitancyjnej do

wymiarów przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S . Reguła przyporządkowania wynika z definicji współczynników macierzy admitancyjnej czwornika [Chol73], tj.:

- współczynnik y_{11} to admitancja wejściowa czwornika – przedziały wartości dla elementów R_G i X_G czwornika testującego powinny być ustalone w odniesieniu do wartości y_{11} .
- współczynnik y_{22} to admitancja wyjściowa czwornika – przedziały wartości dla elementów R_L i X_L czwornika testującego powinny być ustalone w odniesieniu do wartości y_{22} .
- współczynnik y_{12} to admitancja zwrotna czwornika – przedziały wartości dla elementów R_S i X_S czwornika testującego powinny być ustalone w odniesieniu do wartości y_{12} .

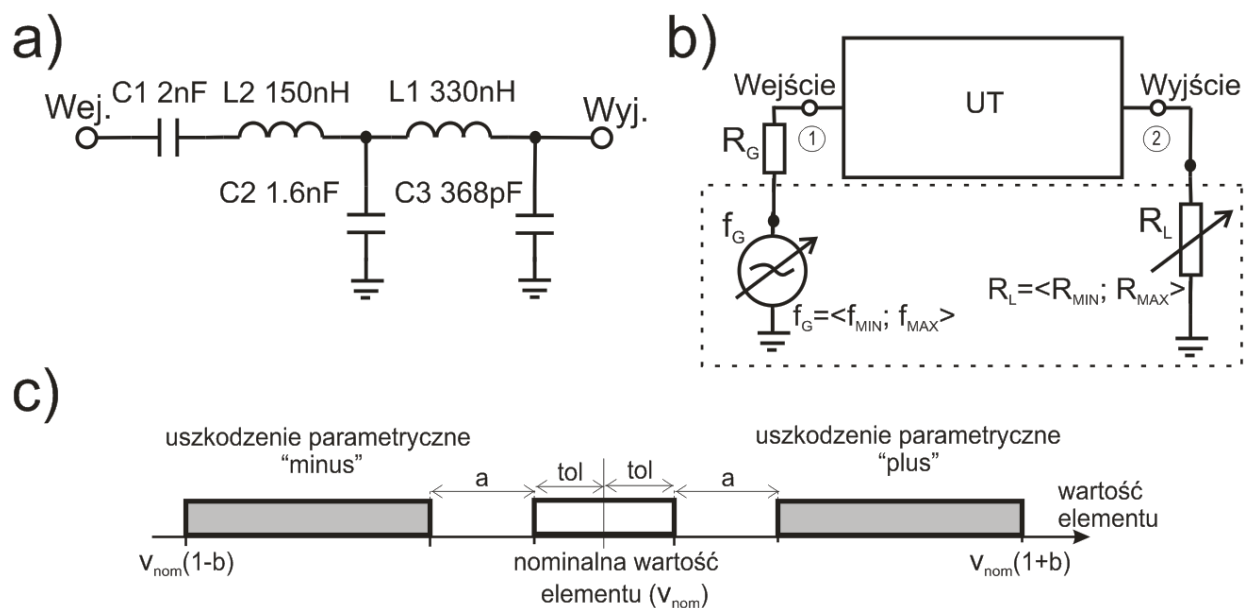
Tabela 3-2 Przyporządkowanie elementów macierzy admitancyjnej \mathbf{y}^S układu testowanego do elementów czwornika testującego.

	Współczynnik macierzy admitancyjnej \mathbf{y}^S	Parametr elementu czwornika testującego
1	$Re\{y_{11}\}$	rezystancja generatora R_G
2	$Im\{y_{11}\}$	reaktancja generatora X_G
3	$Re\{y_{12}\}$	rezystancja pętli sprzężenia zwrotnego R_S
4	$Im\{y_{12}\}$	reaktancja pętli sprzężenia zwrotnego X_S
5	$Re\{y_{22}\}$	rezystancja obciążenia R_L
6	$Im\{y_{22}\}$	reaktancja obciążenia X_L

Parametr elementu aktywnego (częstotliwość f_G) jako jeden z wymiarów przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S odgrywa najważniejszą rolę wśród wszystkich zmiennych przestrzeni poszukiwań ponieważ jest zmienną niezależną UT i czwornika testującego. Reaktancje czwornika testującego zależą od częstotliwości $f_G = \langle f_{Gmin}, f_{Gmax} \rangle$. Z tego też powodu przedział częstotliwości powinien być ustalony jako pierwszy.

Dla ustalenia zakresu częstotliwości f_G najpierw wyznaczana jest charakterystyka amplitudowa nieuszkodzonego układu testowanego w „szerokim zakresie częstotliwości” (przyjęto pasmo $f_G = \langle 0,01f_{odn}, 100f_{odn} \rangle$, gdzie f_{odn} oznacza częstotliwość „charakterystyczną” dla testowanego układu, np. dla filtru jest to 3-decybelowa

częstotliwość graniczna). Następnie wybierany jest taki zakres częstotliwości (f_{Gmin} i f_{Gmax}), dla którego charakterystyka amplitudowa charakteryzuje się „zmiennością”. Zakresy pozostałych parametrów obszaru PP \mathbb{R}^S są ustalane, w odniesieniu do wartości min i max odpowiednich współczynników macierzy admitancyjnej UT, wyznaczonych dla ustalonego wcześniej zakresu częstotliwości $f_G = \langle f_{Gmin}, f_{Gmax} \rangle$.



Rys. 3-7 a) UT; b) UT wraz z czwornikiem testującym; c) zakresy symulowanych uszkodzeń parametrycznych.

Dla układu obliczeniowego (Rys. 3-7a) przyjęto następujące założenia projektowe [Kyz08b], [trf7960]:

- liczba stanów obwodu jest równa 11, (tabela 3-3).
- mierzona wartość: napięcie wyjściowe V_2 .
- tolerancje projektowe: $tol_C = tol_L = 3\%$.
- zakresy symulowanych uszkodzeń parametrycznych zilustrowane na rysunku 3-7c, $a = 15\%$, $b = 50\%$.
- liczba analiz Monte Carlo: $N_{MC} = 80$.

- zakres częstotliwości $f_G = \langle 2,23, 20,23 \rangle$ [MHz] i rezystancji obciążenia $R_L = \langle 0,1, 100 \rangle$ [Ω] - przedziały parametrów f_G i R_L czwornika testującego dobrane na podstawie analizy charakterystyki amplitudowej układu dopasowania impedancyjnego.

Tabela 3-3 Stany UT (nieuszkodzony + 10 uszkodzeń parametrycznych) dla układu dopasowania impedancyjnego (stanowiącego UT).

Stan UT	Opis stanu	Stan UT	Opis stanu	Stan UT	Opis stanu
S ₀	nieuszkodzony	S ₄	C ₂ plus	S ₈	C ₃ plus
S ₁	C ₁ minus	S ₅	C ₂ minus	S ₉	C ₃ minus
S ₂	L ₂ plus	S ₆	L ₁ plus	S ₁₀	C ₁ plus
S ₃	L ₂ minus	S ₇	L ₁ minus		

3.3.2 Drugi etap metody 4-tBT

Podstawowym etapem konstrukcji słownika sygnaturowego w metodzie 4-tBT jest odwzorowanie obszarów tolerancji obwodu nieuszkodzonego i obwodów z wytypowanymi uszkodzeniami z przestrzeni parametrów w przestrzeń pomiarów. W wyniku takiego odwzorowania otrzymuje się pewną aproksymację obszaru tolerancji w przestrzeni pomiarów [Rut03]. Odwzorowanie to odbywa się w wielowymiarowej przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S , co powoduje, że problem wyszukania informacji diagnostycznej jest złożony. Problem maskowania uszkodzeń przez tolerancje projektowe parametrów obwodu został rozwiązany za pomocą wielokrotnych symulacji wszystkich stanów obwodu, dla losowo wybranych parametrów z przedziału tolerancji przy użyciu metody Monte Carlo [Free79], [Epst93], [Rut03].

Drugi etap metody 4-tBT polega na wyszukaniu informacji diagnostycznej (wyznaczenie zbioru obszarów niejednoznaczności \mathbf{Y} i zbioru rozkładów testowych \mathbf{R}) z obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S . Problem ten może być rozwiązany z użyciem metody deterministycznej lub heurystycznej. W metodzie TTM również istnieje problem wyszukania informacji diagnostycznej (**podrozdział 2.2.1**), ale z uwagi na jednowymiarową przestrzeń poszukiwań (wymiar PP \mathcal{R}^S jest f_G) można go rozwiązać stosując przeszukiwanie wyczerpujące (dyskretyzacja zbioru pobudzeń testowych wg

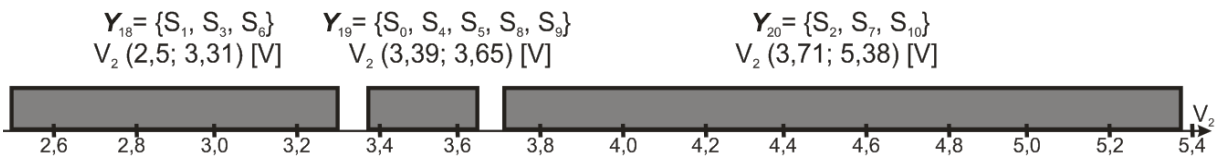
równej szerokości, analiza Monte Carlo UT w symulatorze Pspice dla ustalonego zakresu częstotliwości f_G [Grze07], [Jant07a], [Jan08]). W metodzie 4-tBT problem wyszukiwania informacji diagnostycznej zdecydowano się rozwiązać wykorzystując podejście heurystyczne z algorytmem rojowym PSO (opis w dalszej części podrozdziału) [Kyz09].

Pojęcie informacji diagnostycznej w metodzie 4-tBT

Informacją diagnostyczną w metodzie 4-tBT jest informacja zawarta w zbiorze obszarów niejednoznaczności \mathbf{Y} oraz zbiorze rozkładów testowych \mathbf{R} . Zbiory te wyznaczone są na podstawie pomiarów wykonanych dla elementów zbioru punktów testowych \mathbf{P} . Definicja punktu testowego została podana w **podrozdziale 2.2.1** ale dla metody 4-tBT należy ją uzupełnić, uwzględniając wielowymiarowość przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S . Dołączenie czwórnika testującego pozwoliło w sposób znaczący zwiększyć liczbę punktów testowych, przez zwiększenie tak liczby węzłów testowych jak i warunków w jakich badany jest UT.

Na rysunku 3-8 przedstawione są zbiory niejednoznaczności dla punktu testowego \mathbf{P}_{10} (otrzymanego dla analizowanego przykładu obliczeniowego), w którym: $f_G = 9,87\text{MHz}$; $R_L = 7,6\Omega$.

\mathbf{P}_{10} dla $f_G = 9,87\text{MHz}$, $R_L = 7,6\Omega$



Rys. 3-8 Pomiary dla punktu testowego \mathbf{P}_{10} .

Deterministyczna metoda wyszukiwania informacji diagnostycznej

Jedną z deterministycznych metod wyszukiwania informacji diagnostycznej jest metoda, opierająca się na przeszukiwaniu wyczerpującym zdyskretyzowanej przestrzeni rozwiązań. W metodzie 4-tBT użycie przeszukiwania wyczerpującego przestrzeni rozwiązań (niezależnie od wybranego sposobu dyskretyzacji tej przestrzeni) jest trudnym do zaakceptowania wyborem, z uwagi na czasochłonność takiego podejścia, która wzrasta wykładniczo wraz z wymiarem tej przestrzeni. Niemniej jednak, w celach poznawczych oraz porównawczych (z zaproponowaną heurystyczną metodą wyszukiwania – opis w dalszej części rozdziału), celowe wydaje się sprawdzenie jakie wyniki generować będzie metoda wyczerpująca, przeszukująca całą dwuwymiarową przestrzeń rozwiązań.

W metodzie 4-tBT przestrzeń poszukiwań jest przestrzenią ciągłą, natomiast podczas przeszukiwania wyczerpującego wymagana jest przestrzeń dyskretna [Kyz10b]. Dlatego też należy dokonać dyskretyzacji przestrzeni rozwiązań w celu określenia zbioru pobudzeń testowych \mathbf{E} . Ustalenie liczby przedziałów dyskretyzacji dla poszczególnych wymiarów (zmiennych) przestrzeni poszukiwań w dużej mierze zależy od doświadczenia inżyniera projektanta. Zazwyczaj im więcej dany wymiar „wnosi” informacji diagnostycznej, tym na większą liczbę przedziałów zostanie on podzielony (dla metody 4-tBT taką zmienną przestrzeni poszukiwań jest częstotliwość f_G).

W analizowanym przykładzie obliczeniowym wykorzystano metodę dyskretyzacji według równej szerokości [Kyz10b]. Przedziały dla parametrów f_G i R_L (wymiarów przestrzeni poszukiwań) zostały podzielone na 200 części, co dało zbiór pobudzeń testowych \mathbf{E} z liczbą elementów równą $N_E = 40000$, dla których należy przeprowadzić symulację UT (punktem testowym jest węzeł V_2 dla jednej wartości częstotliwości f_G i jednej wartości rezystancji R_L). Ponieważ liczba węzłów testowych jest równa jeden (mierzony potencjał V_2) więc liczba punktów testowych jest równa $N_P = N_E$. Na podstawie danych otrzymanych z symulacji Pspice, dla analizowanego przykładu obliczeniowego wyznaczono zbiór wszystkich obszarów niejednoznaczności \mathbf{Y} (tabela 3-4) i zbiór wszystkich rozkładów testowych \mathbf{R} (tabela 3-5). Liczba zbiorów

niejednoznaczności wyniosła $N_Y + 1 = 50$ a liczba rozkładów testowych $N_R + 1 = 30$. Porównując liczbę punktów testowych i liczbę rozkładów testowych można zauważyć, że $N_R \ll N_P$.

Tabela 3-4 Zbiory niejednoznaczności.

Zbiory niejednoznaczności: $Y_i = \{S_{k(N_{i1})}, \dots, S_{k(N_{ij})}\}; T_a = \{f_G, R_L\}; tol = 3\%, V_2$			
ZN	Stany UT w zbiorze niejednoznaczności	ZN	Stany UT w zbiorze niejednoznaczności
Y_0	S_1	Y_{-4}	$S_0, S_1, S_2, S_3, S_4, S_6, S_7, S_8, S_9$
Y_1	S_{10}	Y_{-5}	$S_0 \div S_5, S_7 \div S_{10}$
Y_2	S_1, S_4	Y_{-6}	$S_0, S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_8, S_9, S_{10}$
Y_3	S_5, S_{10}	Y_{-7}	$S_0, S_1, S_3, S_4, S_6, S_7, S_9$
Y_4	S_6	Y_{-8}	$S_0 \div S_6, S_8, S_9, S_{10}$
Y_5	S_7	Y_{-9}	$S_0, S_1, S_3, S_4, S_5, S_6, S_8, S_9$
Y_6	S_2, S_5, S_8, S_{10}	Y_{-10}	$S_0, S_1, S_3, S_4, S_5, S_6, S_7, S_9$
Y_7	S_2, S_7, S_{10}	Y_{-11}	$S_0, S_1, S_3, S_5, S_7, S_8, S_9, S_{10}$
Y_8	S_2, S_8, S_{10}	Y_{-12}	$S_0, S_2 \div S_{10}$
Y_9	S_2, S_4, S_6	Y_{-13}	$S_0, S_1, S_3, S_4, S_5, S_7, S_9$
Y_{10}	S_2, S_6, S_8, S_{10}	Y_{-14}	$S_0, S_1, S_3, S_5, S_7, S_9, S_{10}$
Y_{11}	S_2, S_4, S_6, S_8	Y_{-15}	$S_0, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6, S_8, S_9$
Y_{12}	S_1, S_3, S_6	Y_{-16}	$S_0, S_1, S_2, S_3, S_4, S_6, S_8, S_9, S_{10}$
Y_{13}	S_0, S_4, S_5, S_8, S_9	Y_{-17}	$S_0, S_2, S_4, S_5, S_7, S_8, S_9, S_{10}$
Y_{14}	S_1, S_7	Y_{-18}	$S_0, S_2, S_3, S_5, S_7, S_8, S_9, S_{10}$
Y_{15}	S_5, S_7	Y_{-19}	$S_0, S_2, S_3, S_5, S_6, S_7, S_8, S_9, S_{10}$
Y_{16}	S_1, S_4, S_6	Y_{-20}	$S_0 \div S_4, S_6 \div S_{10}$
Y_{17}	S_5	Y_{-21}	$S_0, S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_7, S_8, S_9, S_{10}$
Y_{18}	S_6, S_{10}	Y_{-22}	$S_0 \div S_9$
Y_{19}	S_4, S_6	Y_{-23}	$S_0, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6, S_8, S_9, S_{10}$
Y_{20}	S_4	Y_{-24}	$S_0, S_2, S_3, S_7, S_8, S_9, S_{10}$
Y_{21}	S_8	Y_{-25}	$S_0, S_1, S_2, S_3, S_5, S_7, S_8, S_9, S_{10}$
Y_{-1}	$S_0, S_2 \div S_9$	Y_{-26}	$S_0, S_1, S_2, S_3, S_5, S_8, S_9, S_{10}$
Y_{-2}	$S_0 \div S_{10}$	Y_{-27}	$S_0, S_1, S_2, S_3, S_8, S_9, S_{10}$
Y_{-3}	$S_0, S_2, S_3, S_6, S_7, S_8, S_9$	Y_{-28}	$S_0, S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6, S_7, S_9, S_{10}$

W tabeli 3-4 można zauważyć, że zbiory niejednoznaczności zostały podzielone na te z indeksem dodatnim, np. Y_3 (tzn. małe zbiory niejednoznaczności) i te z indeksem ujemnym, np. Y_{-7} (tzn. duże zbiory niejednoznaczności). Reguła, według której dokonano podziału jest następująca:

- jeżeli liczba sklejonych stanów w zbiorze niejednoznaczności jest mniejsza od $\frac{N_S}{2}$ to ZN jest numerowany nieujemnym indeksem,
- w przeciwnym razie jest numerowany indeksem ujemnym.

Taki wewnętrzny podział został wprowadzony przez Autora ze względu na udogodnienie fizycznej implementacji metody 4-tBT w języku programowania C++.

Tabela 3-5 Rozkłady testowe.

Rozkłady testowe: $R_n = [Y_{k(N_{n1})}, \dots, Y_{k(N_{np})}]$; $T_a = \{f_G, R_L\}$; $tol = 3\%$, V_2					
R_n	ZN należące do R_n	R_n	ZN należące do R_n	R_n	ZN należące do R_n
R_0	Y_0, Y_{-1}, Y_1	R_{10}	Y_9, Y_{-11}	R_{20}	Y_{-20}, Y_{17}
R_1	Y_{-2}	R_{11}	Y_0, Y_{-12}	R_{21}	Y_{-21}, Y_{18}
R_2	Y_2, Y_{-3}, Y_3	R_{12}	Y_{-13}, Y_{10}	R_{22}	Y_{-22}, Y_1
R_3	Y_{-4}, Y_3	R_{13}	Y_{11}, Y_{-14}	R_{23}	Y_{14}, Y_{-23}
R_4	Y_4, Y_{-5}	R_{14}	Y_{12}, Y_{13}, Y_7	R_{24}	Y_{16}, Y_{-24}, Y_{17}
R_5	Y_4, Y_{-6}, Y_5	R_{15}	Y_{14}, Y_{-15}, Y_1	R_{25}	Y_{19}, Y_{-25}
R_6	Y_{-7}, Y_6	R_{16}	Y_{-16}, Y_{15}	R_{26}	$Y_4, Y_{20}, Y_{-26}, Y_5$
R_7	Y_{-8}, Y_5	R_{17}	Y_{12}, Y_{-17}	R_{27}	Y_4, Y_{20}, Y_{-25}
R_8	Y_{-9}, Y_7	R_{18}	Y_{16}, Y_{-18}	R_{28}	Y_{19}, Y_{-27}, Y_{15}
R_9	Y_{-10}, Y_8	R_{19}	Y_2, Y_{-19}	R_{29}	Y_{21}, Y_{-28}

Wizualizacja informacji diagnostycznej

Wizualizacja informacji diagnostycznej w metodzie 4-tBT ma na celu:

- lepsze zrozumienie pojęcia jakim jest miara $S_{d_{Y_i}}$ dla zbioru niejednoznaczności,
- zobrazowanie procesu wyszukiwania informacji diagnostycznej przy użyciu metody heurystycznej [Kyz10c].

Dane potrzebne do wizualizacji informacji diagnostycznej są otrzymywane w wyniku przeszukiwania wyczerpującego przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S .

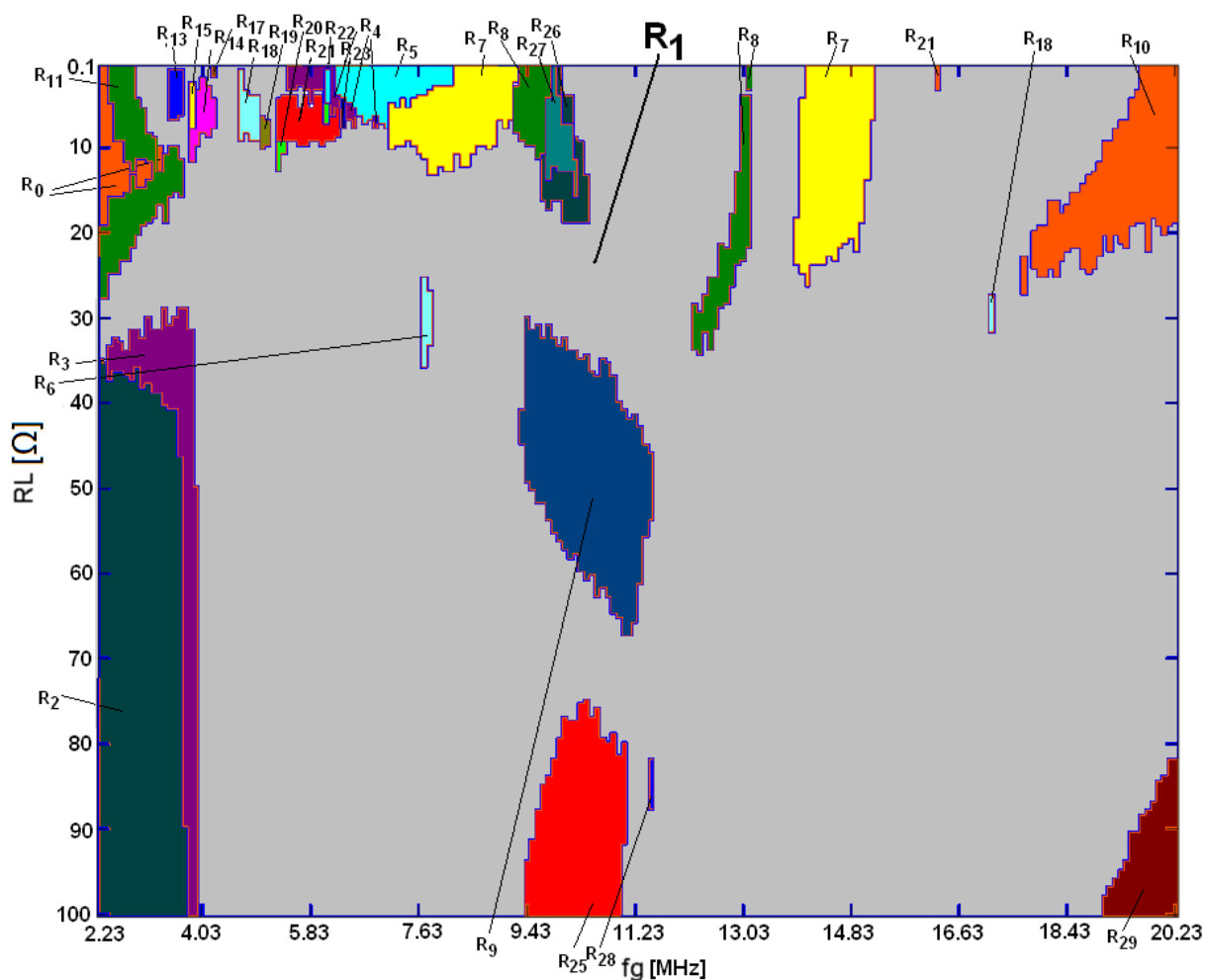
Można wyróżnić cztery typy wizualizacji informacji diagnostycznej (określonej przez typ wykresu dla metody 4-tBT z dwuwymiarową przestrzenią poszukiwań \mathcal{R}^S):

- a) wizualizacja rozkładów testowych - wykres 2D,
- b) wizualizacja zbiorów niejednoznaczności - wykres 2D,
- c) wizualizacja pomiarów dla punktu testowego wraz z miarą $S_{d_{P_q}}$ - wykres 3D,
- d) wizualizacja zbiorów niejednoznaczności wraz z miarą $S_{d_{Y_i}}$ - wykres 3D.

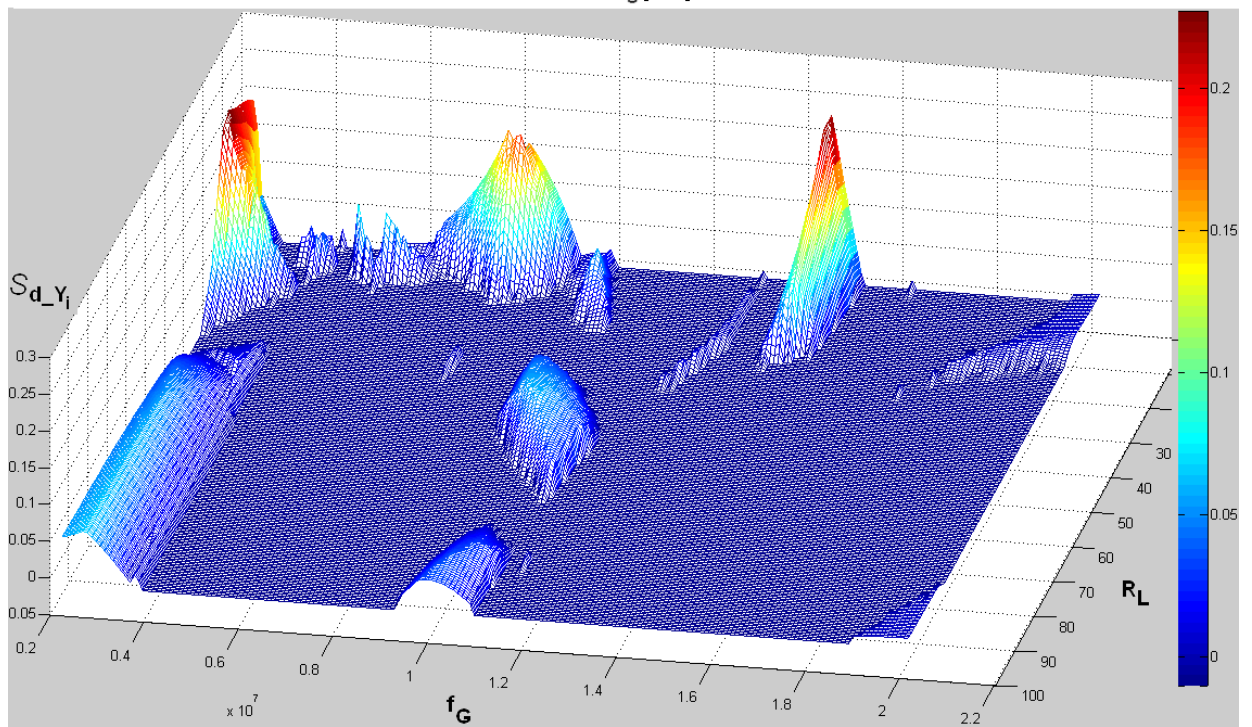
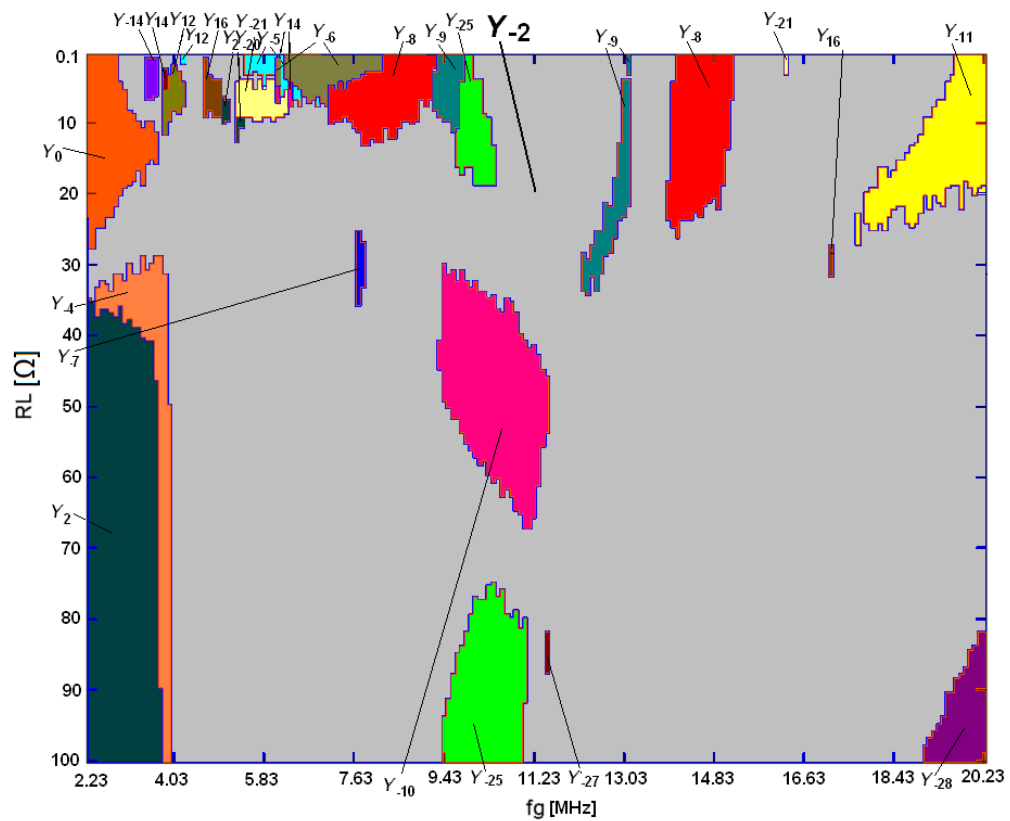
W przypadku c) i d) miary $S_{d_{P_q}}$ i $S_{d_{Y_i}}$ należy wyznaczyć odpowiednio dla punktów testowych i zbiorów niejednoznaczności. Na rysunku 3-9 przedstawiono wizualizację rozkładów testowych (wykres 2D). Znalezione rozkłady testowe (tabela 3-5) są naniesione na dwuwymiarową przestrzeń poszukiwań \mathcal{R}^S w postaci różnokolorowych pól, dzięki czemu można w łatwy sposób stwierdzić, w jaki sposób informacja diagnostyczna jest „rozłożona” w obszarze przestrzeni poszukiwań. Sposób rozłożenia informacji diagnostycznej jest bardzo ważny ze względu na dobór odpowiedniej metody przeszukiwania obszaru przestrzeni rozwiązań \mathcal{R}^S . Na wykresie można wyróżnić obszary z większą (np. lewy górny róg PP) oraz mniejszą (np. prawy dolny róg PP) koncentracją informacji diagnostycznej. Rozłożenie informacji diagnostycznej w przestrzeni poszukiwań jest nierównomierne, zatem podczas procesu wyszukiwania informacji diagnostycznej wskazane byłoby zintensyfikowanie poszukiwań w „obiecujących” obszarach PP oraz zmniejszenie ich intensywności tam, gdzie jest mała koncentracja informacji diagnostycznej. Zintensyfikowanie procesu poszukiwania w „obiecujących” obszarach PP jest równoznaczne z ideą dyskretyzacji obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S według równej częstości [Kyz10c].

Podobną wizualizację można wykonać dla zbiorów niejednoznaczności, jednak z tą różnicą, że taki wykres należałoby wykonać dla każdego stanu UT osobno. Na rysunku 3-10a przedstawiono wizualizację zbiorów niejednoznaczności zawierających stan S_1 , a na rysunku 3-10b wykres z miarą $S_{d_{Y_i}}$ dla tych zbiorów niejednoznaczności. Wartość miary $S_{d_{Y_i}}$ dla zbiorów niejednoznaczności waha się (w zależności od wartości

parametrów pobudzenia testowego T_a) w granicach od 0 do 0,3. Najbardziej charakterystycznym zbiorem niejednoznaczności jest Y_{-2} , ponieważ zawiera wszystkie stany UT (sklejenie wszystkich stanów UT). Zajmuje on jednocześnie procentowo największą powierzchnię na płaszczyźnie. Dla zbioru rozkładów testowych, takim charakterystycznym rozkładem jest R_1 , który zawiera zbiór niejednoznaczności Y_{-2} .



Rys. 3-9 Wizualizacja rozkładów testowych dla przykładu obliczeniowego.



Rys. 3-10 Wizualizacja zbiorów niejednoznaczności zawierających stan S_1 a) bez miary $S_{d_{Y_i}}$ i b) z miarą $S_{d_{Y_i}}$.

Wykorzystanie algorytmu rojowego PSO (Particle Swarm Optimization) do wyszukiwania informacji diagnostycznej

Problem wyszukania informacji diagnostycznej z wielowymiarowej przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S w metodzie 4-tBT postanowiono rozwiązać przy użyciu metody heurystycznej wykorzystującej algorytm rojowy PSO (Dodatek A) [Kyz09], [Kyz10c]. Główne przyczyny, które zadecydowały o użyciu tej metody to:

- a) algorytmy heurystyczne umożliwiają „inteligentne” przeszukiwanie przestrzeni rozwiązań, tj. zintensyfikowanie poszukiwań w obiecujących obszarach przestrzeni poszukiwań. Osiągnięta jest w ten sposób dyskretyzacja obszaru przestrzeni poszukiwań według równej częstości,
- b) efektywność takiego podejścia do rozwiązywania problemów optymalizacyjnych NP-trudnych,
- c) informacja diagnostyczna w obszarze przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S jest rozmieszczona w sposób nierównomierny (obszary z większą i mniejszą koncentracją informacji diagnostycznej),

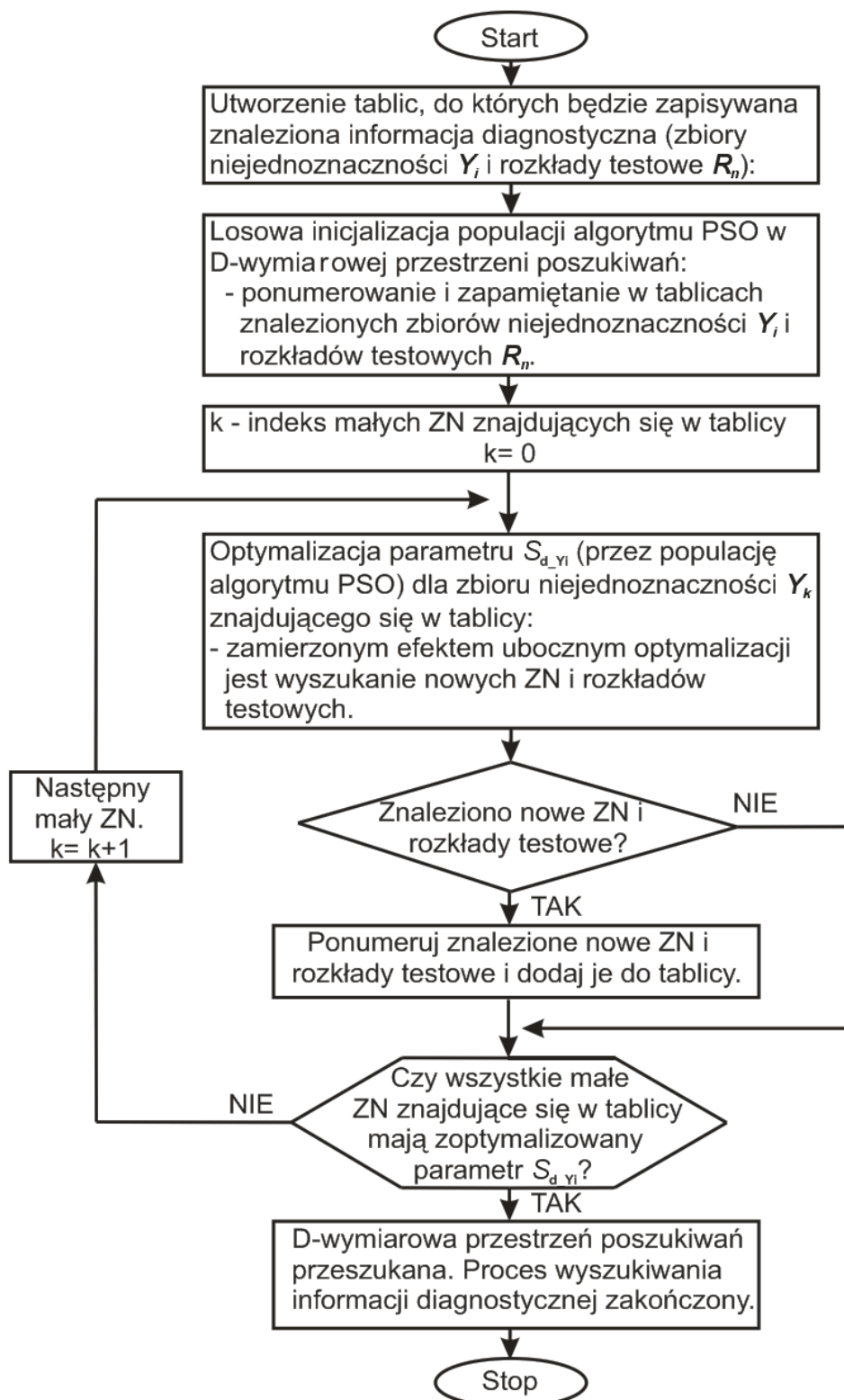
Zadaniem algorytmu heurystycznego PSO w drugim etapie metody 4-tBT jest optymalizacja (znalezienie maksymalnej wartości) miary $S_{d_{Y_i}}$. Osobniki populacji PSO podczas procesu optymalizacji $S_{d_{Y_i}}$ pozwalają na znalezienie nowych zbiorów niejednoznaczności i rozkładów testowych. Optymalizacja miary $S_{d_{Y_i}}$ jest następnie powtarzana dla każdego małego zbioru niejednoznaczności. Zastosowane podejście wyszukiwania informacji diagnostycznej można zatem podsumować następująco:

Wyszukiwanie informacji diagnostycznej (rozkładów testowych \mathbf{R}_n i zbiorów niejednoznaczności \mathbf{Y}_i) za pomocą algorytmu rojowego nie odbywa się „wprost”. Wyszukiwanie to jest skutkiem ubocznym działania algorytmu PSO, którego podstawowym zadaniem jest optymalizacja miary $S_{d_{Y_i}}$ małych zbiorów niejednoznaczności.

Podstawowym argumentem przemawiającym za wykorzystaniem optymalizacji miary $S_{d_{Y_i}}$ była możliwość zintensyfikowania wyszukiwania informacji diagnostycznej tam, gdzie występuje jej większe zagęszczenie (dla obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S w metodzie 4-tBT można wyróżnić strefy z większą i mniejszą koncentracją rozkładów testowych). W przypadku zastosowania algorytmu PSO do rozwiązywania problemów optymalizacyjnych uzyskiwana jest dyskretyzacja ciągłych przedziałów przestrzeni poszukiwań według równej częstości, co w pewnym sensie pozwala uniknąć niebezpieczeństwa pominięcia (niewyszukania) informacji diagnostycznej. Algorytm PSO optymalizuje miarę $S_{d_{Y_i}}$ małych zbiorów niejednoznaczności a nie miarę $S_{d_{P_q}}$ dla punktów testowych, gdyż liczba punktów testowych N_p jest dużo większa niż liczba zbiorów niejednoznaczności $N_Y + 1$. Optymalizacja $S_{d_{P_q}}$ spowodowałaby nieuzasadnione wydłużenie procesu wyszukiwania informacji diagnostycznej.

Proces wyszukiwania informacji diagnostycznej (Rys. 3-11) rozpoczyna się losową inicjalizacją populacji osobników algorytmu PSO. Umieszczenie osobnika populacji w obszarze przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S jest równoznaczne z otrzymaniem punktu testowego, który znajduje się w tym miejscu PP. Na podstawie danych uzyskanych z symulacji UT dla punktu testowego wyznaczane są zbiory niejednoznaczności. Otrzymane w ten sposób rozkład testowy i zbiory niejednoznaczności są numerowane i zapamiętywane.

Następnym krokiem jest optymalizacja (szukanie maksymalnej wartości) miary $S_{d_{Y_0}}$ małego zbioru niejednoznaczności Y_0 . Podczas optymalizacji kolejne pokolenia osobników PSO znajdują rozkłady testowe oraz zbiory niejednoznaczności i jeżeli zawierają one nową informację diagnostyczną to są numerowane i zapamiętywane. Warunkiem zakończenia optymalizacji miary $S_{d_{Y_0}}$ zbioru niejednoznaczności jest brak poprawy rozwiązania w pięciu kolejnych pokoleniach populacji PSO. Po zakończeniu optymalizacji zbioru niejednoznaczności Y_0 , cały proces jest powtarzany kolejno dla wszystkich małych zbiorów niejednoznaczności. Cały proces wyszukiwania informacji diagnostycznej kończy się wraz z zoptymalizowaniem miary $S_{d_{Y_i}}$ ostatniego małego zbioru niejednoznaczności.



Rys. 3-11 Schemat blokowy algorytmu wyszukiwania informacji diagnostycznej z wykorzystaniem algorytmu PSO.

Dla lepszego zrozumienia działania zaproponowanej metody jej działanie omówione zostanie na analizowanym wcześniej przykładzie dwuwymiarowym. Wykorzystane zostaną wyniki otrzymane z metody deterministycznej wyszukiwania informacji diagnostycznej (tabela 3-4 i tabela 3-5) oraz wykresy wizualizacji zbiorów niejednoznaczności i rozkładów testowych (Rys. 3-9 i Rys. 3-10). Liczba osobników w populacji PSO (wzór 15) jest zależna od wymiaru przestrzeni poszukiwań \mathbb{R}^S , zatem dla dwuwymiarowej przestrzeni poszukiwań $SS = 12$. Działanie algorytmu PSO jest kontrolowane przez trzy parametry: w, c_1, c_2 . Najważniejszy z nich to współczynnik inercji w , który reguluje zależność między globalną (szeroko-zakresową) a lokalną (pobliską) zdolnością eksploracji obszaru przestrzeni poszukiwań. Wartość współczynnika inercji dla globalnej eksploracji wynosi $w = 1,0$, a dla lokalnej eksploracji przyjmuje wartość $0,4$ [Cler06a], [Cler09]. W rozpatrywanym problemie, wyszukiwanie informacji diagnostycznej wiąże się zarówno z globalną jak i lokalną eksploracją przestrzeni poszukiwań. Z tego też względu wartość parametru inercji została ustalona na $w = 0,721$ [Cler06a]. Wpływ wartości parametrów c_1 i c_2 na eksplorację przestrzeni poszukiwań nie jest tak duży jak w przypadku parametru w . Wartości tych współczynników zostały zaczerpnięte z danych literaturowych [Cler09].

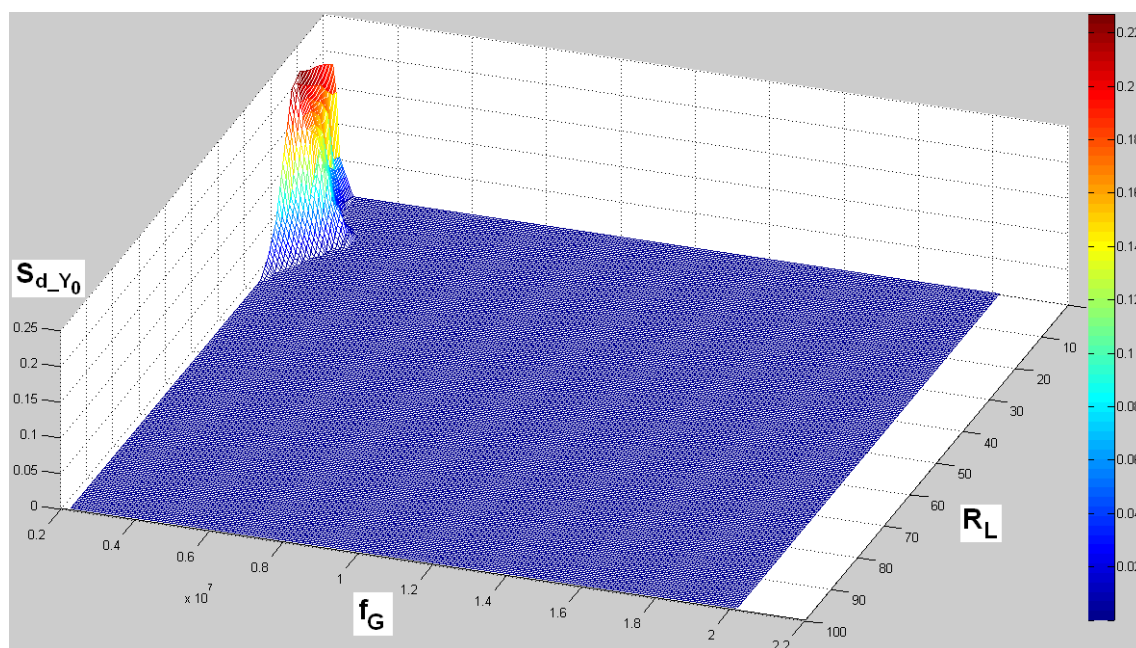
W analizowanym przykładzie obliczeniowym pierwsza (losowa) populacja dwunastu osobników algorytmu PSO wyszukuje 8 zbiorów niejednoznaczności i 4 rozkłady testowe (tabela 3-6). Dysponując wstępną informacją diagnostyczną można przystąpić do procesu optymalizowania wartości $S_{d_{Y_0}}$ zbioru niejednoznaczności Y_0 . W tym celu, algorytm PSO potrzebuje 24 pokoleń populacji osobników do znalezienia największej wartości miary $S_{d_{Y_0}}$ (zbiory niejednoznaczności i rozkłady testowe wyszukane podczas tej optymalizacji są umieszczone w tabeli 3-6). Następnie cały proces jest powtarzany dla każdego małego zbioru niejednoznaczności. Podczas optymalizacji $S_{d_{Y_{21}}}$ ostatniego małego zbioru niejednoznaczności Y_{21} , żaden nowy obszar niejednoznaczności i rozkład testowy nie zostaje wyszukany, co w rezultacie powoduje, że proces wyszukiwania informacji diagnostycznej może zostać zakończony.

Tabela 3-6 Wybrane populacje osobników algorytm PSO podczas procesu optymalizacji

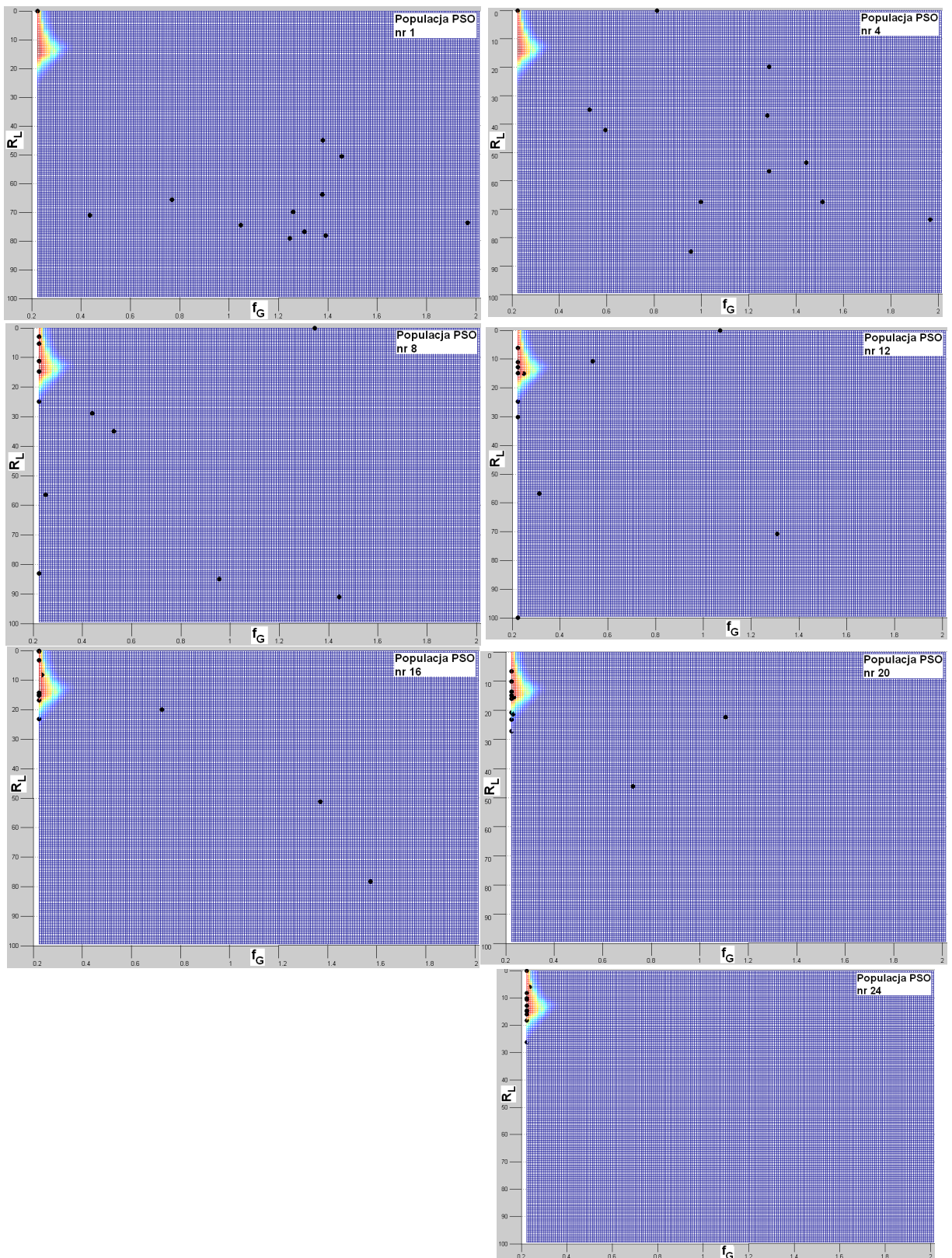
 S_{d,Y_0}

Populacja algorytmu PSO	Znalezione zbiory niejednoznaczności	Znalezione rozkłady testowe
Populacja inicjalizująca	$Y_0, Y_1, Y_2, Y_3, Y_{-1}, Y_{-2}, Y_{-3}, Y_{-4}$	R_0, R_1, R_2, R_3
1	Y_4, Y_5, Y_{-5}, Y_{-6}	R_4, R_5
4	Y_6, Y_{-7}, Y_{-8}	R_6, R_7
8	$Y_7, Y_8, Y_{-9}, Y_{-10}$	R_8, R_9
12	$Y_9, Y_{-10}, Y_{-11}, Y_{-12}$	R_{10}, R_{11}
16	Y_{10}, Y_{-13}, Y_{-14}	R_{12}, R_{13}
20	Y_{-15}	R_{14}
24	-	-

Zależność S_{d,Y_0} od f_G i R_L przedstawiono graficznie na rysunku 3-12, natomiast na rysunku 3-13 zostały przedstawione etapy procesu optymalizacji S_{d,Y_0} przez algorytm PSO. Przedstawione tam kolejne (wybrane) populacje osobników algorytmu PSO wykazują coraz lepsze przystosowanie (osobniki algorytmu PSO zaznaczono czarnymi kropkami) [Kyz10c]. Zbiory niejednoznaczności i rozkłady testowe, znalezione w kolejnych pokoleniach przedstawiono w tabeli 3-6.



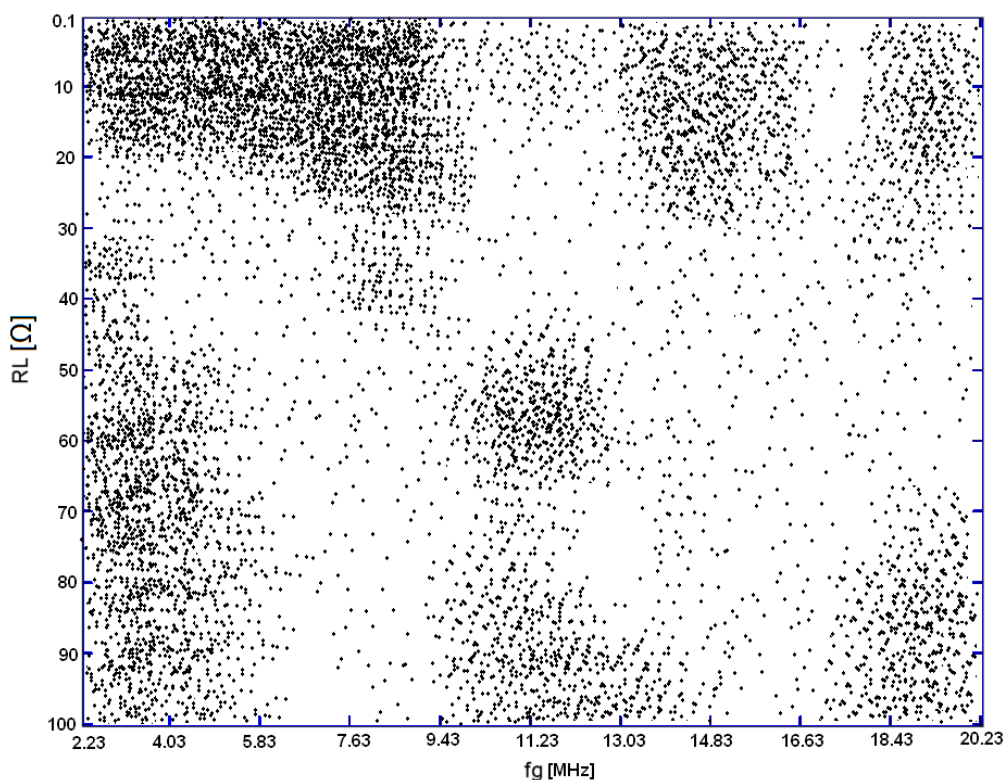
Rys. 3-12 Miara S_{d,Y_0} zbioru niejednoznaczności Y_0 dla metody 4-tBT z dwuwymiarową przestrzenią poszukiwań.



Rys. 3-13 Wybrane populacje algorytmu PSO podczas optymalizacji $S_{d_{y0}}$.

Rezultaty uzyskane przy zastosowaniu metody heurystycznej w problemie wyszukiwania informacji diagnostycznej pokrywają się z rezultatami uzyskanymi z użyciem metody deterministycznej (tabela 3-4, tabela 3-5). Dla analizowanego prostego przykładu obliczeniowego (dwuwymiarowa przestrzeń poszukiwań \mathcal{R}^S) nie uwidacznia się przewaga czasowa metody heurystycznej nad metodą deterministyczną. Przewaga czasowa ujawnia się dopiero dla wariantów metody 4-tBT z wymiarem przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S większym niż 2 (**podrozdział 4.2**), tj. dla przykładów bardziej złożonych.

Na rysunku 3-14 przedstawiona jest osiągnięta dyskretyzacja dwuwymiarowego obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S podczas procesu wyszukiwania informacji diagnostycznej (czarne punkty oznaczają „odwiedzone” miejsca PP przez osobniki populacji PSO). Zagęszczenie czarnych punktów w miejscach PP gdzie jest większa liczba zbiorów niejednoznaczności oznacza, że uzyskano zamierzony cel, tj. dyskretyzację obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S według równej częstości.



Rys. 3-14 Dyskretyzacja dwuwymiarowego obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S osiągnięta przez algorytm PSO w czasie wyszukiwania informacji diagnostycznej.

Po zakończeniu drugiego etapu metody 4-tBT otrzymano informację diagnostyczną, która stanowi dane wejściowe dla następnego (trzeciego) etapu czwórnikowej metody 4-tBT.

3.3.3 Trzeci etap metody 4-tBT

Trzeci etap metody 4-tBT to optymalizacja doboru punktów testowych. Problem doboru punktów testowych polega na tym, aby przy jak najmniejszej liczbie pomiarów (punktów testowych) móc odróżnić obwód uszkodzony od nieuszkodzonego, jednocześnie nie wnikając w naturę uszkodzenia [Rut03]. Dane wejściowe dla tego etapu to informacja diagnostyczna wyszukana w drugim etapie metody 4-tBT. Dane wyjściowe to optymalne (minimalne) zbiory punktów testowych \mathbf{P}^D dla testu GO/NO GO (detekcja uszkodzenia) i \mathbf{P}^L dla diagnostyki testowanego układu (lokalizacja uszkodzenia). Zbiór danych wejściowych zawiera skończoną liczbę elementów (rozkładów testowych, zbiorów niejednoznaczności), zatem dobór punktów testowych jest problemem optymalizacyjnym kombinatorycznym.

Optymalizacja doboru punktów testowych

Omawiany problem optymalizacji doboru punktów testowych można podzielić na dwa problemy składowe:

- 1) określenie liczby elementów (rozkładów testowych), które zawiera minimalny zbiór \mathbf{R}_i^D i \mathbf{R}_i^L – operowanie na zbiorze rozkładów testowych \mathbf{R} ,
- 2) znalezienie najlepszego minimalnego zbioru punktów testowych \mathbf{P}^D i \mathbf{P}^L – operowanie na zbiorze punktów testowych \mathbf{P} .

Zarówno pierwszy jak i drugi problem składowy ma złożoność obliczeniową typu silnia. Rozwiązanie pierwszego problemu składowego jest sprawą oczywistą. Drugi problem składowy to następstwo faktu, że może istnieć wiele zbiorów punktów testowych \mathbf{P}^D i \mathbf{P}^L

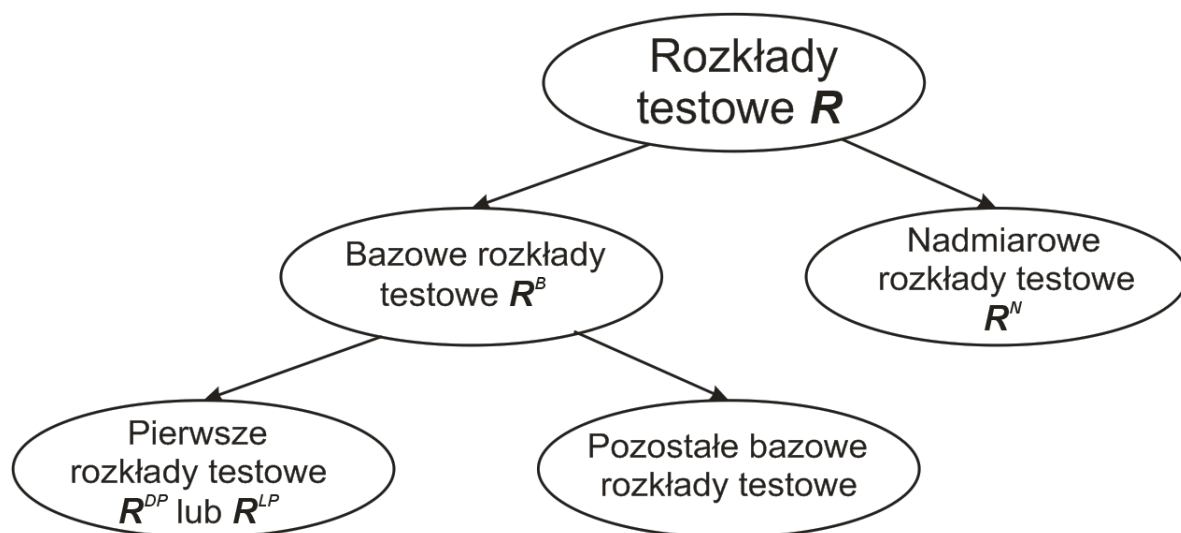
z minimalną liczbą elementów i należy wybrać ten najlepszy (opis w dalszej części tego podrozdziału).

W problemie optymalizacji doboru punktów testowych można zauważyć pewne specyficzne cechy (stwierdzone przez Autora na podstawie przeprowadzonych badań i obserwacji) [Kyz09], [Kyz09c], [Kyz09d]:

- 1) rozwiązanie problemu, tj. minimalny zbiór punktów testowych, zazwyczaj zawiera nie więcej niż 4 elementy,
- 2) znalezienie optymalnego rozwiązania metodą wyczerpującą (w czasie akceptowalnym przez inżyniera) jest możliwe dla przykładów obliczeniowych z małą liczbą punktów testowych (mniej niż 500),
- 3) liczbę elementów w wejściowym zbiorze rozkładów testowych \mathbf{R} można zredukować, uwzględniając fakt, że część rozkładów testowych nie wnosi nowej informacji o sklejeniach stanów testowanego obwodu,
- 4) istnieje pewna pula rozkładów testowych (punktów testowych) nazywanych przez Autora pierwszymi rozkładami testowymi, które są niezbędne do uzyskania zbioru rozkładów testowych (punktów testowych) z minimalną liczbą elementów.

Wymienione w punktach 3) i 4) cechy rozkładów testowych stanowią podstawę do podziału zbioru rozkładów testowych \mathbf{R} na podzbiory bazowych rozkładów \mathbf{R}^B i nadmiarowych rozkładów \mathbf{R}^N . Cechą rozkładów testowych należących do zbioru \mathbf{R}^B jest to, że każdy z nich wnosi nową informację o występujących sklejeniach stanów testowanego układu. Wszystkie pozostałe rozkłady testowe, które nie należą do zbioru \mathbf{R}^B , zawierają nadmiarową informację (w odniesieniu do informacji „zawartej” w zbiorze \mathbf{R}^B) i są one wliczane do zbioru zbiorów nadmiarowych rozkładów testowych \mathbf{R}^N . Rozkłady testowe znajdujące się w zbiorze \mathbf{R}^N z punktu widzenia problemu optymalizacji doboru punktów testowych nie odgrywają żadnej roli. Wśród rozkładów testowych znajdujących się w zbiorze bazowych rozkładów testowych \mathbf{R}^B można wyróżnić podzbiór pierwszych

rozkładów testowych czyli takich, które umożliwiają uzyskanie minimalnego zbioru punktów testowych. Należy zaznaczyć, że zbiór pierwszych rozkładów testowych jest wyznaczany niezależnie dla detekcji uszkodzenia (zbiór \mathbf{R}^{DP}) i dla lokalizacji uszkodzenia (zbiór \mathbf{R}^{LP}). Praktyczny przykład podziału zbioru rozkładów testowych \mathbf{R} na zbiory \mathbf{R}^B , \mathbf{R}^N , \mathbf{R}^{DP} , \mathbf{R}^{LP} zostanie przedstawiony w dalszej części tego rozdziału.



Rys. 3-15 Podział zbioru rozkładów testowych \mathbf{R} na podzbiory.

Powyższy podział zbioru rozkładów testowych \mathbf{R} został przedstawiony graficznie na rysunku 3-15. Przyjęte zostały następujące oznaczenia:

$\mathbf{R}^B = \{\mathbf{R}_{k(N_1)}, \dots, \mathbf{R}_{k(N_B)}\}$ - zbiór bazowych rozkładów testowych, gdzie $k(N_1), \dots, k(N_B)$ są indeksami rozkładów testowych tworzących zbiór \mathbf{R}^B a N_B jest licznością tego zbioru.

$\mathbf{R}^N = \{\mathbf{R}_{k(N_1)}, \dots, \mathbf{R}_{k(N_N)}\}$ - zbiór nadmiarowych rozkładów testowych, gdzie $k(N_1), \dots, k(N_N)$ są indeksami rozkładów testowych tworzących zbiór \mathbf{R}^N a N_N jest licznością tego zbioru.

$\mathbf{R}_n^U = \{\mathbf{R}_{k(N_1)}, \dots, \mathbf{R}_{k(N_U)}\}$ - zbiór bazowych rozkładów testowych, które powodują „unikalne rozkolejenia” (pojęcie wytłumaczone w dalszej części rozdziału) w bazowym rozkładzie testowym \mathbf{R}_n , gdzie $k(N_1), \dots, k(N_U)$ są

indeksami rozkładów testowych tworzących zbiór \mathbf{R}_n^U a N_{nU} jest licznością tego zbioru.

$\mathbf{R}^{DP} = \{\mathbf{R}_{k(N_1)}, \dots, \mathbf{R}_{k(N_{DP})}\}$ - zbiór pierwszych rozkładów testowych dla detekcji uszkodzenia w testowanym układzie, gdzie $k(N_1), \dots, k(N_{DP})$ są indeksami rozkładów testowych tworzących zbiór \mathbf{R}^{DP} a N_{DP} jest licznością tego zbioru.

$\mathbf{R}^{LP} = \{\mathbf{R}_{k(N_1)}, \dots, \mathbf{R}_{k(N_{LP})}\}$ - zbiór pierwszych rozkładów testowych dla lokalizacji uszkodzenia w testowanym układzie, gdzie $k(N_1), \dots, k(N_{LP})$ są indeksami rozkładów testowych tworzących zbiór \mathbf{R}^{LP} a N_{LP} jest licznością tego zbioru.

Wymienione powyżej cechy problemu optymalizacji doboru punktów testowych w metodzie 4-tBT były podstawą do stworzenia własnej, dedykowanej metody rozwiązania tego problemu.

Dedykowana metoda optymalizacji doboru punktów testowych

W **podrozdziale 2.3** zostały omówione wybrane metody optymalizacji doboru punktów testowych. Większość tych metod należy do rodziny metod heurystycznych. W pracy Autor zaproponował własną dedykowaną metodę optymalizacji doboru punktów testowych. Metoda ta należy do rodziny metod deterministycznych a jej główną zaletą jest pewność, że znalezione rozwiązanie zawiera minimalną liczbę elementów.

Głównymi motywami skłaniającymi Autora do opracowania własnej metody optymalizacji doboru punktów testowych były:

- a) metody heurystyczne (dołączania, eliminacji, z użyciem technik ewolucyjnych oraz metoda z użyciem koncepcji kanału informacyjnego z zakłóceniami) nie gwarantują znalezienia optymalnego rozwiązania (zbioru o minimalnej liczbie punktów testowych),

- b) uniknięcie nadmiernego używania technik heurystycznych w czwórnikowej metodzie testowania 4-tBT (metody heurystyczne są używane w drugim i czwartym etapie metody 4-tBT),
- c) metoda deterministyczna z wykorzystaniem przeszukiwania wyczerpującego gwarantuje znalezienie najlepszego rozwiązania (zbioru o minimalnej liczbie punktów testowych).

Istotą dedykowanej metody jest zmniejszenie rozmiaru problemu poprzez wykorzystanie podanych wcześniej specyficznych cech rozwiązywanego problemu (możliwość rozłożenia tego problemu na części składowe). Należy podkreślić fakt, iż opisywana metoda zmniejsza rozmiar problemu (rozumiany jako wartość wyrażenia $\binom{N}{k}$), lecz nie zmienia charakteru złożoności obliczeniowej, która nadal jest typu silnia $O(n!)$. Procedura optymalizacyjna dla dedykowanej metody przedstawia się następująco (Rys. 3-16):

Krok 1:

Podziel wejściowy zbiór rozkładów testowych \mathbf{R} na zbiór bazowych rozkładów testowych \mathbf{R}^B i zbiór nadmiarowych rozkładów testowych \mathbf{R}^N .

Krok 2:

Wyznacz minimalne sklejenia stanów UT na podstawie zbioru bazowych rozkładów testowych \mathbf{R}^B .

Krok 3 (osobno dla detekcji uszkodzenia i dla lokalizacji uszkodzenia):

Dla każdego rozkładu \mathbf{R}_n ze zbioru bazowych rozkładów testowych \mathbf{R}^B :

- 1) wyznacz zbiór \mathbf{R}_n^U takich rozkładów testowych, które powodują „unikalne rozklejenia” (pojęcie wyjaśnione w dalszej części rozdziału na rysunku 3-19) w analizowanym rozkładzie bazowym \mathbf{R}_n (gdy kilka rozkładów testowych daje takie samo „unikalne rozklejenie” to wybierz ten z większą liczbą obszarów niejednoznaczności).
- 2) Następnie, z puli rozkładów zawierającej analizowany rozkład bazowy \mathbf{R}_n i zbiór rozkładów \mathbf{R}_n^U powodujących unikalne rozklejenia, wyznaczyc metodą

wyczerpującą wszystkie minimalne zbiory rozkładów testowych, które skutkują odpowiednio:

- uzyskaniem minimalnego sklejania stanu nieuszkodzonego UT dla detekcji uszkodzenia,
- uzyskaniem minimalnych sklejeń stanów uszkodzonych UT dla lokalizacji uszkodzenia.

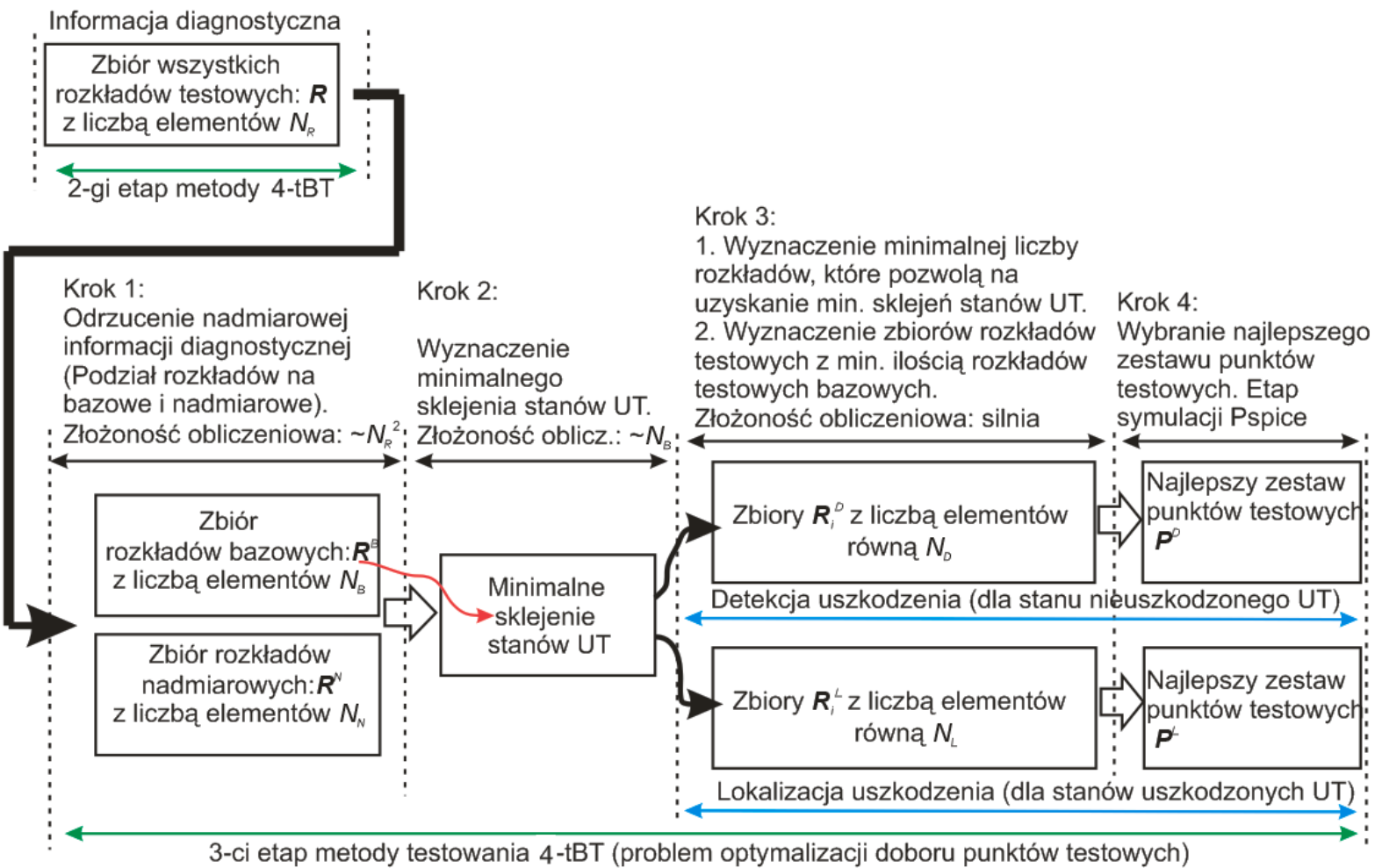
Z puli minimalnych zbiorów rozkładów testowych (wyznaczonych dla każdego rozkładu bazowego \mathbf{R}_n) wybierz te zbiory, które mają najmniejszą liczbę elementów (zbiory te są oznaczane i numerowane jako \mathbf{R}_i^D i \mathbf{R}_i^L). Zapamiętaj liczbę elementów (N_D - dla detekcji uszkodzenia, N_L - dla lokalizacji uszkodzenia) w najmniejszym zbiorze. Rozkłady bazowe \mathbf{R}_n , które umożliwiają uzyskanie zbioru z liczbą elementów N_D (dla detekcji uszkodzenia) i N_L (dla lokalizacji uszkodzenia) tworzą odpowiednio zbiór pierwszych rozkładów testowych \mathbf{R}^{DP} i \mathbf{R}^{LP} . Dla detekcji uszkodzenia zbiory rozkładów testowych \mathbf{R}_i^D z liczbą elementów równą N_D tworzą zbiór \mathbf{R}^D . Dla lokalizacji uszkodzenia zbiory rozkładów testowych \mathbf{R}_i^L z liczbą elementów równą N_L tworzą zbiór \mathbf{R}^L .

Krok 4 (osobno dla detekcji uszkodzenia i dla lokalizacji uszkodzenia):

Na podstawie elementów zbioru \mathbf{R}^D (dla detekcji uszkodzenia) i \mathbf{R}^L (dla lokalizacji uszkodzenia) wybierz odpowiednio najlepszy minimalny zbiór punktów testowych \mathbf{P}^D i \mathbf{P}^L . Miarą jakości zbioru punktów testowych \mathbf{P}^D i \mathbf{P}^L jest S_{d_P} , który jest określony jako średnia arytmetyczna wartości miar $S_{d_{P_q}}$ wyznaczonych dla każdego ze składowych punktów testowych:

$$S_{d_P} = \frac{1}{z} \sum_{p=1}^z S_{d_{P_{k(p)}}} ; z = \begin{matrix} N_D - \text{dla detekcji uszkodzenia} \\ N_L - \text{dla lokalizacji uszkodzenia} \end{matrix} \quad (12)$$

Rys. 3-16 Dedykowana metoda optymalizacji doboru punktów testowych.



W celu wyboru najlepszego minimalnego zbioru punktów testowych P^D i P^L przeprowadź optymalizację wartości miary S_{d_P} przy użyciu algorytmu PSO (analogicznie jak ma to miejsce w drugim etapie metody 4-tBT).

Duża liczba reguł w dedykowanej metodzie optymalizacji doboru punktów testowych może sprawiać trudność w jej zrozumieniu, dlatego też poniżej przedstawiono szczegółowy (rozszerzony) opis poszczególnych kroków, dla analizowanego wcześniej przykładu obliczeniowego:

Krok 1

Pierwszy krok w dedykowanej metodzie optymalizacji doboru punktów testowych to redukcja rozmiaru problemu czyli wyznaczenie puli bazowych rozkładów testowych R^B , które wnoszą nową informację o sklejaniach stanów UT (Rys. 3-17). W pierwszej kolejności wszystkie rozkłady testowe R_n ze zbioru R są sortowane malejąco względem liczby zbiorów niejednoznaczności, z których się składają. Każdemu rozkładowi testowemu R_n jest nadawany początkowo status „nieznany”. Status ten dla każdego rozkładu testowego R_n zostanie zmieniony w czasie procesu podziału zbioru R na „bazowy” albo „nadmiarowy”. Cały proces podziału zbioru R odbywa się w pętli, począwszy od sprawdzenia rozkładu testowego R_n zawierającego największą liczbę zbiorów niejednoznaczności, a skończywszy na rozkładzie testowym R_n zawierającym najmniejszą liczbę zbiorów niejednoznaczności. Przed rozpoczęciem procesu sprawdzania statusu rozkładu testowego R_n , rozkład ten może mieć status „nieznany” albo „nadmiarowy”. Jeżeli posiada on status „nieznany” to:

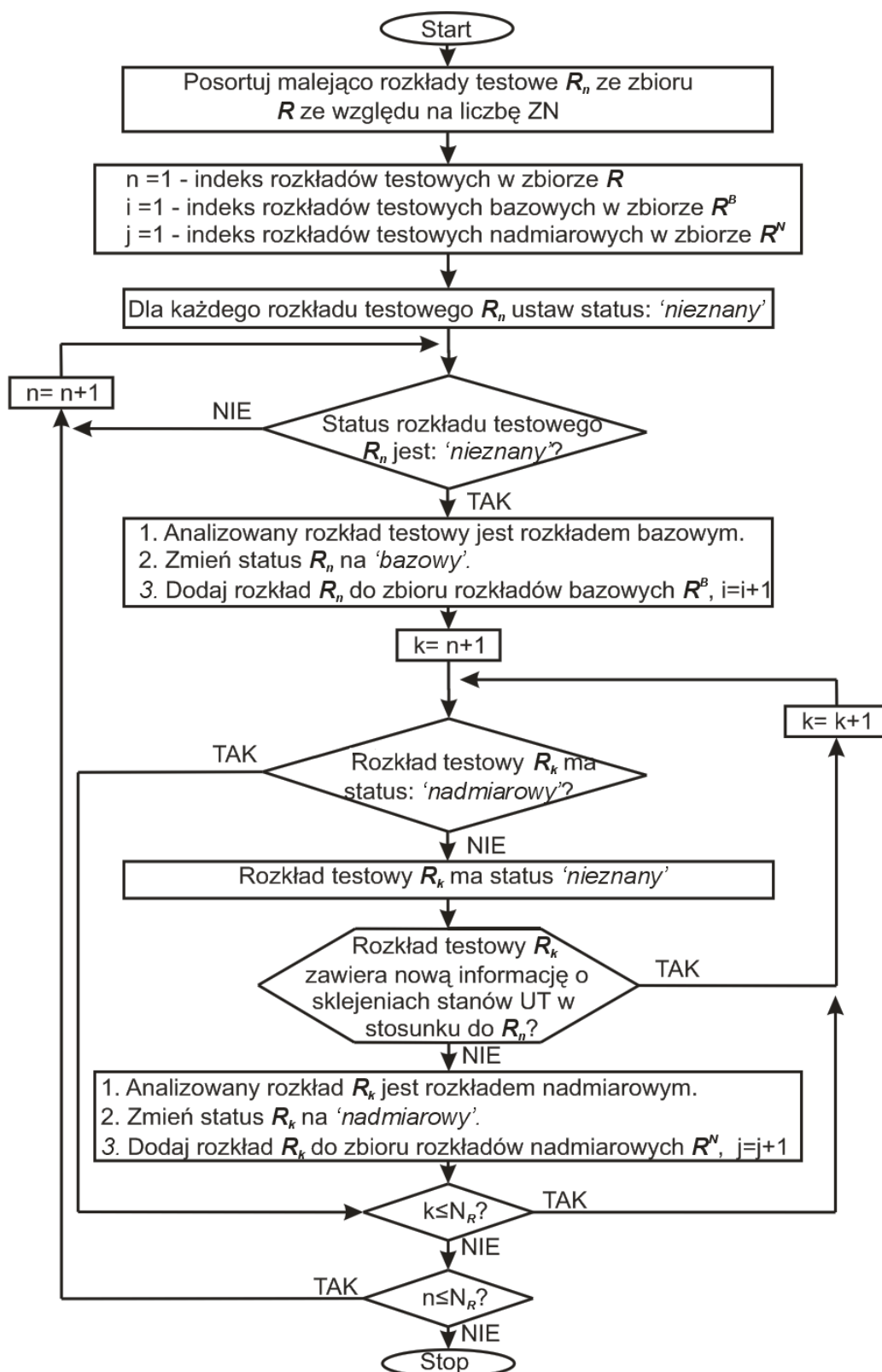
- 1) oznacza, że jest on rozkładem bazowym (status zmieniany jest na „bazowy”).
- 2) następnie dla bazowego rozkładu testowego szuka się nadmiarowych rozkładów testowych (niewnoszących nowej informacji o sklejaniach stanów UT w odniesieniu do tej informacji, która jest zawarta w bazowym rozkładzie testowym R_n). Znalezionym nadmiarowym rozkładom testowym zmienia się status z „nieznany” na „nadmiarowy”.

Jeżeli jednak sprawdzany rozkład testowy R_n posiada status „nadmiarowy” to oznacza to, że taki rozkład testowy nie wnosi nowej informacji, co w rezultacie oznacza, że można przejść do sprawdzania następnego rozkładu testowego. Po sprawdzeniu wszystkich rozkładów testowych każdy z nich ma nadany status „bazowy” albo „nadmiarowy”.

W analizowanym przykładzie obliczeniowym cały proces podziału rozpoczyna się od bazowego rozkładu testowego R_{26} (rozkład testowy z największą liczbą zbiorów niejednoznaczności zawsze jest bazowym rozkładem testowym). Ponieważ R_{26} jest bazowym rozkładem testowym, to wyszukiwane są dla niego nadmiarowe rozkłady testowe. Rozkłady testowe, które zawierają nadmiarową informację diagnostyczną w odniesieniu do R_{26} to: R_5 , R_{27} , R_4 , R_7 , R_1 (rys. 3-18). Po powtórzeniu procesu nadania statusu „bazowy” albo „nadmiarowy” dla każdego bazowego rozkładu testowego uzyskujemy zbiory R^B i R^N , które zostały przedstawione odpowiednio w tabelach 3-7 i 3-8 (elementy w zbiorach są posortowane malejąco względem liczby obszarów niejednoznaczności). Liczba bazowych rozkładów testowych jest równa $N_B = 14$, liczba nadmiarowych rozkładów testowych jest równa $N_N = 16$.

Tabela 3-7 Zbiór R^B bazowych rozkładów testowych.

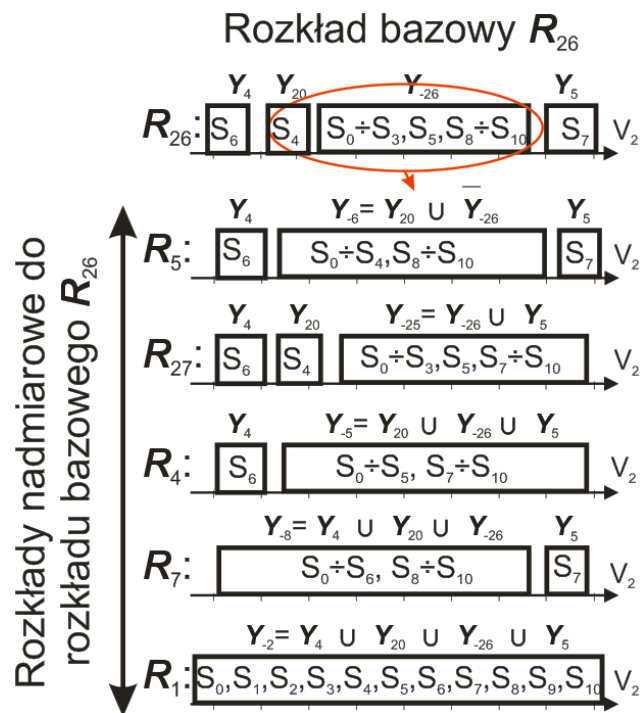
Bazowe rozkłady testowe: $R^B = \{R_{k(N_1)}, \dots, R_{k(N_B)}\}$; $T_a = \{f_G, R_L\}$; $tol = 3\%$, V_2					
R_n	ZN należące do R_n	R_n	ZN należące do R_n	R_n	ZN należące do R_n
R_{26}	$Y_4, Y_{20}, Y_{-26}, Y_5$	R_{24}	Y_{16}, Y_{-24}, Y_{17}	R_{12}	Y_{-13}, Y_{10}
R_0	Y_0, Y_{-1}, Y_1	R_{28}	Y_{19}, Y_{-27}, Y_{15}	R_{13}	Y_{11}, Y_{-14}
R_2	Y_2, Y_{-3}, Y_3	R_6	Y_{-7}, Y_6	R_{21}	Y_{-21}, Y_{18}
R_{14}	Y_{12}, Y_{13}, Y_7	R_9	Y_{-10}, Y_8	R_{29}	Y_{21}, Y_{-28}
R_{15}	Y_{14}, Y_{-15}, Y_1	R_{10}	Y_9, Y_{-11}		



Rys. 3-17 Algorytm podziału zbioru rozkładów testowych R na podzbiory R^B i R^N .

Tabela 3-8 Zbiór R^N nadmiarowych rozkładów testowych.

Nadmiarowe rozkłady testowe: $R^N = \{R_{k(N_1)}, \dots, R_{k(N_N)}\}$; $T_a = \{f_G, R_L\}$; $tol = 3\%$, V_2					
R_n	ZN należące do R_n	R_n	ZN należące do R_n	R_n	ZN należące do R_n
R_5	Y_4, Y_{-6}, Y_5	R_{11}	Y_0, Y_{-12}	R_{22}	Y_{-22}, Y_1
R_{27}	Y_4, Y_{20}, Y_{-25}	R_{16}	Y_{-16}, Y_{15}	R_{23}	Y_{14}, Y_{-23}
R_3	Y_{-4}, Y_3	R_{17}	Y_{12}, Y_{-17}	R_{25}	Y_{19}, Y_{-25}
R_4	Y_4, Y_{-5}	R_{18}	Y_{16}, Y_{-18}	R_1	Y_{-2}
R_7	Y_{-8}, Y_5	R_{19}	Y_2, Y_{-19}		
R_8	Y_{-9}, Y_7	R_{20}	Y_{-20}, Y_{17}		

Rys. 3-18 Przykład bazowego rozkładu testowego R_{26} wraz z nadmiarowymi rozkładami testowymi.

Krok 2

Drugi krok w dedykowanej metodzie optymalizacji doboru punktów testowych stanowi wyznaczenie minimalnych sklejeń dla każdego ze stanów UT. Minimalne sklejania stanów uzyskuje się poprzez sprawdzenie jakie powstały zbiory niejednoznaczności w wyniku uwzględnienia wszystkich bazowych rozkładów testowych. Wspomniane minimalne sklejania stanów to najwyższy możliwy poziom lokalizacji uszkodzenia w testowanym układzie. W tabeli 3-9 przedstawiono wyznaczone minimalne sklejania stanów UT dla analizowanego przykładu obliczeniowego.

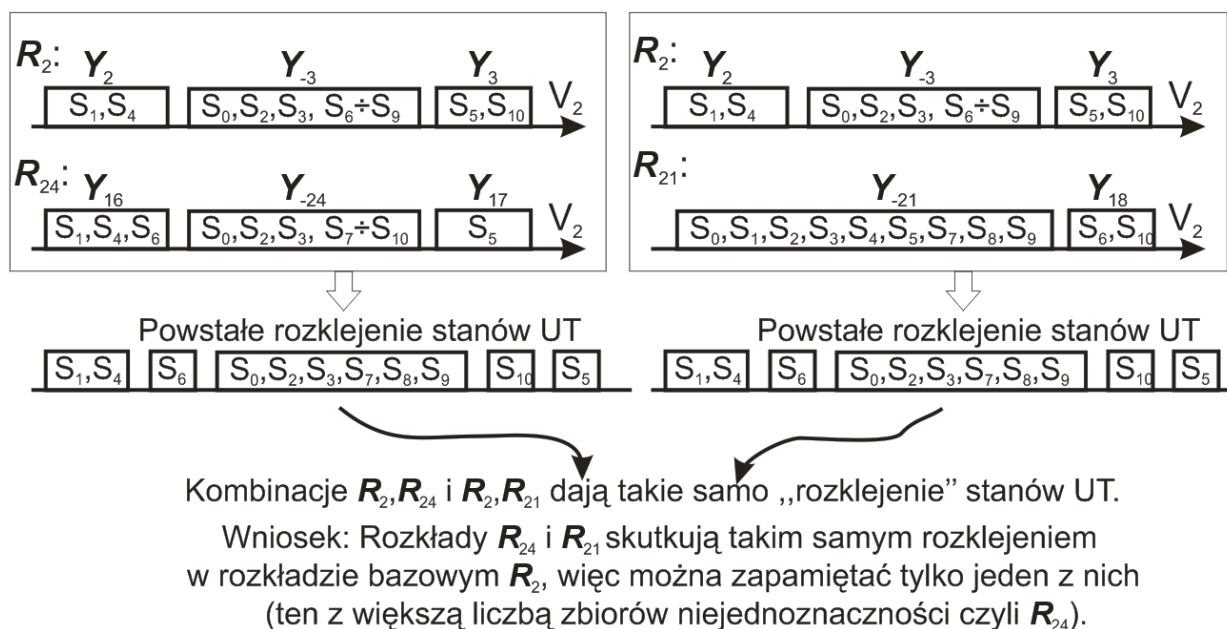
Tabela 3-9 Minimalne sklejania stanów.

Stan UT	Minimalne sklejanie stanu	Stan UT	Minimalne sklejanie stanu	Stan UT	Minimalne sklejanie stanu
S ₀	S ₀ , S ₉	S ₄	S ₄	S ₈	S ₈
S ₁	S ₁	S ₅	S ₅	S ₉	S ₀ , S ₉
S ₂	S ₂	S ₆	S ₆	S ₁₀	S ₁₀
S ₃	S ₃	S ₇	S ₇		

Krok 3

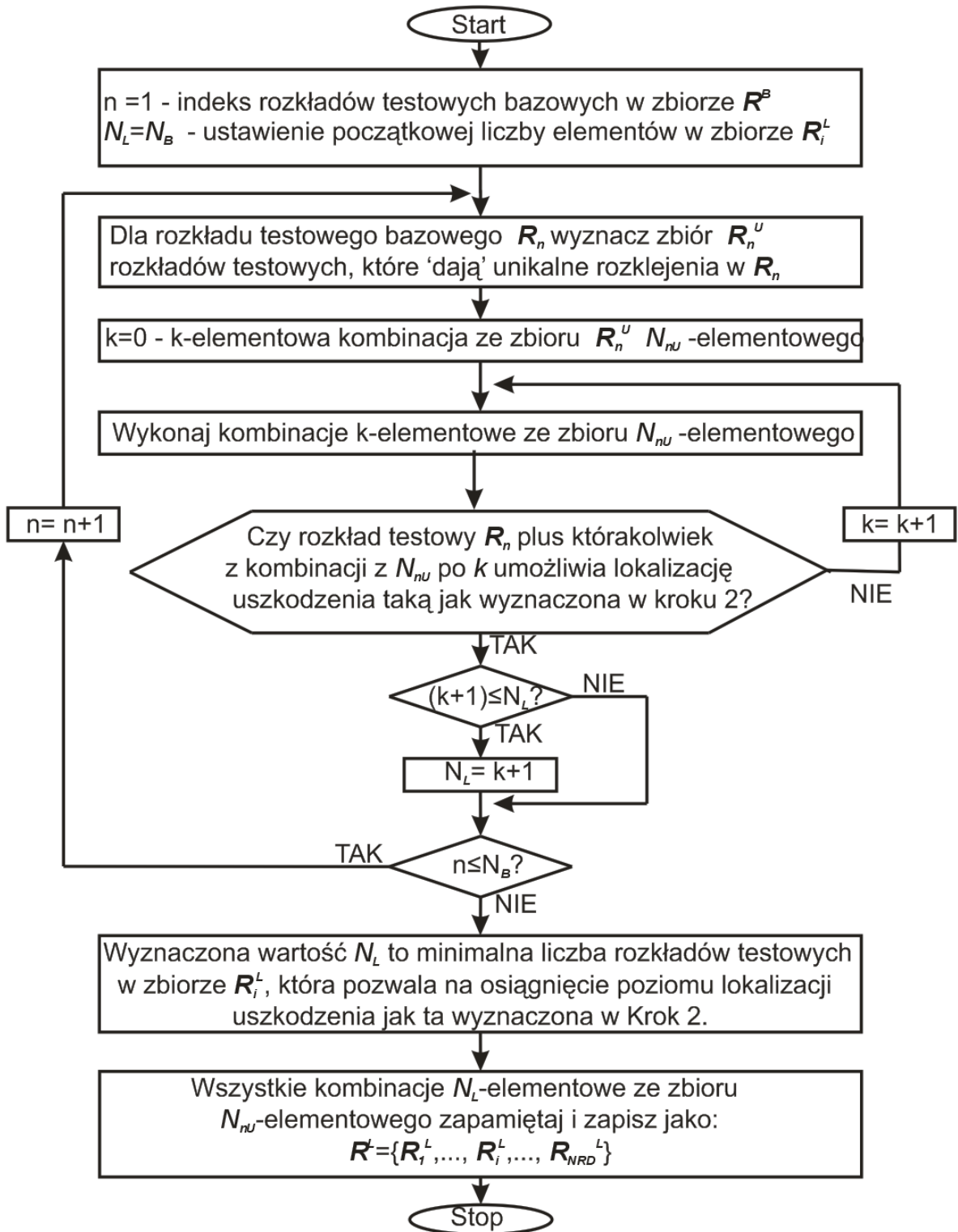
Przed przejściem do omawiania kroku 3 najpierw zostanie wyjaśnione pojęcie „unikalnego rozklejenia”. Na rysunku 3-19 przedstawiono proces wyznaczania „unikalnych rozklejeń” przez bazowe rozkłady testowe dołączane do bazowego rozkładu testowego R_2 . Do rozkładu testowego R_2 dołączany jest najpierw R_{24} . Załóżmy, że powstałe rozklejenie: $Y_2 \cap Y_{16} = \{S_1, S_4\}$, $Y_{-3} \cap Y_{16} = \{S_6\}$, $Y_{-3} \cap Y_{-24} = \{S_0, S_2, S_3, S_7, S_8, S_9\}$, $Y_3 \cap Y_{17} = \{S_{10}\}$, $Y_{17} = \{S_5\}$ jest nowe (unikalne), więc zostaje ono zapamiętane wraz z rozkładem bazowym R_{24} , który je powoduje. Następnie, do bazowego rozkładu testowego R_2 dołączany jest R_{21} . Ponieważ zarówno bazowy rozkład testowy R_{24} jak i R_{21} skutkują powstaniem takiego samego rozklejenia w R_2 więc można zadać pytanie, który z rozkładów testowych należy wybrać, tj. dodać do zbioru R_2^U , jakie zastosować kryterium? Kryterium wyboru zostało zdefiniowane podobnie jak w metodzie dołączania [Rut03], tj. o dołączeniu rozkładu testowego decyduje liczba obszarów niejednoznaczności w tym rozkładzie. Przykładowo, jeżeli dwa lub więcej bazowe rozkłady testowe powodują takie samo rozklejenie w analizowanym bazowym rozkładzie testowym R_n , to należy wybrać ten z większą liczbą zbiorów

niejednoznaczności. Jeżeli dołączane bazowe rozkłady testowe mają taką samą liczbę obszarów niejednoznaczności to należy wybrać dowolny. W analizowanym przykładzie zostanie więc wybrany bazowy rozkład testowy R_{24} , ponieważ składa się z on większej liczby obszarów niejednoznaczności niż R_{21} .



Rys. 3-19 Przykład wyznaczenia bazowego rozkładu testowego powodującego „unikalne rozkucie” dla bazowego rozkładu testowego R_2 .

Trzeci krok w dedykowanej metodzie optymalizacji doboru punktów testowych odpowiada za znalezienie minimalnych zbiorów rozkładów testowych R_i^D dla detekcji uszkodzenia i R_i^L dla lokalizacji uszkodzenia. Po zawężeniu puli rozkładów testowych (wyznaczeniu zbioru bazowych rozkładów testowych R^B), zbiory R_i^D i R_i^L można by wyznaczyć metodą wyczerpującą ze zbioru R^B . Biorąc jednak pod uwagę złożoność obliczeniową typu silnia tego problemu (kombinacje ' k z N_B '), zdecydowano się na dalsze uproszczenie problemu. Uproszczenie to polega na tym, że szukanie minimalnych zbiorów rozkładów testowych będzie wykonywane dla każdego z bazowych rozkładów testowych R_n osobno. Takie podejście pozwala na dalsze zawężenie zbioru rozkładów testowych, z których będzie wyszukiwany minimalny zbiór R_i^D i R_i^L - dla bazowego rozkładu testowego R_n tylko mała część pozostałych bazowych rozkładów testowych

Rys. 3-20 Algorytm szukania minimalnego zbioru rozkładów R_i^L .

powoduje „unikalne rozklejenia”. Zbiór takich rozkładów testowych wyznaczonych dla bazowego rozkładu testowego \mathbf{R}_n jest oznaczany jako \mathbf{R}_n^U , zatem rozmiar (złożoność obliczeniowa nadal typu silnia) tego problemu to kombinacje k -elementowe ze zbioru N_{nU} -elementowego.

Wyznaczone minimalne zbiory rozkładów testowych dla każdego z bazowych rozkładów testowych \mathbf{R}_n mają zazwyczaj różną liczbę elementów. W dalszych rozważaniach brane będą pod uwagę tylko te zbiory, które mają najmniejszą liczbę elementów (N_D – dla detekcji uszkodzenia, N_L – dla lokalizacji uszkodzenia). Zbiory te oznaczane są jako \mathbf{R}_i^D i \mathbf{R}_i^L . Bazowe rozkłady testowe \mathbf{R}_n , które umożliwiają otrzymanie zbiorów \mathbf{R}_i^D z liczbą elementów N_D tworzą zbiór pierwszych rozkładów testowych \mathbf{R}^{DP} dla detekcji uszkodzenia. Natomiast te, które umożliwiają otrzymanie zbiorów \mathbf{R}_i^L z liczbą elementów N_L tworzą zbiór pierwszych rozkładów testowych \mathbf{R}^{LP} . Na rysunku 3-20 przedstawiono opisany powyżej algorytm wyznaczania minimalnych zbiorów rozkładów testowych \mathbf{R}_i^L dla lokalizacji uszkodzenia UT.

Dla analizowanego przykładu obliczeniowego Krok 3 trzeciego etapu metody 4-tBT zostanie omówiony dla lokalizacji uszkodzenia, tj. zostanie wyznaczony zbiór \mathbf{R}^L . Wartość N_L jest ustawiona początkowo do wartości $N_B = 14$. Proces szukania minimalnej wartości N_L odbywa się w pętli bazowych rozkładów testowych począwszy od bazowego rozkładu testowego \mathbf{R}_{26} (zawierającego największą liczbę obszarów niejednoznaczności). Dla rozkładu testowego \mathbf{R}_{26} liczba elementów w wyznaczonym zbiorze \mathbf{R}_{26}^U wynosi $N_{26U} = 11$, a zatem jest ona mniejsza od liczby rozkładów bazowych $N_B = 14$ (tabela 3-10). Po wyznaczeniu zbioru punktów testowych \mathbf{R}_{26}^U można rozpocząć proces szukania minimalnej wartości N_L . Polega on na sprawdzeniu każdej k -elementowej kombinacji bazowych rozkładów testowych ze zbioru N_{26U} -elementowego, tj. najpierw wykonywane są kombinacje '0 z N_{26U}' i sprawdzane czy ta kombinacja plus analizowany bazowy rozkład testowy \mathbf{R}_{26} „dają” minimalne sklejenia stanów UT. Ponieważ żadna z kombinacji '0 z N_{26U}' , '1 z N_{26U}' , '2 z N_{26U}' plus rozkład \mathbf{R}_{26} nie umożliwiają osiągnięcia minimalnego sklejenia stanów UT więc sprawdzane są kombinacje '3 z N_{26U}' . Jedna z kombinacji '3 z N_{26U}' plus analizowany rozkład \mathbf{R}_{26}

umożliwiają uzyskanie założonego poziomu lokalizacji uszkodzeń, więc wartość $N_L = 4$. Cały opisany proces jest powtarzany dla następnych bazowych rozkładów testowych R_n i jeżeli znaleziona wartość N_L jest mniejsza od dotychczasowej to jest ona zapamiętywana (tabela 3-10). Znaleziona minimalna wartość N_L wynosi 3 i jest możliwa do uzyskania tylko dla bazowego rozkładu testowego R_2 . Oznacza to, że minimalny zbiór rozkładów testowych R_i^L zawiera trzy elementy, przy czym jeden z tych elementów to rozkład R_2 . Wszystkie takie zbiory spełniające te dwa warunki zestawiono w tabeli 3-12.

W tabeli 3-10 zebrane zostały wyznaczone dla każdego bazowego rozkładu testowego R_n zbiory R_n^U oraz znalezione wartości N_L . Dodatkowo, podano też rozmiar problemu, tj. liczbę kombinacji, które należy sprawdzić dla poszczególnych bazowych rozkładów testowych (podczas szukania minimalnej wartości N_L).

Tabela 3-10 Wyznaczanie wartości N_L dla lokalizacji stanów UT.

Bazowe rozkłady testowe R_n			Zbiór bazowych rozkładów testowych $R_n^U = \{R_{k(N_1)}, \dots, R_{k(N_{nU})}\}$ powodujących „unikalne rozklejenia” stanów UT dla bazowego rozkładu testowego R_n	N_L	Rozmiar problemu (suma kombinacji)
R_n	ZN należące do R_n	N_{qp}			
R_{26}	$Y_4, Y_{20}, Y_{-26}, Y_5$	4	$R_0, R_2, R_{14}, R_{24}, R_{28}, R_6, R_9, R_{10}, R_{13}, R_{21}, R_{29}$	4	'1z11' + '2z11' + '3z11'
R_0	Y_0, Y_{-1}, Y_1	3	$R_2, R_{14}, R_{15}, R_{24}, R_{28}, R_6, R_9, R_{10}, R_{12}, R_{13}, R_{24}, R_{29}$	4	'1 z 12' + '2 z 12' + '3z12'
R_2	Y_2, Y_{-3}, Y_3	3	$R_{14}, R_{15}, R_{24}, R_{28}, R_6, R_9, R_{10}, R_{12}, R_{13}, R_{29}$	3	'1 z 10' + '2 z 10'
R_{14}	Y_{12}, Y_{13}, Y_7	3	$R_{15}, R_{24}, R_{28}, R_6, R_9, R_{10}, R_{12}, R_{13}, R_{21}, R_{29}$	-	'1 z 10' + '2 z 10'
R_{15}	Y_{14}, Y_{-15}, Y_1	3	$R_{24}, R_6, R_9, R_{10}, R_{12}, R_{13}, R_{21}, R_{29}$	-	'1 z 8' + '2 z 8'
R_{24}	Y_{16}, Y_{-24}, Y_{17}	3	$R_{28}, R_6, R_{10}, R_{12}, R_{13}, R_{21}, R_{29}$	-	'1 z 7' + '2 z 7'
R_{28}	Y_{19}, Y_{-27}, Y_{15}	3	$R_6, R_9, R_{10}, R_{12}, R_{13}, R_{21}, R_{29}$	-	'1 z 7' + '2 z 7'
R_6	Y_{-7}, Y_6	2	$R_9, R_{10}, R_{12}, R_{13}, R_{21}, R_{29}$	-	'1 z 6' + '2 z 6'
R_9	Y_{-10}, Y_8	2	$R_{10}, R_{12}, R_{13}, R_{21}, R_{29}$	-	'1 z 5' + '2 z 5'
R_{10}	Y_9, Y_{-11}	2	$R_{12}, R_{13}, R_{21}, R_{29}$	-	'1 z 4' + '2 z 4'
R_{12}	Y_{-13}, Y_{10}	2	R_{13}, R_{21}, R_{29}	-	'1 z 3' + '2 z 3'
R_{13}	Y_{11}, Y_{-14}	2	R_{21}, R_{29}	-	'1 z 2' + '2 z 2'
R_{21}	Y_{-21}, Y_{18}	2	R_{29}	-	'1 z 1'
R_{29}	Y_{21}, Y_{-28}	2	-	-	

W tabeli 3-11 zebrano znalezione minimalne zbiory rozkładów testowych \mathbf{R}_i^D . Dla detekcji uszkodzenia aż trzy bazowe rozkłady testowe umożliwiają uzyskanie zbiorów \mathbf{R}_i^D z minimalną liczbą elementów ($N_D = 3$). Zbiór rozkładów pierwszych dla detekcji uszkodzenia $\mathbf{R}^{DP} = \{\mathbf{R}_{26}, \mathbf{R}_2, \mathbf{R}_{14}\}$, dla lokalizacji uszkodzenia $\mathbf{R}^{LP} = \{\mathbf{R}_2\}$.

Tabela 3-11 Zbiór minimalnych zbiorów rozkładów testowych \mathbf{R}_i^D dla detekcji uszkodzenia.

$\mathbf{R}^D = \{\mathbf{R}_1^D, \dots, \mathbf{R}_i^D, \dots, \mathbf{R}_{N_{RD}}^D\}; T_a = \{f_G, R_L\}; tol = 3 \%, V_2$					
\mathbf{R}_i^D	\mathbf{R}_n należące do \mathbf{R}_i^D	\mathbf{R}_i^D	\mathbf{R}_n należące do \mathbf{R}_i^D	\mathbf{R}_i^D	\mathbf{R}_n należące do \mathbf{R}_i^D
\mathbf{R}_1^D	$\mathbf{R}_{26}, \mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_6$	\mathbf{R}_6^D	$\mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{24}, \mathbf{R}_{12}$	\mathbf{R}_{11}^D	$\mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{28}, \mathbf{R}_{12}$
\mathbf{R}_2^D	$\mathbf{R}_2, \mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_9$	\mathbf{R}_7^D	$\mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{24}, \mathbf{R}_{13}$	\mathbf{R}_{12}^D	$\mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{28}, \mathbf{R}_{13}$
\mathbf{R}_3^D	$\mathbf{R}_2, \mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{13}$	\mathbf{R}_8^D	$\mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{28}, \mathbf{R}_6$	\mathbf{R}_{13}^D	$\mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_6, \mathbf{R}_{10}$
\mathbf{R}_4^D	$\mathbf{R}_2, \mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{12}$	\mathbf{R}_9^D	$\mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{28}, \mathbf{R}_9$	\mathbf{R}_{14}^D	$\mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{24}, \mathbf{R}_6$
\mathbf{R}_5^D	$\mathbf{R}_2, \mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_6$	\mathbf{R}_{10}^D	$\mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{24}, \mathbf{R}_9$	\mathbf{R}_{15}^D	$\mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_6, \mathbf{R}_{13}$

Tabela 3-12 Zbiór minimalnych zbiorów rozkładów testowych \mathbf{R}_i^L dla lokalizacji uszkodzenia.

$\mathbf{R}^L = \{\mathbf{R}_1^L, \dots, \mathbf{R}_i^L, \dots, \mathbf{R}_{N_{RL}}^L\}; T_a = \{f_G, R_L\}; tol = 3 \%, V_2$			
\mathbf{R}_i^L	\mathbf{R}_n należące do \mathbf{R}_i^L	\mathbf{R}_i^L	\mathbf{R}_n należące do \mathbf{R}_i^L
\mathbf{R}_1^L	$\mathbf{R}_2, \mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{12}$	\mathbf{R}_2^L	$\mathbf{R}_2, \mathbf{R}_{14}, \mathbf{R}_{13}$

W przypadku lokalizacji uszkodzenia, zbiór \mathbf{R}_i^L z minimalną liczbą elementów $N_L = 3$ jest możliwy do osiągnięcia tylko wtedy, gdy będzie zawierał rozkład testowy \mathbf{R}_2 (rozkład ten nie zawiera największej liczby zbiorów niejednoznaczności N_{qp}). Używając innych metod optymalizacji doboru punktów testowych (metody dołączania, metoda z użyciem kanału informacyjnego z zakłóceniami) otrzymamy zbiór \mathbf{R}_i^L z liczbą elementów $N_L = 4$ (mniej korzystne rozwiązanie, tabela 3-10), ponieważ metody te zawsze jako pierwszy do zbioru \mathbf{R}_i^L włączają rozkład testowy z największą liczbą obszarów niejednoznaczności (rozkład ten daje najmniejszą stratę informacji).

Zakładając, że przed Krokiem 3 znana byłaby wartość N_L , to rozmiar problemu wyszukania zbiorów \mathbf{R}_i^L z wykorzystaniem przeszukiwania wyczerpującego wynosiłby w przybliżeniu $\binom{N_{np}}{N_L} = \binom{30}{3}$. Rozmiar problemu w zaproponowanej dedykowanej metodzie

optymalizacji doboru punktów testowych wynosi: $\sim N_B \cdot \binom{N_{nU}}{N_L} \cong 14 \cdot \binom{11}{3}$, zatem jest on znacząco mniejszy.

Krok 4

Uzyskane najlepsze zbiory punktów testowych P^D i P^L na podstawie wyznaczonych minimalnych zbiorów rozkładów testowych R_i^D i R_i^L są przedstawione odpowiednio w tabelach 3-13 i 3-14.

Tabela 3-13 Zbiór najlepszych punktów testowych P^D dla detekcji uszkodzenia w UT.

Zbiór najlepszych punktów testowych P^D dla detekcji uszkodzenia w UT					
Punkty testowe P_q					Rozkłady testowe R_n
P_q	Pobudzenie testowe $T_a = \{f_G, R_L\}$	Zbiory niejednoznaczności dla punktu testowego P_q wraz z zakresami napięć (w woltach)			
P_1	$f_{G1} = 3,043 \text{ MHz}$, $R_{L1} = 98,7 \Omega$	Y_2 $V_2 = (3,5; 5,1)$	Y_{-3} $V_2 = (5,2; 5,6)$	Y_3 $V_2 = (5,7; 6,7)$	$P_1 \in R_2$
P_2	$f_{G2} = 9,85 \text{ MHz}$, $R_{L2} = 9,04 \Omega$	Y_{12} $V_2 = (2,9; 3,8)$	Y_{13} $V_2 = (3,9; 4,3)$	Y_7 $V_2 = (4,33; 6,05)$	$P_2 \in R_{14}$
P_3	$f_{G3} = 10,19 \text{ MHz}$, $R_{L3} = 91,82 \Omega$	Y_{-13} $V_2 = (9,3; 18,3)$		Y_{10} $V_2 = (18,6; 22,7)$	$P_3 \in R_{12}$

Tabela 3-14 Zbiór najlepszych punktów testowych P^L dla lokalizacji uszkodzenia w UT.

Zbiór najlepszych punktów testowych P^L dla lokalizacji uszkodzenia w UT					
Punkty testowe P_q					Rozkłady testowe R_n
P_q	Pobudzenie testowe $T_a = \{f_G, R_L\}$	Zbiory niejednoznaczności dla punktu testowego P_q wraz z zakresami napięć (w woltach)			
P_1	$f_{G1} = 3,043 \text{ MHz}$, $R_{L1} = 98,7 \Omega$	Y_2 $V_2 = (3,5; 5,1)$	Y_{-3} $V_2 = (5,2; 5,6)$	Y_3 $V_2 = (5,7; 6,7)$	$P_1 \in R_2$
P_2	$f_{G2} = 9,85 \text{ MHz}$, $R_{L2} = 9,04 \Omega$	Y_{12} $V_2 = (2,9; 3,8)$	Y_{13} $V_2 = (3,9; 4,3)$	Y_7 $V_2 = (4,33; 6,05)$	$P_2 \in R_{14}$
P_4	$f_{G4} = 20,2 \text{ MHz}$, $R_{L4} = 100 \Omega$	Y_{11} $V_2 = (2,3; 4,3)$		Y_{-14} $V_2 = (4,8; 23,7)$	$P_4 \in R_{13}$

3.3.4 Czwarty etap metody 4-tBT

W testowaniu i diagnostyce AUE koszt testu układu jest drugim najważniejszym czynnikiem zaraz po skuteczności diagnozy [Milo94]. Przyjmuje się, że dla AUE od 20% do 40% ceny układu związane jest z kosztami testowania [Milo98]. Na koszt testu układu składa się koszt przygotowania testu na etapie przedtestowym oraz jego przeprowadzenia na linii produkcyjnej. Z uwagi na fakt, że koszt przygotowania testu stanowi małą część całkowitego kosztu testowania układu, można założyć, że koszt testu układu jest równoznaczny z kosztem fizycznego testowania układu. Koszt fizycznego testowania związany jest przede wszystkim z ceną testera AUE, które są bardzo drogie. W prostym rachunku ekonomicznym cena urządzenia testującego (testera) jest wliczana w cenę układu, zatem im szybciej będziemy testować układ lub im krócej będzie trwał test, tym mniejszy będzie procentowy udział kosztów testu w końcowej cenie AUE. Koszt testowania jest liniowo zależny od czasu testu, dlatego też redukcja czasu testu może realnie obniżyć koszt układu.

Czas testu można skrócić na dwa sposoby. Pierwszy z nich to optymalizacja doboru punktów testowych (trzeci etap metody 4-tBT). Drugi, to sposób sprzętowy, tj. zastosowanie specjalizowanego testera. Inspiracją dla stworzenia rozwiązania sprzętowego umożliwiającego redukcję czasu testu w metodzie 4-tBT było istnienie podobnego rozwiązania dla metody TTM, tj. techniki testowania sygnałem multiton [Golo06]. Testowanie sygnałem multiton (Rys. 3-21) w metodzie TTM (z pobudzeniem AC) mimo ewidentnej zalety posiada także wady, które związane są z trudnością wyodrębnienia poszczególnych sygnałów z odpowiedzi testowanego układu [Golo07], [Izyd99].

Aby możliwa była sprzętowa redukcja czasu testu w metodzie 4-tBT, technikę testowania multiton należy zmodyfikować i rozszerzyć tak, by uwzględniała dołączony czwórnik testujący. Zaproponowane podejście sprzętowej redukcji czasu testu dla metody 4-tBT łączy w sobie dwie techniki: sygnał multiton oraz syntezę impedancji dwójnika RLC (Rys. 3-22) [Kyz10a]. Parametry elementów pasywnych czwórnik testującego (rezystancje i reaktancje) można potraktować jako część rzeczywistą i urojoną impedancji odpowiednich gałęzi czwórnik. Jeżeli uwzględnić fakt, że wartość

impedancji $Z(j\omega)$ jest funkcją częstotliwości pobudzenia AC (elementu aktywnego czwórnika testującego) to otrzymamy $Z(j\omega) = Re(\omega) + jIm(\omega)$. Dzięki takiemu zapisowi, mechanizm identyczny jak w podejściu multiton można zastosować dla elementów pasywnych czwórnika testującego, tj. zaprojektować taki dwójnik RLC, który będzie realizował zadane wartości impedancji gałęzi czwórnika aktywnego typu Π (problem syntezy impedancji dwójnika RLC). Fizycznie problem syntezy impedancji dwójnika RLC został rozwiązany przy użyciu heurystycznego algorytmu programowania genetycznego (Dodatki B, C).

W analizowanym przykładzie obliczeniowym do testowanego układu jest dołączony tylko jeden element pasywny (rezystancja obciążenia R_L). Zatem, sprzętowa redukcja czasu testu będzie polegała na zaprojektowaniu dwójników RLC, które będą realizowały wartości rezystancji ze zbioru punktów testowych \mathbf{P}^D i \mathbf{P}^L (dla detekcji uszkodzenia tabela 3-13, dla lokalizacji uszkodzenia tabela 3-14). Parametry algorytmu programowania genetycznego oraz zbiory węzłów i terminali drzewa użyte w syntezy impedancji dwójnika RLC były identyczne jak te przedstawione w Dodatkach B i C (tabela 8-1, tabela 8-2), wyjątkiem była głębokości drzewa, której wartość została ustalona na 4. Dla lokalizacji uszkodzenia otrzymana struktura dwójnika RLC, realizująca dwie wybrane wartości ze zbioru \mathbf{P}^L , została przedstawiona na rysunku 3-23. Wartości impedancji realizowane przez tą strukturę przedstawiono w tabeli 3-15. Różnica między zadanymi wartościami impedancji (z punktów testowych) a wartościami realizowanymi przez dwójnik RLC nie jest duża (nie przekracza 3 %), potwierdzając tym samym skuteczność metody heurystycznej w problemie syntezy funkcji układowej układów elektronicznych.

Tabela 3-15 Realizowane wartości impedancji przez dwójnik RLC.

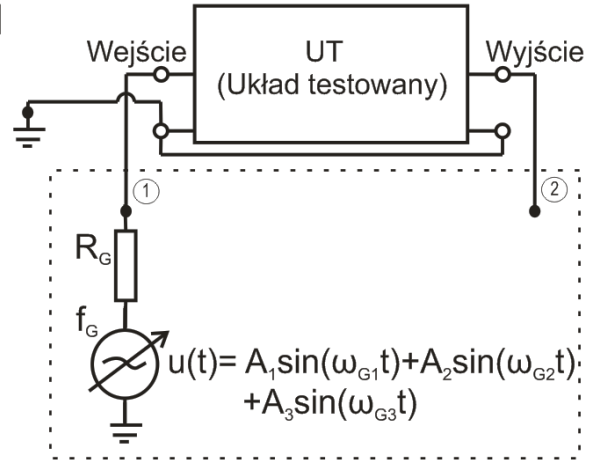
Wartość częstotliwości f_G z zbioru punktów testowych \mathbf{P}^L	Wartość rezystancji R_L z zbioru punktów testowych \mathbf{P}^L	Wartości impedancji realizowane przez otrzymaną strukturę RLC	$\delta_{wzg} Re\{Z_{RLC}(j\omega)\}$
$f_{G1} = 3,043 \text{ MHz}$	$R_{L1} = 98,70 \ \Omega$	$Z_{RLC}(j\omega) = (95,50 + 0,5j) \ \Omega$	3 %
$f_{G3} = 9,850 \text{ MHz}$	$R_{L2} = 9,04 \ \Omega$	$Z_{RLC}(j\omega) = (9,13 + 0j) \ \Omega$	1 %

Pobudzenia testowe z minimalnego zbioru punktów testowych

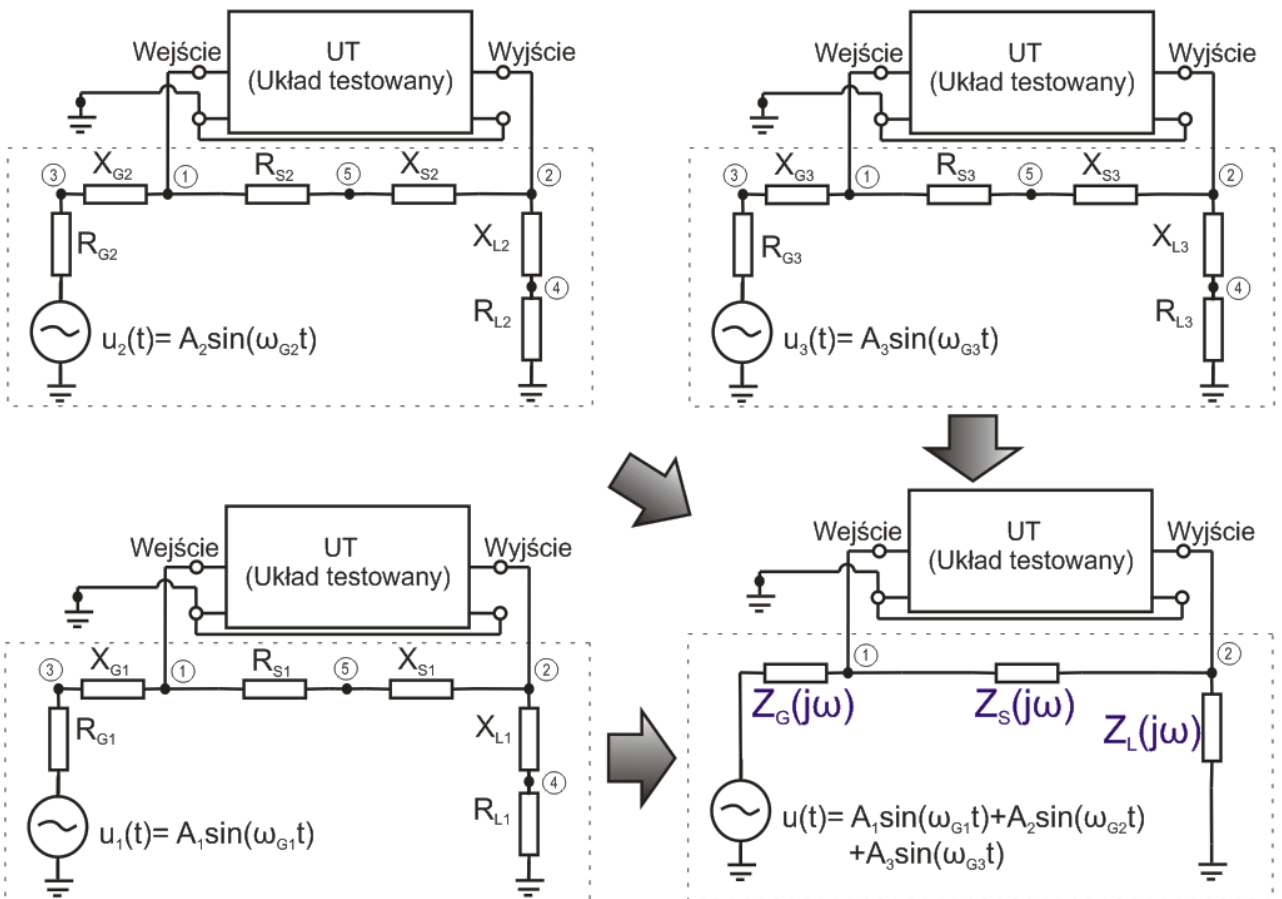
Nr	f_G
1	f_{G1}
2	f_{G2}
3	f_{G3}



Tradycyjna metoda testowania

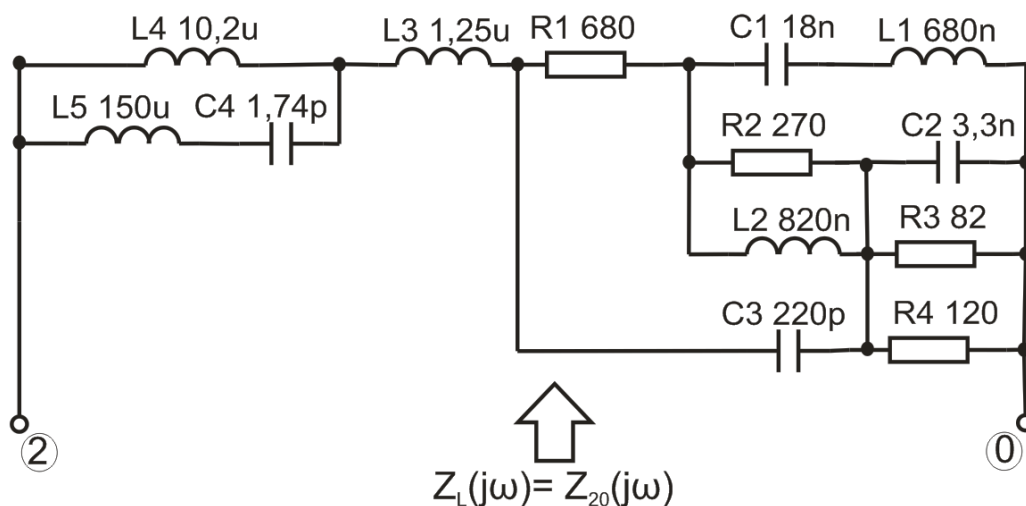


Rys. 3-21 Sprzętowa redukcja czasu testu w TTM.



Rys. 3-22 Sprzętowa redukcja czasu testu w metodzie testowania 4-tBT.

Zbiór P^L zawiera dwa pobudzenia testowe, oznacza to, że podczas lokalizacji uszkodzenia fizycznie należy wykonać pomiar UT najpierw dla pierwszego pobudzenia testowego a następnie dla drugiego pobudzenia testowego. Podczas fizycznego procesu testowania UT na linii produkcyjnej użycie otrzymanej struktury dwójnika RLC i sygnału multiton pozwala na dwukrotne przyspieszenie procesu lokalizacji uszkodzenia w UT.



Rys. 3-23 Znaleziona struktura dwójnika pasywnego RLC.

Mimo ewidentnej zalety zaproponowanej sprzętowej metody redukcji czasu testu w metodzie 4-tBT, można wymienić też kilka wad, problemów inżynierskich związanych z wytworzeniem odpowiedniej struktury oraz z pomiarem parametrów odpowiedzi układu [Golo07b], [Kyz10a]:

- problem wyodrębnienia poszczególnych sygnałów z odpowiedzi testowanego układu (taki sam problem jak w przypadku techniki multiton w TTM),
- wartości impedancji zadanych różnią się zazwyczaj od tych realizowanych przez strukturę dwójnika RLC. Wynika to przede wszystkim ze stopnia skomplikowania zagadnienia syntezy impedancji dwójnika RLC,
- stopień skomplikowania struktury dwójnika RLC rośnie wraz z liczbą realizowanych wartości impedancji. Duży stopień skomplikowania czwórnik testującego rodzi pytania związane z niezawodnością testera.

Wyniki przeprowadzanych badań potwierdzają słuszność trzeciej tezy cząstkowej:

Zastosowanie syntezy impedancji dwójnika RLC do wyznaczania wartości elementów struktury dołączonej do testowanego układu przyspiesza proces fizycznego testowania układu na linii produkcyjnej.

4 Przykłady obliczeniowe

W tym rozdziale porównano skuteczność metody testowania 4-tBT ze skutecznością innych metod (tradycyjnej metody testowania, oscylacyjnej metody testowania). W tym celu przebadano trzy układy referencyjne zaczerpnięte z literatury (z uwagi na ograniczenie się do pobudzenia AC w metodzie 4-tBT analizowano tylko układy liniowe). Dodatkowo przeanalizowano złożoność obliczeniową poszczególnych etapów metody 4-tBT, która związana jest z typem i wielkością testowanego układu. Zbadano również jak wymiar przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S wpływa na detekcję i lokalizację uszkodzenia w testowanym układzie.

Dla przykładów obliczeniowych symulowano pojedyncze uszkodzenia katastroficzne albo pojedyncze uszkodzenia parametryczne. Dla uszkodzeń katastroficznych zwarcie modelowano jako bocznikujący rezystor o wartości 1 m Ω a rozwarcie jako dołączenie w szereg rezystora o wartości 100 G Ω [Grze08], [Tad08]. Uszkodzenie parametryczne „plus” i „minus” zilustrowano na rysunku 3-7c, wartości a i b (opisujące wielkość tego uszkodzenia) były ustalane indywidualnie, w zależności od konkretnego przykładu obliczeniowego. Tolerancja nieuszkodzonych elementów testowanego układu zależy od przykładu obliczeniowego i waha się między 2 a 5 %. Liczba analiz Monte Carlo testowanego układu została ustalona na $N_{MC}=80$. Symulacja układu testowanego odbywała się z wykorzystaniem symulatora układów elektronicznych Pspice 9.1 [Chua75], [Izyd93].

Wartości parametrów algorytmów heurystycznych PSO i GP, które były używane odpowiednio w drugim i czwartym etapie metody 4-tBT, ustalono jak w dodatkach A, B i C. Pominięto prezentację szczegółowych danych z etapów metody 4-tBT, tj. tego jakie zbiory niejednoznaczności przypisane są punktom testowym oraz jakie stany UT wchodzą w skład zbiorów niejednoznaczności.

4.1 Układ dopasowania impedancyjnego

Układ dopasowania impedancyjnego (Rys. 3-7a) jest stosunkowo prostym pasywnym układem liniowym, który doskonale obrazuje zalety metody testowania 4-tBT [Fin03], [Kyz09]. Układ posiada skończoną impedancję wejściową i niezerową impedancję wyjściową. W **rozdziale 3** poszczególne etapy metody 4-tBT zostały szczegółowo omówione na przykładzie obliczeniowym UDI (tolerancja elementów nieuszkodzonych $tol = 3\%$). W tym rozdziale zostaną przedstawione wyniki symulacji UDI dla przypadku użycia metody 4-tBT z różnymi konfiguracjami czwórnika testującego oraz dla przypadku użycia tradycyjnej metody testowania.

Tabela 4-1 Wartości przedziałów przestrzeni poszukiwań dla UDI.

Element pobudzenia testowego T_a	Przedziały wartości elementów pobudzenia testowego T_a		
	Wartość odniesienia	Min	Max
Częstotliwość generatora f_G	13,56 MHz	2,23MHz	20,22 MHz
Rezystancja obciążenia R_L	50 Ω	0,1 Ω	4 k Ω
Reaktancja obciążenia X_L	0 Ω	-10 k Ω	10 k Ω
Rezystancja generatora R_G	4 Ω	0,1 Ω	40 Ω
Reaktancja generatora X_G	0 Ω	-40 Ω	40 Ω
Rezystancja pętli sprzężenia R_S	∞	0,1 Ω	50 k Ω
Reaktancja pętli sprzężenia X_S	∞	-20 k Ω	100 Ω

Do dalszych rozważań przyjęto następujące założenia:

- 1) uszkodzenia parametryczne dla wszystkich elementów układu (wartości: $a = 15\%$, $b = 50\%$, Rys. 3-7c), liczba stanów UT jest równa 11 (tabela 4-2), tolerancja elementów układu $tol_C = tol_L = 5\%$, liczba analiz Monte Carlo jest równa $N_{MC} = 80$, mierzone wartości to napięcie V i faza VP z dostępnych pomiarowo węzłów testowych.
- 2) wymiar przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S zawiera się między 2 a 7. Obszar przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S (przedziały wartości elementów pobudzenia testowego T_a , tabela 4-1) ustalony został na podstawie wartości współczynników macierzy

admitancyjnej UDI i doświadczenia inżyniera projektanta. Liczba węzłów testowych zależy od użytego wariantu metody 4-tBT.

4.1.1 Testowanie układu dopasowania impedancyjnego metodą 4-tBT z siedmiowymiarową przestrzenią poszukiwań \mathcal{R}^S

W wariacie metody 4-tBT z siedmiowymiarową przestrzenią poszukiwań \mathcal{R}^S do testowanego UDI dołączony jest czwórnik aktywny typu Π (Rys. 3-2a). Dołączenie do testowanego układu takiej struktury, skutkuje pojawieniem się trzech nowych węzłów testowych o numerach: 3, 5, 4 (liczba wszystkich dostępnych pomiarowo węzłów testowych jest równa 5). Podczas symulacji w programie Pspice mierzono napięcie i fazę dla każdego węzła testowego dostępnego pomiarowo ($N_M = 10$).

Tabela 4-2 Rezultaty badań UDI dla metody 4-tBT z siedmiowymiarową PP.

Stan UT	Stan jednoznacznie identyfikowany
S_0 (nieuszkodzony)	TAK
S_1 (C1 param. minus)	TAK
S_2 (L2 param. plus)	TAK
S_3 (L2 param. minus)	TAK
S_4 (C2 param. plus)	TAK
S_5 (C2 param. minus)	TAK
S_6 (L1 param. plus)	TAK
S_7 (L1 param. minus)	TAK
S_8 (C3 param. plus)	TAK
S_9 (C3 param. minus)	TAK
S_{10} (C1 param. plus)	TAK

Po wykonaniu pierwszych trzech etapów metody 4-tBT otrzymano wyniki, które przedstawiono w tabelach 4-2, 4-3, 4-4. Każdy stan UT ze słownika uszkodzeń może być jednoznacznie zidentyfikowany.

Tabela 4-3 Zbiór najlepszych punktów testowych P^D dla detekcji uszkodzenia w UT.

Zbiór najlepszych punktów testowych P^D dla detekcji uszkodzenia w UT			
Punkty testowe P_q			
P_q	Pobudzenie testowe $T_a = \{f_G, R_L, X_L, R_G, X_G, R_S, X_S\}$	Zbiory niejednoznaczności dla punktu testowego P_q wraz z zakresami napięć/stopni	
P_1	$f_G= 19,8\text{MHz}, R_L= 2\text{k}\Omega, C_L= 1\text{pF}, R_G= 2,6\Omega, C_G= 514\text{pF}, R_S= 18,8\text{k}\Omega, C_S= 1,2\text{pF}$	Y_{-20} $V_2 = (0,36; 1,2)$	Y_{16} $V_2 = (1,35; 17,5)$
P_2	$f_G= 10,7\text{MHz}, R_L= 3,8\text{k}\Omega, L_L= 130\mu\text{H}, R_G= 10,8\Omega, L_G= 415\text{nH}, R_S= 43\text{k}\Omega, C_S= 2,2\text{pF}$	Y_{23} $VP_5 = (2,9; 3,8)$	Y_{18} $VP_5 = (3,9; 4,3)$
P_3	$f_G= 2,26\text{MHz}, R_L= 0,1\Omega, L_L= 244\mu\text{H}, R_G= 0,1\Omega, C_G= 1,75\text{nF}, R_S= 23\text{k}\Omega, C_S= 15,4\text{pF}$	Y_{-25} $VP_4 = (9,3; 18,3)$	Y_{19} $VP_4 = (18,6; 22,7)$
P_4	$f_G= 10,9\text{MHz}, R_L= 1\text{k}\Omega, C_L= 5\text{pF}, R_G= 16\Omega, L_G= 23,5\text{nH}, R_S= 9,6\text{k}\Omega, C_S= 1,4\text{pF}$	Y_{-27} $V_4 = (5,4; 9,1)$	Y_{20} $V_4 = (9,2; 16,2)$

Tabela 4-4 Zbiór najlepszych punktów testowych P^L dla lokalizacji uszkodzenia w UT.

Zbiór najlepszych punktów testowych P^L dla lokalizacji uszkodzenia w UT			
Punkty testowe P_q			
P_q	Pobudzenie testowe $T_a = \{f_G, R_L, X_L, R_G, X_G, R_S, X_S\}$	Zbiory niejednoznaczności dla punktu testowego P_q wraz z zakresami napięć/stopni	
P_5	$f_G= 3,43\text{MHz}, R_L= 0,1\Omega, C_L= 14\text{pF}, R_G= 13,4\Omega, C_G= 1,1\text{nF}, R_S= 16,6\text{k}\Omega, C_S= 2,3\text{pF}$	Y_5 $VP_5 = (-30; -25)$	Y_{-11} $VP_5 = (-24; -22)$
P_6	$f_G= 15,4\text{MHz}, R_L= 1,35\text{k}\Omega, C_L= 1\text{pF}, R_G= 0,1\Omega, C_G= 257\text{pF}, R_S= 0,1\Omega, C_S= 1\text{pF}$	Y_{-19} $VP_2 = (-180; -0,3)$	Y_{13} $VP_2 = (-0,2; -0,17)$
P_7	$f_G= 2,76\text{MHz}, R_L= 0,1\Omega, L_L= 156\mu\text{H}, R_G= 0,1\Omega, C_G= 4,1\text{nF}, R_S= 13,8\text{k}\Omega, C_S= 6,68\text{pF}$	Y_9 $VP_4 = (-0,16; -0,14)$	Y_{-26} $VP_4 = (-0,13; -0,12)$
P_1	$f_G= 19,8\text{MHz}, R_L= 2\text{k}\Omega, C_L= 1\text{pF}, R_G= 2,6\Omega, C_G= 514\text{pF}, R_S= 18,8\text{k}\Omega,$	Y_{-20} $V_2 = (0,36; 1,2)$	Y_{16} $V_2 = (1,35; 17,5)$
P_2	$f_G= 10,7\text{MHz}, R_L= 3,8\text{k}\Omega, L_L= 130\mu\text{H}, R_G= 10,8\Omega, L_G= 415\text{nH},$	Y_{23} $VP_5 = (2,9; 3,8)$	Y_{18} $VP_5 = (3,9; 4,3)$

Wyznaczony w trzecim etapie metody 4-tBT zbiór punktów testowych P^D , pozwalający na detekcję uszkodzenia w testowanym układzie składa się z czterech punktów testowych (tabela 4-3). Minimalny najlepszy zbiór punktów testowych P^L

pozwalający na lokalizację uszkodzenia w testowanym układzie składa się z pięciu punktów testowych (tabela 4-4). Dla każdego punktu testowego podane zostały szczegółowe informacje, tj. wartości elementów pobudzenia testowego T_a oraz rozmieszczenie zbiorów niejednoznaczności.

4.1.2 Informacja diagnostyczna w zależności od użytego wariantu metody 4-tBT

Interesującym zagadnieniem w metodzie 4-tBT jest sprawdzenie jak wymiar przestrzeni poszukiwań \mathbb{R}^S wpływa na informację diagnostyczną oraz co z tym związane, na skuteczność detekcji i lokalizacji uszkodzenia w UT. W tym celu sprawdzone zostały wybrane warianty metody 4-tBT, począwszy od tych z użyciem dwuwymiarowej przestrzeni poszukiwań a skończywszy na siedmiowymiarowej przestrzeni poszukiwań [Kyz09]. Dla wariantu metody 4-tBT z wymiarem przestrzeni poszukiwań \mathbb{R}^S mniejszym niż siedem, wartości elementów czwórnika testującego, które są „nieobecne” w wektorze pobudzenia testowego T_a są ustalane do wartości odniesienia (tabela 4-1). W celach porównawczych przesymulowano testowany układ dla tradycyjnej metody testowania z pobudzeniem typu AC (Rys. 3-2b). Parametry symulacji dla TTM oraz zakres częstotliwości generatora przyjęto taki sam jak dla metody 4-tBT. Najbardziej zbliżonym do TTM jest wariant metody 4-tBT z dwuwymiarową przestrzenią poszukiwań (Rys. 3-2d). TTM z pobudzeniem AC jest zatem specjalnym przypadkiem wariantu metody 4-tBT z jednowymiarową przestrzenią poszukiwań (częstotliwość generatora f_G), w której elementy X_G, R_S, X_S, R_L, X_L czwórnika testującego są „nieobecne”, tj. $X_G = 0 \Omega, R_S \rightarrow \infty, X_S \rightarrow \infty, R_L \rightarrow \infty, X_L \rightarrow \infty$.

W tabeli 4-5 zostały zebrane wyniki symulacji testowanego układu dla TTM oraz dla wybranych wariantów metody 4-tBT. Wyniki przedstawiają informację diagnostyczną (liczba zbiorów niejednoznaczności N_Y , liczba rozkładów testowych N_R) znaną w drugim etapie metody 4-tBT oraz uzyskane poziomy detekcji i lokalizacji uszkodzenia testowanego układu (stany UT jednoznacznie zlokalizowane).

Tabela 4-5 Rezultaty symulacji UDI dla różnych wariantów metody 4-tBT.

Wymiar przestrzeni poszukiwań R^S		Wyniki symulacji			
D	$T_a = \{T_1, T_2, \dots, T_{N_e}\}$	N_Y	N_R	Węzły testowe	Stany UT jednoznacznie identyfikowane
1	f_G (TTM)	7	4	1, 2	-
	R_L	0	0	1, 2	-
2	f_G, R_L	40	24	1, 2	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, X_L	23	14	1, 2	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₁₀
	f_G, R_S	11	6	1, 2	S ₁ , S ₄ , S ₅ , S ₁₀
	f_G, X_S	26	16	1, 2	S ₁ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₁₀
	R_L, R_G	17	9	1, 2	S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉
3	f_G, R_L, X_L	28	16	1, 2, 4	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₈ , S ₁₀
	f_G, R_L, R_S	43	26	1, 2	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, R_L, X_S	39	24	1, 2	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, R_L, R_G	42	26	1, 2	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, X_L, R_G	46	29	1, 2	S ₁ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, X_L, X_S	33	20	1, 2	S ₁ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, R_G, R_S	24	14	1, 2	S ₁ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, R_G, X_S	24	15	1, 2	S ₁ , S ₄ , S ₅ , S ₁₀
4	f_G, R_S, X_S	18	11	1, 2, 5	S ₁ , S ₄ , S ₅ , S ₁₀
	f_G, R_L, R_G, R_S	57	36	1, 2	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, R_L, R_G, X_S	46	29	1, 2	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, X_L, R_G, R_S	41	25	1, 2	S ₁ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, R_L, X_L, R_S	26	15	1, 2, 4	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₈ , S ₁₀
	f_G, R_L, X_L, X_S	27	16	1, 2, 4	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₈ , S ₁₀
	f_G, R_L, R_S, X_S	40	25	1, 2, 5	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, X_L, R_S, X_S	43	27	1, 2, 5	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, R_G, R_S, X_S	24	14	1, 2, 5	S ₁ , S ₃ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₈ , S ₁₀
R_L, X_L, R_G, R_S	18	10	1, 2, 4	S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉	
5	f_G, R_L, X_L, R_G, R_S	28	16	1, 2, 4	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₈ , S ₁₀
	f_G, R_L, X_L, R_G, X_S	56	28	1, 2, 4	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	f_G, R_L, R_G, R_S, X_S	56	41	1, 2, 5	S ₀ , S ₁ , S ₂ , S ₃ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	R_L, X_L, R_G, X_G, R_S	18	10	1, 2, 3, 4	S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉
6	$f_G, R_L, X_L, R_G, X_G, R_S$	44	27	1, 2, 3, 4	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
	$f_G, R_L, X_L, R_G, X_G, X_S$	44	27	1, 2, 3, 4	S ₁ , S ₂ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀
7	$f_G, R_L, X_L, R_G, X_G, R_S, X_S$	51	31	1, 2, 3, 4, 5	S ₀ , S ₁ , S ₂ , S ₃ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀

W oparciu o przedstawione wyniki można stwierdzić, że metoda 4-tBT pozwala na uzyskanie lepszych rezultatów niż metoda TTM. W przypadku tradycyjnej metody testowania nie jest możliwa jednoznaczna detekcja ani lokalizacja uszkodzenia w testowanym układzie. W przypadku metody 4-tBT z siedmiowymiarową PP możliwa jest zarówno jednoznaczna detekcja jak i lokalizacja uszkodzenia. Dodatkowo, możliwa jest jednoznaczna częściowa identyfikacja, przez podanie kierunku zmiany parametru UT.

W zależności od wariantu metody 4-tBT waha się jej skuteczność, tj. możliwość detekcji i lokalizacji uszkodzenia w UT. Można zauważyć, że obecność pewnych elementów (f_G ; f_G, R_L ; f_G, X_L ; f_G, X_S) pobudzenia testowego \mathbf{T}_a sprawia, że liczba informacji diagnostycznej jest wyższa niż w innych wariantach metody 4-tBT. Użycie wyżej wymienionych elementów zbioru pobudzenia testowego (zmiennych przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S) skutkuje zazwyczaj większą liczbą stanów UT, które mogą być jednoznacznie zlokalizowane. Związek między informacją diagnostyczną a liczbą stanów UT jednoznacznie identyfikowanych dla wariantów metody 4-tBT, w większym stopniu uwidacznia się dla liczby rozkładów testowych N_R , niż dla liczby zbiorów niejednoznaczności N_Y . Przykładowo, wariant metody 4-tBT z największą liczbą rozkładów testowych ($N_R=41$; $\mathbf{T}_a = \{f_G, R_L, R_G, R_S, X_S\}$) zapewnia najlepszy poziom detekcji i lokalizacji uszkodzenia UT.

Dla niektórych wariantów metody 4-tBT przedstawionych w tabeli 4-5, otrzymane wyniki mogą być zastanawiające. Mianowicie, dla wariantu z trójwymiarową przestrzenią poszukiwań ($\mathbf{T}_a = \{f_G, X_L, R_G\}$), rozmiary zbiorów \mathbf{Y} i \mathbf{R} wyniosły $N_Y=46$; $N_R=29$. Dla wariantu z cztero-wymiarową przestrzenią poszukiwań ($\mathbf{T}_a = \{f_G, X_L, R_G, R_S\}$), który jest rozszerzeniem poprzedniego przypadku o element R_S , spodziewać by się należało większej liczby N_Y i N_R . Jednak otrzymane w wyniku symulacji liczby $N_Y=41$; $N_R=25$ są mniejsze niż dla wariantu: $\mathbf{T}_a = \{f_G, X_L, R_G\}$. Jest to spowodowane tym, że w przypadku metody 4-tBT z pobudzeniem testowym $\mathbf{T}_a = \{f_G, X_L, R_G, R_S\}$, wartość elementu R_S czwórnika testującego jest ograniczona do wartości $R_{Smax} = 50 \text{ k}\Omega$ (tabela 4-1).

Podsumowując, dla układu dopasowania impedancyjnego detekcja i lokalizacja uszkodzenia dla wszystkich stanów UT jest możliwa dla wariantu metody 4-tBT z pięcio-, sześć- i siedmiowymiarową PP. Wzrost wymiaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S powoduje zwiększenie czasu potrzebnego na znalezienie rozwiązania (wyszukania informacji diagnostycznej oraz znalezienia minimalnego zbioru punktów testowych), a także podwyższa ryzyko, że pewien istotny obszar przestrzeni poszukiwań nie zostanie przeszukany. Dlatego też, ważne dobranie przez inżyniera projektanta właściwego wariantu metody 4-tBT oraz obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S .

Z uwagi na stosunkowo niewielką liczbę zbiorów niejednoznaczności N_Y i rozkładów testowych N_R (znalezionych w drugim etapie metody 4-tBT), optymalizacja doboru punktów testowych dla tego przykładu obliczeniowego nie stanowi poważnego wyzwania obliczeniowego.

Wyniki przeprowadzanych badań dla przykładu obliczeniowego układu dopasowania impedancyjnego potwierdzają słuszność pierwszej tezy cząstkowej:

Wykorzystanie heurystycznych algorytmów zbiorowej inteligencji umożliwia wyszukanie informacji diagnostycznej w wielowymiarowej przestrzeni poszukiwań.

4.2 Aktywny filtr analogowy

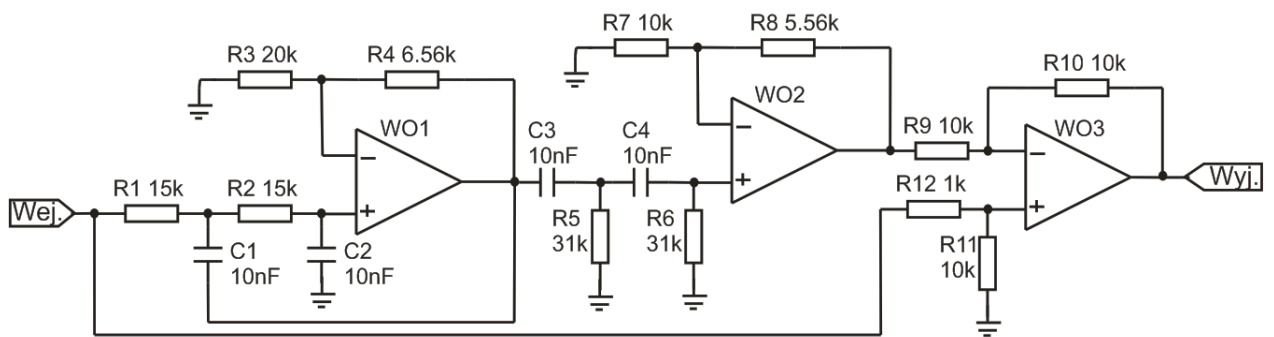
Następny przykład obliczeniowy (filtr) różni się znacząco od układu dopasowania impedancyjnego. Układ testowany (Rys. 4-1) zawiera elementy zarówno aktywne jak i pasywne [Golo07a], [Kyz09c], [Rut03]. Użyty w filtrze uproszczony makromodel wzmacniacza operacyjnego (WO) przedstawiono na rysunku 4-2 [Rut06].

Do dalszych rozważań przyjęto następujące założenia:

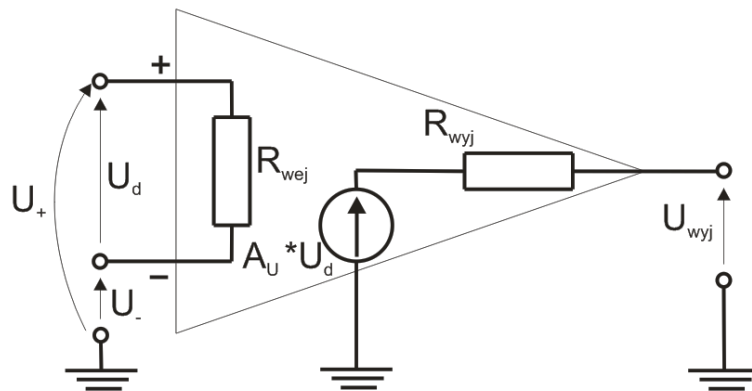
- 1) pojedyncze uszkodzenia katastroficzne dla wszystkich elementów układu, liczba stanów UT jest równa 33 (tabela 4-9), tolerancja elementów układu $tol_C = tol_R = 5\%$, liczba analiz Monte Carlo jest równa $N_{MC} = 80$, mierzone wartości

to napięcie V i faza VP w dostępnych pomiarowo węzłach testowych ($N_M = 10$). Przyjęto rzeczywisty model wzmacniacza operacyjnego: ze skończoną wartością rezystancji wejściowej ($R_{wej} = 100 \text{ k}\Omega$) i niezerową rezystancją wyjściową ($R_{wyj} = 50 \Omega$), wzmocnienie różnicowe $A_U = 10^5$.

- 2) wymiar przestrzeni poszukiwań jest równy siedem ($D = 7$). Obszar przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S (przedziały wartości elementów pobudzenia testowego T_a , tabela 4-6) ustalony został na podstawie wartości współczynników macierzy admitancyjnej filtru i doświadczenia inżyniera projektanta. Liczba węzłów testowych jest równa pięć (węzły testowe nr: 1, 2, 3, 4, 5).



Rys. 4-1 Aktywny filtr analogowy.



Rys. 4-2 Model wzmacniacza operacyjnego.

Otrzymane rezultaty symulacji filtru z użyciem metody 4-tBT (7-wymiarowa PP, rzeczywisty model wzmacniaczy operacyjnych - Rys. 4-2) przedstawiono w tabeli 4-9.

Dla porównania przedstawiono także rezultaty badań układu filtru dla tradycyjnej metody testowania. Parametry symulacji dla TTM oraz zakres częstotliwości generatora przyjęto taki sam jak dla metody 4-tBT. Zarówno dla metody TTM jak i wariantu metody 4-tBT z 7-wymiarową PP jednoznaczna detekcja uszkodzenia w testowanym układzie nie jest możliwa (nie można odróżnić układu nieuszkodzonego od układu z uszkodzeniem S_{23}). Mając na uwadze liczbę stanów UT, które mogą być jednoznacznie zlokalizowane, dla metody 4-tBT jest ona nieznacznie większa niż dla metody TTM (dla metody TTM takich stanów jest 19 a dla metody 4-tBT jest ich 23) [Kyz09c].

Tabela 4-6 Wartości parametrów przestrzeni poszukiwań.

Element pobudzenia testowego T_a	Przedziały wartości elementów pobudzenia testowego T_a		
	Wartość odniesienia	Min	Max
Częstotliwość generatora f_G	400 Hz	10 Hz	30 kHz
Rezystancja obciążenia R_L	50 Ω	0,1 Ω	5 k Ω
Reaktancja obciążenia X_L	0 Ω	-10 k Ω	100 Ω
Rezystancja generatora R_G	4 Ω	0,1 Ω	10 k Ω
Reaktancja generatora X_G	0 Ω	-10 k Ω	100 Ω
Rezystancja pętli sprzężenia R_S	∞	0,1 Ω	50 k Ω
Reaktancja pętli sprzężenia X_S	∞	-20 k Ω	100 Ω

Głównym celem przedstawionego przykładu obliczeniowego nie jest pokazanie wyższości metody testowania 4-tBT nad metodą TTM, ale zaprezentowanie skuteczności dedykowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych w trzecim etapie metody 4-tBT. Z uwagi na dużą liczbę stanów testowanego układu (33 stany) oraz duży wymiar przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S w użytym wariantcie metody 4-tBT, uzyskano bardzo dużą liczbę rozkładów testowych $N_R = 203180$ i zbiorów niejednoznaczności $N_Y = 10929$ w drugim etapie metody 4-tBT. Większa informacja diagnostyczna z jednej strony pozytywnie wpływa na poziom detekcji i lokalizacji uszkodzeń, ale z drugiej strony utrudnia znalezienie minimalnego, najlepszego zbioru punktów testowych. Duża liczba rozkładów testowych N_R stanowi zatem prawdziwe wyzwanie dla dedykowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych.

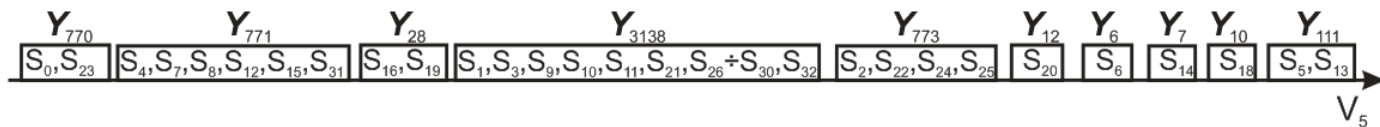
W pierwszym kroku dedykowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych następuje podział zbioru rozkładów testowych \mathbf{R} na zbiory \mathbf{R}^B i \mathbf{R}^N . Liczba bazowych rozkładów testowych, które zawierają wartościową informację diagnostyczną wynosi $N_B = 23532$ i jest znacząco mniejsza od liczby N_R wszystkich rozkładów testowych (liczba nadmiarowych rozkładów testowych wynosi $N_N = 179648$). Dla stanów uszkodzonych UT znaleziony minimalny najlepszy zbiór punktów testowych \mathbf{P}^L , pozwalający na uzyskanie minimalnych sklejeń stanów UT, zawiera 3 punkty testowe (Rys. 4-3). Liczba pierwszych rozkładów testowych \mathbf{R}^{LP} , które umożliwiają uzyskanie takiego minimalnego zestawu punktów testowych jest równa $N_{LP} = 30$. Dla detekcji uszkodzenia minimalny najlepszy zbiór punktów testowych \mathbf{P}^D , pozwalający na uzyskanie minimalnego sklejenia stanu nieuszkodzonego S_0 UT, zawiera 1 punkt testowy (Rys. 4-3). Liczba pierwszych rozkładów testowych \mathbf{R}^{DP} , które umożliwiają uzyskanie takiego minimalnego zestawu punktów testowych jest równa $N_{DP} = 125$.

W tabeli 4-7 przedstawiony jest szczegółowo proces wyznaczania minimalnej wartości N_L dla lokalizacji uszkodzeń w analizowanym przykładzie obliczeniowym. Dla każdego bazowego rozkładu testowego (począwszy od rozkładu \mathbf{R}_{23204} zawierającego największą liczbę ZN) wyznaczana jest wartość N_L . Dla rozkładu testowego \mathbf{R}_{23204} zbiór \mathbf{R}_{23204}^U zawiera 41 elementów. Znaleziony (w sposób wyczerpujący) dla tego bazowego rozkładu testowego minimalny zbiór \mathbf{R}_i^L zawiera cztery elementy ($N_L = 4$) a rozmiar problemu jest równy $\binom{41}{1} + \binom{41}{2} + \binom{41}{3}$. Następnie szukanie minimalnej wartości N_L jest powtarzane dla kolejnych bazowych rozkładów testowych. Po przeanalizowaniu ostatniego rozkładu bazowego (\mathbf{R}_{154102}) znaleziona minimalna wartość N_L wynosi 3 a liczba bazowych rozkładów testowych, które umożliwiają uzyskanie zbioru \mathbf{R}_i^L z taką liczbą elementów wynosi $N_{LP} = 30$, ($\mathbf{R}^{LP} = \{ \mathbf{R}_{14437}, \mathbf{R}_{105228}, \dots \}$). Można zauważyć, że dla poszczególnych bazowych rozkładów testowych \mathbf{R}_n liczba elementów N_{nU} w zbiorach \mathbf{R}_n^U jest dużo mniejsza od ogólnej liczby N_B wszystkich bazowych rozkładów testowych ($N_{nU} \ll N_B$), dlatego też możliwe jest przeprowadzenie przeszukiwania wyczerpującego w akceptowalnym przez inżyniera czasie.

Detekcja uszkodzenia:

$$R^p = \{R_{164221}\}, P_1 \in R_{164221}$$

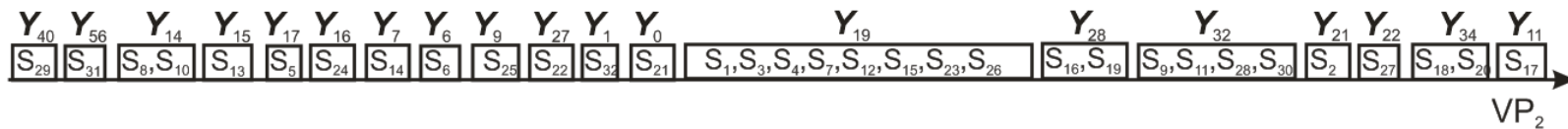
$$P_1: N_{qp} = 10 \quad f_g = 1,03k \quad R_L = 3,7k\Omega \quad C_L = 59nF \quad R_G = 1,89k\Omega \quad C_G = 189n \quad R_S = 27,5k\Omega \quad C_S = 20,8nF$$



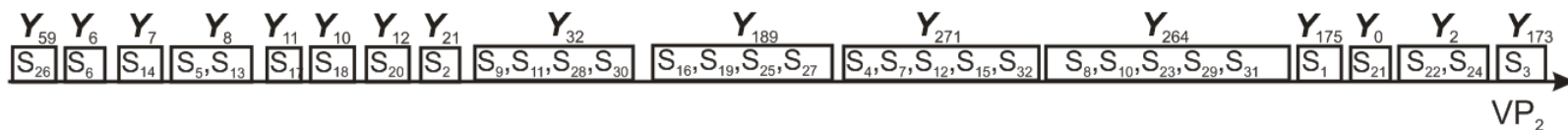
Lokalizacja uszkodzenia:

$$R^L = \{R_{14437}, R_{38554}, R_{178984}\}, P_2 \in R_{14437}, P_3 \in R_{38554}, P_4 \in R_{178984}$$

$$P_2: N_{qp} = 19 \quad f_g = 10Hz \quad R_L = 3,05k\Omega \quad C_L = 27,4\mu F \quad R_G = 4,22k\Omega \quad C_G = 15,9\mu F \quad R_S = 0,1\Omega \quad C_S = 470,7\mu F$$



$$P_3: N_{qp} = 16 \quad f_g = 20,97k \quad R_L = 1,54k\Omega \quad L_L = 758\mu H \quad R_G = 0,1\Omega \quad C_G = 22,2nF \quad R_S = 8,53k\Omega \quad C_S = 1,4nF$$



$$P_4: N_{qp} = 12 \quad f_g = 10Hz \quad R_L = 5k\Omega \quad C_L = 15,9\mu F \quad R_G = 0,1\Omega \quad C_G = 15,9\mu F \quad R_S = 0,1\Omega \quad L_S = 15,9H$$

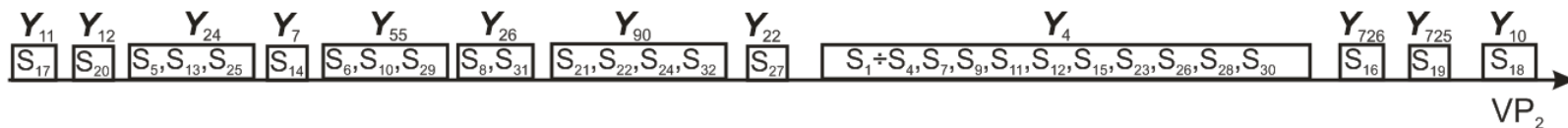


Tabela 4-7 Wyznaczanie minimalnego zbioru rozkładów testowych dla lokalizacji uszkodzenia UT.

Bazowe rozkłady testowe R_n			Liczba elementów N_{nU} w zbiorze bazowych rozkładów testowych $R_n^U = \{R_{k(N_1)}, \dots, R_{k(N_{nU})}\}$ powodujących „unikalne rozkolejenia” stanów UT dla bazowego rozkładu testowego R_n	N_L	Rozmiar problemu (suma kombinacji)
Nr	R_n	N_{qp}			
1	R_{23204}	20	41	4	'1 z 41' + '2 z 41' + '3 z 41'
2	R_{14320}	19	80	4	'1 z 80' + '2 z 80' + '3 z 80'
3	R_{14437}	19	115	3	'1 z 115' + '2 z 115'
4	R_{29312}	19	66	-	'1 z 66' + '2 z 66'
5	R_{54867}	19	45	-	'1 z 45' + '2 z 45'
6	R_{73428}	19	77	-	'1 z 77' + '2 z 77'
7	R_{74272}	19	67	-	'1 z 67' + '2 z 67'
8	R_{105228}	19	116	3	'1 z 116' + '2 z 116'
9	R_{8237}	18	51	-	'1 z 51' + '2 z 51'
....
23530	R_{135917}	3	2	-	'1 z 2' + '2 z 2'
23531	R_{137481}	3	1	-	'1 z 1'
23532	R_{154102}	3	0	-	0

Otrzymane wyniki (tabela 4-8) dla dedykowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych zostały porównane z wynikami otrzymanymi dla metody dołączania i metody z użyciem kanału informacyjnego (metody omówione w 2.3.1 i 2.3.2). Zarówno w przypadku metody dołączania jak i metody z użyciem kanału informacyjnego, jako pierwszy zostanie dołączony bazowy rozkład testowy z największą liczbą zbiorów niejednoznaczności (R_{23204}), ponieważ daje on najmniejszą stratę informacji. Oznacza to, że wyznaczony minimalny zbiór P^L będzie liczył co najmniej 4 elementy, a zatem uzyskane zostanie mniej korzystne rozwiązanie, niż w przypadku użycia dedykowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych.

Tabela 4-8 Porównanie metod optymalizacji doboru punktów testowych.

Minimalna liczba elementów zbioru P^D lub P^L	Metoda dołączania	Metoda z użyciem kanału informacyjnego	Dedykowana metoda
N_D (detekcja uszkodzenia)	2	2	1
N_L (lokalizacja uszkodzenia)	4	4	3

Dzięki znaczącemu zawężeniu liczby rozkładów testowych oraz wyznaczeniu zbioru unikalnych rozkładów testowych R_n^U , które należy wziąć pod uwagę podczas szukania najlepszego minimalnego zbioru rozkładów testowych R_i^D i R_i^L , czas obliczeniowy potrzebny na trzeci etap metody 4-tBT jest skończony i akceptowalny przez inżyniera projektanta. Zakładając, że przed trzecim etapem metody 4-tBT znana byłaby wartość N_L , to rozmiar problemu dla metody optymalizacji doboru punktów testowych z wykorzystaniem przeszukiwania wyczerpującego wynosiłby $\sim \binom{203180}{3} \cong 1,4 \cdot 10^{15}$. W przypadku użycia dedykowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych przybliżony rozmiar problemu dla lokalizacji uszkodzenia wynosi $\sim 23532 \cdot \binom{115}{3} \cong 5 \cdot 10^9$, a zatem jest on znacząco mniejszy. Dla podanego przykładu obliczeniowego cały trzeci etap metody 4-tBT trwał 10 godzin (PC, procesor Intel 2,83GHz, 4GB RAM). Najbardziej czasochłonnymi krokami w dedykowanej metodzie optymalizacji doboru punktów testowych były: podział zbioru rozkładów testowych R na zbiór bazowych rozkładów testowych R^B i zbiór nadmiarowych rozkładów testowych R^N (czas trwania ~ 4 godz.) oraz wyznaczanie zbiorów rozkładów testowych R_i^L i R_i^D z minimalną liczbą rozkładów testowych (czas trwania ~ 4 godz.).

Wyniki przeprowadzanych badań dla przykładu obliczeniowego filtru potwierdzają słuszność drugiej tezy cząstkowej:

Wykorzystanie dedykowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych pozwala na wyszukanie minimalnego zbioru punktów testowych.

4.2.1 Wpływ impedancji wejściowej i wyjściowej testowanego układu na skuteczność metody 4-tBT

Opis metody 4-tBT z użyciem podejścia czwórnikowego (układ testowany i dołączony układ testujący traktowane jako dwa czwórniki połączone równolegle) pozwala stwierdzić, że skuteczność tej metody zależy od typu testowanego układu, tj. impedancji wejściowej i wyjściowej tego układu (**podrozdział 3.2.2**). Analizowany układ testowany zawiera trzy wzmacniacze operacyjne. W zależności od przyjętego modelu (rzeczywistego lub idealnego) wzmacniacza operacyjnego można znacząco wpływać na wartość impedancji wejściowej i wyjściowej testowanego układu. Zatem, aktywny filtr analogowy jest układem nadającym się na przykład obliczeniowy, na którym można pokazać jak impedancja wejściowa i wyjściowa układu wpływa na detekcję i lokalizację uszkodzenia UT w metodzie 4-tBT.

W celu potwierdzenia tezy, że impedancja wejściowa i wyjściowa testowanego układu wpływa na poziom detekcji i lokalizacji uszkodzenia w metodzie 4-tBT, przeprowadzono symulację aktywnego filtra analogowego z uwzględnieniem modelu idealnego wzmacniacza operacyjnego. Idealny model wzmacniacza operacyjnego posiada nieskończoną impedancję wejściową (symulowaną przez rezystor o bardzo dużej wartości $R_{wej}=100 \text{ G}\Omega$) i zerową impedancję wyjściową ($R_{wyj}=0 \text{ }\Omega$). Takie parametry wzmacniaczy operacyjnych w UT powodują, że testowany układ posiada zerową impedancję wyjściową $Z_{wyj}=0 \text{ }\Omega$ oraz nieznacznie zmienioną wartość impedancji wejściowej. Z uwagi na bardzo dużą wartość rezystancji wejściowej wzmacniaczy operacyjnych, rezystory R_3 , R_4 praktycznie nie mają wpływu na wartość impedancji wejściowej UT.

W tabeli 4-9 przedstawiono wyniki z symulacji aktywnego filtra analogowego (model idealnego wzmacniacza operacyjnego) w metodzie 4-tBT z siedmiowymiarową przestrzenią poszukiwań \mathcal{R}^S . W przypadku użycia modelu idealnego wzmacniacza operacyjnego w analizowanym filtrze osiągnięte poziomy detekcji i lokalizacji uszkodzeń UT są gorsze od tych, osiągniętych dla przypadku z użyciem modelu rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego:

Tabela 4-9 Rezultaty badań dla układu filtru analogowego.

Stan UT	Sklejenia stanów UT		
	Metoda 4-tBT z 7-wymiarową PP		Metoda TTM (rzeczywisty model WO)
	Model idealnego WO	Model rzeczywistego WO	
S ₀ (nieuszkodzony)	S ₀ , S ₂₃	S ₀ , S ₂₃	S ₀ , S ₂₃
S ₁ (R ₁ katast. zwarcie)	S ₁	S ₁	S ₁
S ₂ (R ₂ katast. rozwarcie)	S ₂	S ₂	S ₂
S ₃ (R ₂ katast. zwarcie)	S ₃	S ₃	S ₃
S ₄ (R ₃ katast. rozwarcie)	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅
S ₅ (R ₃ katast. zwarcie)	S ₅ , S ₁₃	S ₅	S ₅ , S ₁₃
S ₆ (R ₄ katast. rozwarcie)	S ₆	S ₆	S ₆
S ₇ (R ₄ katast. zwarcie)	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅
S ₈ (R ₅ katast. rozwarcie)	S ₈	S ₈	S ₈
S ₉ (R ₅ katast. zwarcie)	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀
S ₁₀ (R ₆ katast. rozwarcie)	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀
S ₁₁ (R ₆ katast. zwarcie)	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀
S ₁₂ (R ₇ katast. rozwarcie)	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅
S ₁₃ (R ₇ katast. zwarcie)	S ₅ , S ₁₃	S ₁₃	S ₅ , S ₁₃
S ₁₄ (R ₈ katast. rozwarcie)	S ₁₄	S ₁₄	S ₁₄
S ₁₅ (R ₈ katast. zwarcie)	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅	S ₄ , S ₇ , S ₁₂ , S ₁₅
S ₁₆ (R ₉ katast. rozwarcie)	S ₁₆ , S ₁₉	S ₁₆	S ₁₆ , S ₁₉
S ₁₇ (R ₉ katast. zwarcie)	S ₁₇	S ₁₇	S ₁₇
S ₁₈ (R ₁₀ katast. rozwarcie)	S ₁₈	S ₁₈	S ₁₈
S ₁₉ (R ₁₀ katast. zwarcie)	S ₁₆ , S ₁₉	S ₁₉	S ₁₆ , S ₁₉
S ₂₀ (R ₁₁ katast. rozwarcie)	S ₂₀	S ₂₀	S ₂₀
S ₂₁ (R ₁₁ katast. zwarcie)	S ₂₁	S ₂₁	S ₂₁
S ₂₂ (R ₁₂ katast. rozwarcie)	S ₂₂	S ₂₂	S ₂₂
S ₂₃ (R ₁₂ katast. zwarcie)	S ₀ , S ₂₃	S ₀ , S ₂₃	S ₀ , S ₂₃
S ₂₄ (C ₁ katast. rozwarcie)	S ₂₄	S ₂₄	S ₂₄
S ₂₅ (C ₁ katast. zwarcie)	S ₂₅	S ₂₅	S ₂₅
S ₂₆ (C ₂ katast. rozwarcie)	S ₂₆	S ₂₆	S ₂₆
S ₂₇ (C ₂ katast. zwarcie)	S ₂₇	S ₂₇	S ₂₇
S ₂₈ (C ₃ katast. rozwarcie)	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀
S ₂₉ (C ₃ katast. zwarcie)	S ₂₉	S ₂₉	S ₂₉
S ₃₀ (C ₄ katast. rozwarcie)	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀	S ₉ , S ₁₁ , S ₂₈ , S ₃₀
S ₃₁ (C ₄ katast. zwarcie)	S ₃₁	S ₃₁	S ₃₁
S ₃₂ (R ₁ katast. rozwarcie)	S ₃₂	S ₃₂	S ₃₂

- a) zarówno w przypadku użycia idealnego jak i modelu rzeczywistego WO w UT, jednoznaczna detekcja uszkodzenia w testowanym układzie nie jest możliwa (nie można odróżnić układu nieuszkodzonego od układu z uszkodzeniem S_{23}),
- b) mając na uwadze liczbę stanów UT, które mogą być jednoznacznie zlokalizowane, dla przypadku użycia rzeczywistego modelu WO jest ona nieznacznie większa niż dla idealnego WO. Dla idealnego modelu WO takich stanów jest 19 a dla rzeczywistego WO jest ich 23).

Potwierdza to zatem postawioną wcześniej tezę, że wartość impedancji wejściowej i wyjściowej testowanego układu wpływa na poziom detekcji i lokalizacji uszkodzenia w metodzie 4-tBT.

4.3 Wzmacniacz sygnałów biomedycznych

Kolejnym przykładem obliczeniowym jest układ wzmacniacza sygnałów biomedycznych. Przykład ten ma na celu porównanie zaproponowanej metody testowania 4-tBT z oscylacyjną metodą testowania OBT [Arabi95], [Arabi97], [Kyz10]. Schemat układu wzmacniacza sygnałów biomedycznych przedstawiono na rysunku 4-4a.

Dla symulacji w metodzie 4-tBT przyjęto następujące założenia:

- 1) pojedyncze uszkodzenia parametryczne dla wszystkich elementów pasywnych układu (wartości: $a=15\%$, $b=50\%$, Rys. 3-7c), liczba stanów UT jest równa 15 (tabela 4-11), tolerancja elementów układu $tol_C = tol_R = 5\%$, liczba analiz Monte Carlo jest równa $N_{MC} = 80$, mierzone wartości to napięcie V i faza VP z dostępnych pomiarowo węzłów testowych ($N_M = 10$). Przyjęto rzeczywisty model wzmacniacza operacyjnego ze skończoną wartością rezystancji wejściowej ($R_{wej}=100\text{ k}\Omega$), niezerową rezystancją wyjściową ($R_{wyj}=50\ \Omega$) i wzmocnieniem różnicowym $A_U=10^5$.

- 2) wymiar przestrzeni poszukiwań jest równy siedem (Rys. 3-2a). Obszar przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S (przedziały wartości elementów pobudzenia testowego T_a , tabela 4-10) ustalony został na podstawie wartości współczynników macierzy admitancyjnej filtru i doświadczenia inżyniera projektanta. Liczba węzłów pomiarowych jest równa pięć (węzły nr: 1, 2, 3, 4, 5).

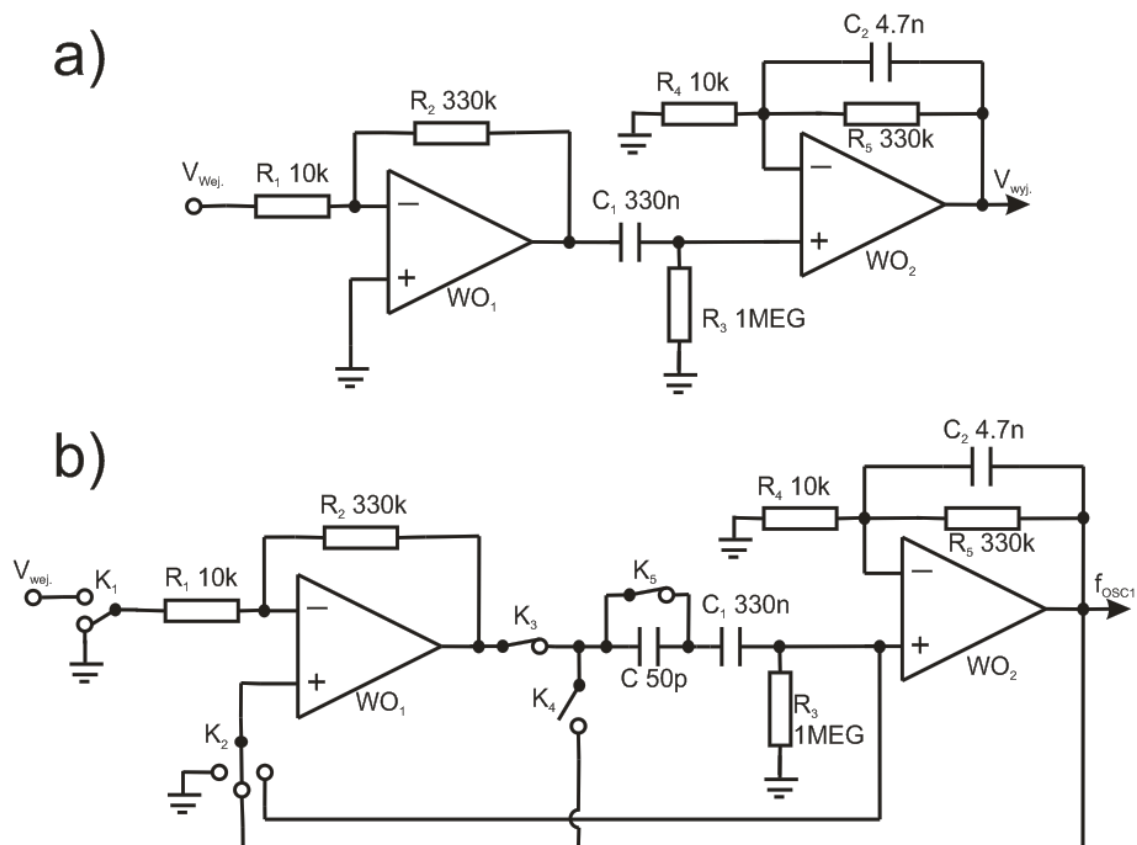
Otrzymane rezultaty badań dla układu wzmacniacza z użyciem metody 4-tBT (7-wymiarowa PP, rzeczywisty model wzmacniaczy operacyjnych) przedstawiono w tabeli 4-11 [Kyz10]. W testowanym układzie możliwa jest jednoznaczna detekcja uszkodzenia (stan S_0) oraz jednoznaczna lokalizacja aż 9 z 14 stanów uszkodzonych ($S_1, S_2, S_3, S_5, S_7, S_8, S_{10}, S_{12}, S_{14}$).

Tabela 4-10 Wartości przedziałów przestrzeni poszukiwań.

Element pobudzenia testowego T_a	Przedziały wartości elementów pobudzenia testowego T_a		
	Wartość odniesienia	Min	Max
Częstotliwość generatora f_G	10 Hz	1 Hz	100 kHz
Rezystancja obciążenia R_L	10 k Ω	1 Ω	30 k Ω
Reaktancja obciążenia X_L	0 Ω	-10 k Ω	7 k Ω
Rezystancja generatora R_G	50 Ω	1 Ω	30 k Ω
Reaktancja generatora X_G	0 Ω	-10 k Ω	7 k Ω
Rezystancja pętli sprzężenia R_S	∞	1 Ω	30 k Ω
Reaktancja pętli sprzężenia X_S	∞	-10 k Ω	7 k Ω

Układ wzmacniacza sygnałów biomedycznych został oryginalnie wykorzystany w pracy Kamińskiej [Arabi97] jako przykład obliczeniowy pokazujący skuteczność zaproponowanej oscylacyjnej metody testowania OBT. Ideą metody OBT jest przekształcenie testowanego układu w oscylator a następnie pomiar parametrów generowanego sygnału. W tym celu, na potrzeby metody OBT, testowany układ został zmodyfikowany, tj. uzupełniony o dodatkowe elementy: klucze $K_1 \dots K_5$, kondensator $C=50$ pF (Rys. 4-4b). Dodatkowe elementy wbudowane w testowany układ umożliwiają modyfikację struktury układu w sześć różnych oscylatorów. Podczas normalnej pracy układu ustawienia kluczy są następujące: K_1 - do V_{IN} , K_2 - GND, K_3 - zamknięty, K_4 - otwarty, K_5 - zamknięty. Ustawienie kluczy w czasie testu (K_1 - GND, K_2 - do wyjścia

WO₂, K₃ - zamknięty, K₄ - otwarty, K₅ - zamknięty) przekształca cały układ wzmacniacza sygnałów biomedycznych w oscylator (Rys. 4-4b). Wartością mierzoną jest częstotliwość oscylacji f_{OSC1} na wyjściu wzmacniacza operacyjnego WO₂. Testowany układ przebadano dla pojedynczych uszkodzeń parametrycznych (odchyłka wartości uszkodzonego elementu o $\pm 20\%$ oraz $\pm 50\%$). W przeprowadzonych symulacjach nie uwzględniono rozrzutu tolerancyjnego elementów nieuszkodzonych testowanego układu.



Rys. 4-4 Wzmacniacz sygnałów biomedycznych: a) wersja dla metody 4-tBT, b) wersja dla metody OBT.

Rezultaty badań układu wzmacniacza sygnałów biomedycznych z wykorzystaniem metody OBT przedstawiono w tabeli 4-11 [Arabi97]. Podane wartości odchyłki częstotliwości Δf_{OSC1} (wyrażone procentowo) odniesione są do wartości częstotliwości sygnału f_{OSC1} dla układu nieuszkodzonego. Detekcja uszkodzenia w testowanym układzie jest możliwa zarówno dla pierwszego ($\pm 20\%$) jak i drugiego

($\pm 50\%$) przypadku uszkodzenia parametrycznego. Lokalizacja i identyfikacja uszkodzenia dla większości stanów jest także możliwa.

Tabela 4-11 Rezultaty badań dla układu wzmacniacza sygnałów biomedycznych.

Metoda testowania OBT				Metoda testowania 4-tBT (7-wymiarowa PP)	
Uszkodzenie parametryczne: 20%		Uszkodzenie parametryczne: 50%		Uszkodzenie	Sklejenia stanów UT
Uszkodzenie	Δf_{OSC1}	Uszkodzenie	Δf_{OSC1}		
R ₁ (20%↓)	-4%	R ₁ (50%↓)	-8%	S ₀ (nieuszkodzony)	S ₀
R ₁ (20%↑)	3,9%	R ₁ (50%↑)	5,5%	S ₁ (R ₁ param. minus)	S ₁
R ₂ (20%↓)	3,9%	R ₂ (50%↓)	8,3%	S ₂ (R ₂ param. plus)	S ₂
R ₂ (20%↑)	-4.5%	R ₂ (50%↑)	-7%	S ₃ (R ₂ param. minus)	S ₃
R ₃ (20%↓)	27%	R ₃ (50%↓)	103%	S ₄ (R ₃ param. plus)	S ₄ , S ₁₁
R ₃ (20%↑)	-19%	R ₃ (50%↑)	-35%	S ₅ (R ₃ param. minus)	S ₅
R ₄ (20%↓)	-3,8%	R ₄ (50%↓)	-7,8%	S ₆ (R ₄ param. plus)	S ₆ , S ₉ , S ₁₃
R ₄ (20%↑)	4,2%	R ₄ (50%↑)	6.5%	S ₇ (R ₄ param. minus)	S ₇
R ₅ (20%↓)	4,9%	R ₅ (50%↓)	9,9%	S ₈ (R ₅ param. plus)	S ₈
R ₅ (20%↑)	-3.5%	R ₅ (50%↑)	-5,5%	S ₉ (R ₅ param. minus)	S ₆ , S ₉ , S ₁₃
C ₁ (20%↓)	29,5%	C ₁ (50%↓)	101%	S ₁₀ (C ₁ param. plus)	S ₁₀
C ₁ (20%↑)	-19%	C ₁ (50%↑)	-35%	S ₁₁ (C ₁ param. minus)	S ₄ , S ₁₁
C ₂ (20%↓)	1,2%	C ₂ (50%↓)	1,6%	S ₁₂ (C ₂ param. plus)	S ₁₂
C ₂ (20%↑)	-1,5%	C ₂ (50%↑)	-2%	S ₁₃ (C ₂ param. minus)	S ₆ , S ₉ , S ₁₃
układ nieuszkodzony	0%	układ nieuszkodzony	0%	S ₁₄ (R ₁ param. plus)	S ₁₄

Założony model uszkodzenia parametrycznego dla testowanego układu w metodzie OBT różni się nieznacznie od modelu przyjętego dla metody 4-tBT. Mimo to, można porównać otrzymane rezultaty diagnozy dla metody OBT i 4-tBT. Dla metody 4-tBT, z uwzględnieniem tolerancji projektowej elementów nieuszkodzonych, detekcja uszkodzenia w UT jest możliwa. W metodzie OBT uzyskane odchyłki częstotliwości Δf_{OSC1} dla niektórych uszkodzeń (np. C₂ 20%↑) są niewielkie. Można zatem przypuszczać, że po uwzględnieniu tolerancji projektowych elementów nieuszkodzonych testowanego układu detekcja jak i lokalizacja uszkodzenia nie będzie możliwa [Kyz10]. Ponadto, metoda OBT (w odróżnieniu od metody 4-tBT) wymaga dostępu do wewnętrznych węzłów testowanego układu oraz użycia dodatkowych elementów elektronicznych wbudowanych w strukturę układu. Dla niektórych układów

elektronicznych może powodować to trudności związane z działaniem układu (np. wpływ dodatkowych elementów na pracę układu, itp.).

Powyższe wnioski pozwalają stwierdzić, że dla testowanego układu wzmacniacza sygnałów biomedycznych, najkorzystniejszą (dającą najlepsze rezultaty) metodą testowania jest metoda 4-tBT z siedmiowymiarową przestrzenią poszukiwań.

5 Podsumowanie i wnioski

Rozwój metod testowania uszkodzeń jest jednym z ważniejszych obszarów badań w zakresie testowania, diagnostyki układów analogowych i mieszanych (analogowo-cyfrowych). Przez termin rozwój metod testowania, rozumiane są zagadnienia zarówno polepszenia jakości testu (separowalności stanów UT) jak i redukcji czasu testu. Zaproponowana przez Autora metoda 4-tBT wpisuje się w wymienione wyżej nurty rozwoju metod testowania uszkodzeń FDT.

Metodę 4-tBT Autor podzielił na cztery etapy. W drugim, trzecim i czwartym etapie metody 4-tBT zostały zidentyfikowane i opisane problemy optymalizacyjne NP-trudne. Dla każdego z opisanych problemów optymalizacyjnych została zaproponowana odpowiednia metoda rozwiązania, która pozwoliła na znalezienie „dobrego” lub nawet optymalnego rozwiązania w czasie akceptowalnym przez inżyniera projektanta.

Skuteczność zaproponowanej czwórnikowej metody testowania została sprawdzona dla trzech analogowych układów elektronicznych z ograniczonym dostępem pomiarowym. Biorąc pod uwagę wyniki uzyskane z przykładów obliczeniowych, można stwierdzić, że:

1. Zaletą metody 4-tBT jest zwiększenie informacji diagnostycznej za sprawą pojawienia się nowych węzłów testowych w dołączonym czwórniku testującym. Większa liczba informacji diagnostycznej ma bezpośrednie przełożenie na polepszenie separowalności uszkodzeń (zwiększenie poziomu detekcji i lokalizacji uszkodzenia). Z drugiej jednak strony, większa liczba informacji diagnostycznej obarczona jest rozleglejszym obszarem przestrzeni poszukiwań, dlatego też, znalezienie efektywnego sposobu wyszukania informacji diagnostycznej z wielowymiarowego obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S ma tak duże znaczenie. Zaproponowana, heurystyczna metoda wyszukania informacji diagnostycznej przy użyciu procesu optymalizacji miary S_{d,y_i} małych zbiorów niejednoznaczności, pozwala na efektywne przeszukanie przestrzeni rozwiązań w skończonym czasie. Sam proces przeszukiwania przestrzeni rozwiązań przy użyciu

algorytmu heurystycznego PSO jest nietypowy, dlatego też został on przedstawiony graficznie.

Wyniki przeprowadzanych badań (w szczególności dla przykładu obliczeniowego układu dopasowania impedancyjnego) potwierdzają słusność pierwszej tezy częściowej:

Wykorzystanie heurystycznych algorytmów zbiorowej inteligencji umożliwia wyszukanie informacji diagnostycznej w wielowymiarowej przestrzeni poszukiwań.

2. Dedykowana metoda optymalizacji doboru punktów testowych pozwala na znalezienie minimalnego zbioru punktów testowych P^D i P^L . Na etapie potestowym skutkuje to tym, że wskazanie stanu obwodu będzie się mogło odbyć w możliwie najszybszy sposób. Zagadnienie optymalizacji doboru punktów testowych należy do rodziny problemów optymalizacyjnych kombinatorycznych NP-trudnych. Dla przykładów układów testowych z dużą liczbą informacji diagnostycznej, optymalizacja doboru punktów testowych stanowi poważny problem obliczeniowy.

Zaletą zaproponowanej dedykowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych jest to, że umożliwia znalezienie minimalnego zbioru punktów testowych (zalety tej nie posiadają inne metody znane z literatury). Skuteczność zaproponowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych sprawdzono na odpowiednim przykładzie obliczeniowym (filtr), dla którego uzyskano dużą liczbę informacji diagnostycznej. Otrzymane wyniki (zbiory punktów testowych) porównano z wynikami uzyskanymi dla innych metod optymalizacji doboru punktów testowych (metoda z użyciem koncepcji kanału informacyjnego z zakłóceniami, metoda dołączania). Wynik porównania jednoznacznie wskazuje wyższość zaproponowanej metody nad innymi metodami opisanymi w literaturze.

Wyniki przeprowadzanych badań (w szczególności układu filtru) potwierdzają słusność drugiej tezy częściowej:

Wykorzystanie dedykowanej metody optymalizacji doboru punktów testowych pozwala na wyszukanie minimalnego zbioru punktów testowych.

3. Czwarty etap metody 4-tBT dąży do redukcji czasu testu wykorzystując zagadnienia z dziedziny elektrotechniki i przetwarzania sygnałów. W odróżnieniu od etapu trzeciego metody 4-tBT, gdzie redukcja czasu testu polega na minimalizacji liczby punktów testowych, etap czwarty można utożsamić z częścią sprzętową, związaną z budową testera. Zaproponowana sprzętowa metoda redukcji czasu testu wykorzystuje technikę multiton (znaną z metody testowania TTM) oraz syntezę impedancji dwójnika pasywnego RLC. Pomimo pewnych utrudnień związanych m.in. z otrzymaniem struktury dwójnika pasywnego RLC realizującego zadane wartości impedancji z wektorów pobudzeń testowych (dla punktów testowych) oraz ze znacznym skomplikowaniem budowy testera, zaproponowana technika w znaczny sposób przyspiesza fizyczny proces testowania.

Wyniki przeprowadzanych badań potwierdzają słuszność trzeciej tezy częściowej:

Zastosowanie syntezy impedancji dwójnika RLC do wyznaczania wartości elementów struktury dołączonej do testowanego układu przyspiesza proces fizycznego testowania układu na linii produkcyjnej.

Oprócz wymienionych w tezach częściowych dokonań, za najistotniejsze Autor uważa:

- a) utworzenie systematyki testowania uwzględniająca metodę testowania 4-tBT,
- b) zaproponowanie miary S_{a,Y_i} jako sposobu oceny jakości zbiorów niejednoznaczności i punktów testowych,
- c) zaproponowanie sposobu wizualizacji informacji diagnostycznej,
- d) zdefiniowanie problemu dyskretyzacji przestrzeni poszukiwań \mathbb{R}^S .

Wyniki przeprowadzonych badań oraz wykazanie słuszności postawionych tez częściowych pozwalają stwierdzić słuszność tezy głównej pracy:

Użycie wielowymiarowej przestrzeni poszukiwań zwiększa liczbę dostępnych pomiarowo węzłów testowych oraz poprawia skuteczność diagnostyki analogowych układów elektronicznych.

W związku z powyższym można stwierdzić, że osiągnięto cel pracy, jakim było:

Opracowanie metody testowania analogowych układów elektronicznych z ograniczonym dostępem pomiarowym, która wykorzystuje wielowymiarową przestrzeń poszukiwań.

Opracowana przez Autora metoda testowania 4-tBT ma duży potencjał aplikacyjny (zgłoszenie patentowe nr P 388434), a także rozwojowych. W wyniku przeprowadzonych prac Autor dostrzega następujące kierunki dalszych badań, które obejmują:

- a) wykorzystania analizy wrażliwościowej UT do wyznaczania granic zbiorów niejednoznaczności,
- b) wyznaczania wartości elementów dołączonego czwórnik testującego w sposób analityczny,
- c) badania układów elektronicznych dla metody 4-tBT z pobudzeniem aperiodycznym (problem wyboru kształtu pobudzenia, dołączenia do testowanego układu odpowiednich elementów),
- d) użycia metody 4-tBT do testowania układów nieliniowych (pomiar poziomów sygnałów harmonicznych dla odpowiedzi UT),

- e) użycia metody analizy składowych głównych PCA do określenia, które elementy pobudzenia testowego (zmienne przestrzeni poszukiwań) „wnoszą” najwięcej informacji diagnostycznej,
- f) wpływu klasyfikatora na poziom detekcji i lokalizacji uszkodzenia w metodzie 4-tBT,
- g) rozszerzenia metody czwórnikowej testowania o inne możliwości połączenia czwórnika testującego i UT, tj. w sposób szeregowy, łańcuchowy, szeregowo-równoległy, itp.,
- h) rozszerzenia metody czwórnikowej testowania 4-tBT na bardziej ogólną, tj. wielobiegunkową metodę testowania N-tBT (ang. N-terminal Based Test),
- i) rozszerzenia metody czwórnikowej testowania na bardziej ogólną, tj. modyfikowanie struktury wewnętrznej testowanego układu i dołączanie zewnętrznych elementów,
- j) wykorzystania danych z przykładu obliczeniowego filtru jako benchmarka dla innych naukowców pracujących nad rozwojem metod optymalizacji doboru punktów testowych.

Dodatek A

Algorytmy heurystyczne

Głównym kryterium podziału metod rozwiązywania problemów optymalizacyjnych jest podział na metody tradycyjne (deterministyczne) i alternatywne (heurystyczne). Algorytm deterministyczny to taki, którego działanie jest całkowicie zdeterminowane przez warunki początkowe (wejście). Oznacza to, że uruchomienie kilkukrotne takiego algorytmu doprowadzi za każdym razem do takiego samego (najlepszego) wyniku [Arab04], [Gold89]. Mimo tego, że algorytmy deterministyczne gwarantują znalezienie optymalnego rozwiązania, to jednak dla pewnej podgrupy problemów optymalizacyjnych (NP-trudnych) nie jest to możliwe do wykonania w skończonym czasie. Dlatego też, w zależności od rodzaju oraz złożoności obliczeniowej problemu optymalizacyjnego, do jego rozwiązania dobiera się odpowiednią (efektywną) technikę obliczeniową. Efektywna technika obliczeniowa to taka, której koszt zastosowania (mierzony czasem wykonania i wielkością potrzebnych zasobów) zależy wielomianowo od rozmiaru problemu optymalizacyjnego [Gryg10], [Wolp97].

Alternatywą dla deterministycznych metod rozwiązywania problemów optymalizacyjnych są techniki heurystyczne [Gold03]. W potocznym znaczeniu, terminem heurystyka (z greckiego *heuriskein* - znaleźć, odkryć) określa się praktyczną, opartą na doświadczeniu, „inteligentną” regułę postępowania, która może znacznie uprościć lub skrócić proces rozwiązywania problemu, gdy metoda rozwiązania nie jest znana lub jest zawiła i czasochłonna [Gryg10]. W algorytmice, heurystyką nazywa się „niepełnowartościowy” algorytm, który umożliwia znalezienie „dobrego”, tj. optymalnego lub bliskiego optymalnemu rozwiązania problemu w akceptowalnym czasie. W przeciwieństwie do algorytmów deterministycznych działanie algorytmów heurystycznych nie jest zdeterminowane przez jego warunki początkowe, przez co te algorytmy mogą z każdym uruchomieniem dawać inne rozwiązanie (optymalne, choć nie jest to gwarantowane we wszystkich przypadkach).

Inspiracją dla większości heurystycznych technik obliczeniowych są mechanizmy, według których funkcjonuje świat organizmów żywych. Na przykład algorytmy ewolucyjne oparte są na teorii ewolucji, sztuczna sieć neuronowa oparta jest na zasadzie działania ludzkiego mózgu, a algorytmy zbiorowej inteligencji są oparte na zachowaniu osobników tworzących zorganizowane populacje. Na przestrzeni lat stworzono wiele wariantów tychże algorytmów, tj. wersje, które w mniejszym lub większym stopniu odwzorowują mechanizmy natury. Z przeprowadzonych badań dotyczących skuteczności rozwiązywania problemów optymalizacyjnych przez algorytmy heurystyczne wynika, że warianty algorytmów heurystycznych bazujące na wiernym odwzorowaniu mechanizmów funkcjonowania natury dają gorsze rezultaty, niż w przypadku wariantów algorytmów heurystycznych, w których zastosowano pewne unowocześnienia. Można zatem stwierdzić, że przyroda jest dobrą inspiracją ale jej wierne odwzorowanie w algorytmach heurystycznych nie prowadzi do najlepszych rezultatów [Bor03], [Bor06].

Algorytmy zbiorowej inteligencji

W świecie organizmów żywych proste osobniki (cząstki) żyjące w stadach lub rojach potrafią poprzez kooperację (współpracę) i synchronizację osiągnąć lepsze efekty. Efekt takiej zorganizowanej pracy jest wyższy niż suma efektów działań indywidualnych [Bor03a]. Stado osobników jest systemem zdecentralizowanym i rozproszonym co oznacza, że współpraca między osobnikami w stadzie i synchronizacja ich działań odbywa się bez udziału centralnego ośrodka sterującego i centralnego źródła danych. Kooperacja osobników jest możliwa za pomocą komunikacji bezpośredniej i pośredniej. Komunikacja bezpośrednia osobników w stadzie jest oczywista i łatwo obserwowalna, np. przez kontakt bezpośredni, wymianę płynów, kontakt wizualny (przykładem może być tutaj komunikacja między ptakami w stadzie). Komunikacja pośrednia (stygmergia) z kolei jest bardziej wyszukaną formą komunikacji. Stygmergia odbywa się zazwyczaj przy użyciu środowiska, które staje się aktywnym elementem całego systemu. Modyfikacja środowiska przez jedną cząstkę powoduje, że następna cząstka z pewnym

opóźnieniem reaguje na nowe środowisko. Dobrym przykładem komunikacji pośredniej jest komunikacja między mrówkami w kolonii za pomocą feromonu.

Obserwacja zachowań populacji organizmów żywych zaowocowała wprowadzeniem nowego typu inteligencji, tj. inteligencji zbiorowej (stadnej). Definicja inteligencji zbiorowej jest następująca: jest to własność systemów składających się z nie-inteligentnych osobników, które jednak razem wykazują inteligentne zachowania [Beni89]. Mechanizm inteligencji zbiorowej (zaobserwowany w świecie organizmów żywych) stał się inspiracją do powstania nowej rodziny algorytmów heurystycznych, które noszą nazwę algorytmów zbiorowej inteligencji.

Algorytmy zbiorowej inteligencji należą do rodziny nie-ewolucyjnych heurystycznych metod optymalizacji z wieloma rozwiązaniami bieżącymi (heurystyki populacyjne). Najważniejszymi algorytmami zbiorowej inteligencji są algorytm mrówkowy ACO (ang. Ant Colony Optimization) i algorytm rojowy PSO (ang. Particle Swarm Optimization). Powyższe wymienione algorytmy naśladują zachowania społeczne odpowiednio kolonii mrówek i roju ptaków.

Algorytm rojowy

Algorytm rojowy został zaproponowany w roku 1995 przez Kennedy'ego i Eberharta [Eber01]. W algorytmie PSO populacja osobników (cząstek) w trakcie kolejnych iteracji przeszukuje przestrzeń rozwiązań w celu znalezienia najlepszego rozwiązania (położenia cząstek w obszarze poszukiwania stanowią potencjalne rozwiązania). Rój osobników algorytmu PSO może szybko i efektywnie przeszukać rozległą przestrzeń rozwiązań dzięki stosowaniu się do pięciu podstawowych zasad inteligencji zbiorowej [Eber00]:

- a) bliskość – stado działa na prostej strukturze przestrzeni, którą może szybko przeszukiwać,

- b) jakość – stado powinno mieć możliwość reagowania na jakościowe zmiany współczynników otoczenia/środowiska,
- c) różnorodność (odpowiedzi) – stado nie powinno dokonywać pewnych ruchów wzdłuż szczególnie wąskich kanałów,
- d) stabilność – stado nie powinno zmieniać swego zachowania w każdej jednostce czasu, gdy zmienia się środowisko,
- e) adaptacyjność – stado musi mieć możliwość zmian zachowania, gdy koszt obliczeń tego nie zabrania.

W algorytmie PSO i -ta cząstka roju jest opisywana za pomocą dwóch wektorów: położenia $\mathbf{x}_i^n = [x_{i1}^n, x_{i2}^n, x_{i3}^n, \dots, x_{iD}^n]$ i prędkości $\mathbf{v}_i^n = [v_{i1}^n, v_{i2}^n, \dots, v_{iD}^n]$ (zakładając, że przestrzeń rozwiązań w problemie optymalizacyjnym jest D -wymiarowa). Dla n -tej iteracji, po obliczeniu wartości funkcji przystosowania (stopień dopasowania danego osobnika do optymalnego rozwiązania problemu optymalizacyjnego) osobników, następuje aktualizacja najlepszych własnych położen \mathbf{p}_i^n cząstki oraz najlepszego położenia \mathbf{p}_g^n lidera roju. Wyznaczenie położenia cząstek roju dla $n + 1$ iteracji odbywa się według następujących równań:

$$\mathbf{v}_i^{n+1} = w * \mathbf{v}_i^n + c_1 * r_1^n * (\mathbf{p}_i^n - \mathbf{x}_i^n) + c_2 * r_2^n * (\mathbf{p}_g^n - \mathbf{x}_i^n) \quad (13)$$

$$\mathbf{x}_i^{n+1} = \mathbf{x}_i^n + \mathbf{v}_i^{n+1} \quad (14)$$

gdzie:

$$i = 1, 2, \dots, SS$$

SS – rozmiar roju osobników

w, c_1, c_2 – parametry sterujące pracą algorytmu PSO

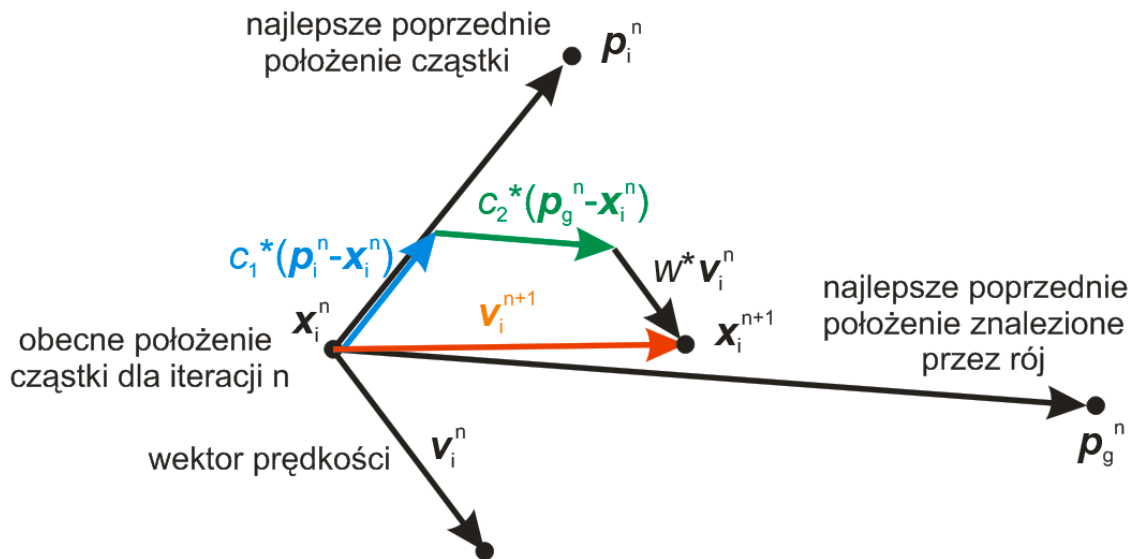
r_1^n, r_2^n – liczby losowe z rozkładu jednorodnego w przedziale $[0, 1]$

$n = 1, 2, \dots$ - określa numer iteracji

Wizualizacja równań aktualizacji wektora prędkości i położenia dla i -tej cząstki roju PSO jest przedstawiona na rysunku 6-1. Nowe położenie \mathbf{x}_i^{n+1} cząstki roju w następnej iteracji zależy od trzech czynników:

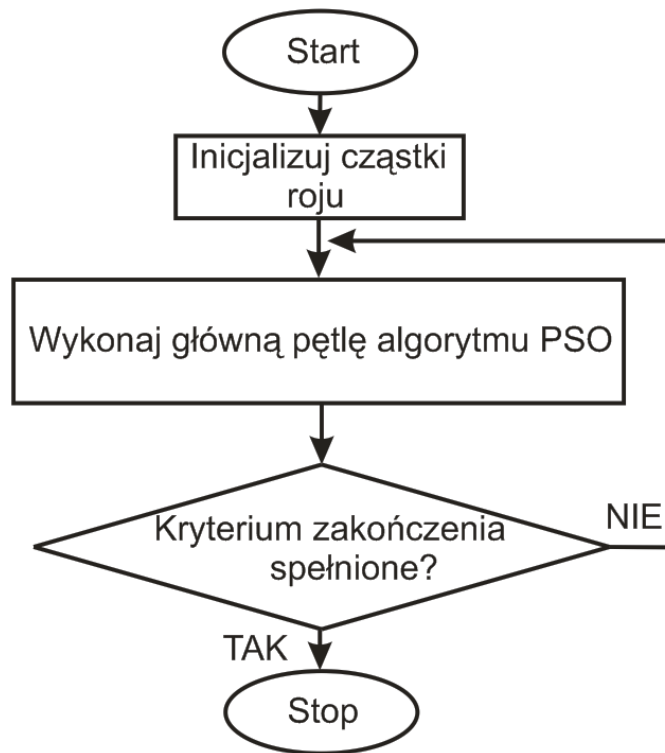
- poprzedniej wartości \mathbf{v}_i^n wektora prędkości cząstki,
- najlepszego dotychczasowego położenia \mathbf{p}_i^n tej cząstki,
- najlepszego dotychczasowego położenia osobnika \mathbf{p}_g^n w całej populacji.

Wartości parametrów w, c_1, c_2 (parametry opisane w dalszej części dodatku) pełnią rolę wag, od których zależy w jakim stopniu zostaną uwzględnione w równaniu aktualizacji wektora prędkości poszczególne składowe. Parametry r_1^n, r_2^n w równaniu (13) są liczbami losowymi z rozkładu jednorodnego w przedziale $[0,1]$ i generowane są w kolejnych krokach iteracji dla każdej cząstki. Wprowadzenie ich do wzoru (13) ma na celu utrzymanie różnorodności populacji.



Rys. 6-1 Wizualizacja równań aktualizacji wektora prędkości i położenia dla cząstki roju PSO [Ken01].

Schemat blokowy algorytmu PSO przedstawiono na rysunku 6-2. Tak jak w przypadku innych heurystyk populacyjnych, najpierw są ustalane parametry algorytmu (liczba osobników w populacji, warunek zakończenia pracy algorytmu, itd.), a następnie jest inicjalizowana pierwsza populacja osobników (cząstek roju). W trakcie kolejnych iteracji wykonywana jest główna pętla algorytmu PSO, aż do spełnienia warunku zakończenia, którym może być osiągnięcie ustalonej liczby iteracji lub wartość osiągniętego najlepszego rozwiązania.



Rys. 6-2 Schemat blokowy algorytmu PSO [Ken01].

Główna pętla algorytmu PSO funkcjonuje według następującego schematu:

1. Dokonanie oceny położenia cząstek za pomocą funkcji dopasowania.
2. Zmiana zapisu w pamięci cząstek dotycząca najlepszych własnych położen p_i^n oraz najlepszego położenia p_g^n lidera roju.
3. Aktualizacja wektora prędkości i -tej cząstki roju v_i^n .

4. Aktualizacja położenia i -tej cząstki roju x_i^n .

Cechą charakterystyczną, która wyróżnia algorytm PSO spośród innych heurystycznych metod optymalizacji jest to, że jest on właściwie jedynym algorytmem ewolucyjnym, który nie wykorzystuje zasady „przeżywa najlepiej przystosowany”, czyli nie wykorzystuje bezpośrednio funkcji selekcji (cząsteczki z niskim przystosowaniem mogą przeżyć w procesie optymalizacji i potencjalnie odwiedzać dowolny punkt w przestrzeni przeszukiwań) [Eber01], [Shi98], [Shi98a].

Parametry algorytmu PSO

Algorytm PSO posiada cztery parametry za pomocą których można kontrolować jego działanie, tzn. jakość znalezionej odpowiedzi oraz czas jaki musi być na to poświęcony [Cler06], [Eber00]:

- a) w – waga inercji,
- b) c_1, c_2 – stałe dodatnie zwane odpowiednio parametrem poznawczym (kognitywnym) i parametrem zbiorowym (socjalnym),
- c) SS – liczba osobników w roju.

Najważniejszym parametrem algorytmu PSO jest parametr inercji w , który decyduje o wpływie poprzednich wartości wektorów prędkości v_i^n na bieżące wartości wektora prędkości v_i^{n+1} i -tej cząstki roju. Zatem, parametr inercji odpowiada za balans między globalną (szeroko-zakresową) a lokalną (wąsko-zakresową) zdolnością eksploracji D -wymiarowej przestrzeni poszukiwań przez osobniki roju. Wartość parametru inercji zawiera się w przedziale $w = [0,4; 1,2]$ [Cler09]. Duża wartość tego parametru skutkuje globalną eksploracją (przeszukiwanie nowych obszarów przestrzeni rozwiązań), podczas gdy mała wartość inercji powoduje skupienie się na lokalnej eksploracji (szukanie optymalnego rozwiązania w interesującym obszarze przestrzeni). Wybór odpowiedniej wartości parametru inercji powinien umożliwić zarówno globalną,

jak i lokalną eksplorację przestrzeni rozwiązań, w celu zmniejszenia liczby iteracji wymaganych do znalezienia optymalnego rozwiązania. W literaturze spotykane są dwa podejścia ustalania wartości parametru inercji tak, aby była możliwa zarówno globalna jak i lokalna eksploracja przestrzeni poszukiwań:

- a) wartość parametru inercji stała przez cały czas procesu szukania rozwiązania problemu optymalizacyjnego. Jest ona wyznaczana wówczas jako średnia arytmetyczna wartości skrajnych, tj. $w = \frac{1,2+0,4}{2} = 0,8$,
- b) wartość parametru inercji zmienna w czasie. Początkowo wartość inercji przyjmuje wartość maksymalną $w = 1,2$ (w celu promowania eksploracji globalnej), a następnie z czasem ta wartość jest zmniejszana do wartości minimalnej $w = 0,4$ (w celu skupienia poszukiwań w obiecujących rejonach przestrzeni rozwiązań) [Rat04], [Shi98], [Eber01].

Parametry c_1 i c_2 w równaniu (13) służą odpowiednio do regulacji wpływu „doświadczeń własnych” osobnika oraz „doświadczeń społecznych” na jego prędkość \mathbf{v}_i^{n+1} . Doświadczenia własne \mathbf{p}_i^n osobnika (cząstki) to najlepsze dotychczasowe położenie tej cząstki, natomiast doświadczenia społeczne \mathbf{p}_g^n to najlepsze dotychczasowe położenie osobnika najlepszego w całej populacji (lidera roju). Rola współczynników c_1 i c_2 nie ma tak istotnego wpływu na zbieżność algorytmu PSO jak parametr inercji. Jednakże, właściwe dopasowanie tych współczynników ma wpływ na szybszą zbieżność i złagodzenie efektu lokalnych optimum [Ken01]. Wartości parametrów c_1 , c_2 są ustalone w zależności od rodzaju rozwiązywanego problemu optymalizacyjnego (charakteru przestrzeni poszukiwań) i powinny spełniać zależność $c_1 + c_2 \leq 4$ [Carl01].

Liczba osobników roju SS jest jednym z parametrów algorytmu PSO. Chociaż ten parametr nie należy do krytycznych parametrów, to jednak właściwy dobór liczby osobników populacji ma wpływ na szybkość znalezienia najlepszego rozwiązania [Eber01]. Dobór zbyt małej liczby osobników skutkuje tym, że liczba iteracji potrzebna do uzyskania optymalnego rozwiązania będzie bardzo duża. Z drugiej strony, wybór większej populacji osobników zazwyczaj gwarantuje odnalezienie optymalnego

rozwiązania w krótszym czasie, ale za to koszt przeprowadzania obliczeń na tak dużej grupie powoduje, iż w ogólnym rozrachunku całkowity czas wykonania aplikacji jest często dłuższy niż w pierwszym przypadku [Cler06a].

Istnieją dwa sposoby wyznaczania wielkości populacji w algorytmie PSO. W pierwszym z nich, liczba osobników populacji algorytmu PSO jest zazwyczaj ustalana na wartość między 20 a 60 [Shi98a]. Drugim sposobem (bardziej racjonalnym) wyznaczania rozmiaru populacji PSO jest zastosowanie wzoru (15), który uwzględnia rozmiar optymalizowanego problemu, tj. wymiar D przestrzeni poszukiwań [Cler09]:

$$SS = 10 + 2 \cdot \lceil \sqrt{D} \rceil \quad (15)$$

Dodatek B

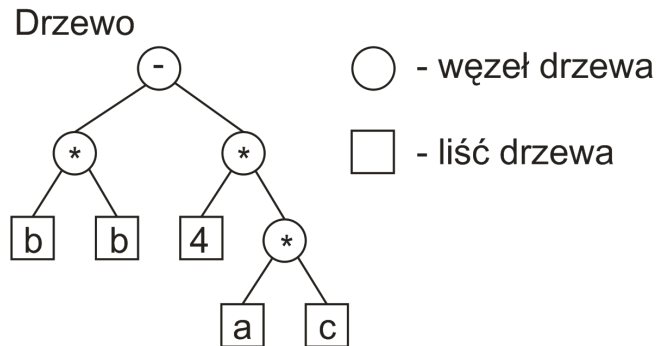
Algorytm programowania genetycznego

Algorytm programowania genetycznego (ang. Genetic Programming - GP) należy do rodziny algorytmów heurystycznych z populacją osobników [Koza92]. Jest on stosunkowo młodą techniką ewolucyjną rozwiniętą w latach 90 ubiegłego wieku [Mich96], [Arab04]. Algorytm programowania genetycznego stanowi szczególną odmianę algorytmów genetycznych, w których rozwiązywany problem optymalizacyjny jest zapisywany przy użyciu kodowania drzewiastego. Za pomocą struktury drzewiastej można bowiem w stosunkowo prosty sposób przedstawić następujące struktury: kod programu komputerowego, diagramy decyzyjne, układy elektroniczne [Koza97].

Kodowanie osobnika w programowaniu genetycznym

Charakterystyczną cechą algorytmu programowania genetycznego jest reprezentacja rozwiązania z użyciem struktur drzewiastych [Koza92], [Golo07b]. Drzewo osobnika składa się z węzłów oraz liści. Zbiór możliwych rozwiązań problemu optymalizacyjnego jest zbiorem wszystkich dozwolonych kombinacji elementów ze zbioru węzłów $\Phi \in \{\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{N_\Phi}\}$ o mocy N_Φ i zbioru liści $\Psi \in \{\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_{N_\Psi}\}$ o mocy N_Ψ . W zależności od typu problemu optymalizacyjnego węzłami drzewa mogą być operatory matematyczne, warunkowe, logiczne, funkcje matematyczne, itp., a liśćmi drzewa stałe, zmienne, struktury danych. Rysunek 7-1 przedstawia osobnika populacji z wykorzystaniem kodowania drzewiastego. Przedstawione drzewo reprezentuje wyrażenie $b * b - 4 * a * c$, w którym zbiór liści drzewa $\Psi \in \{a, b, c, 4\}$, zbiór węzłów drzewa $\Phi \in \{*, -\}$, a głębokość drzewa jest równa 4. Tworzenie nowych osobników populacji odbywa się losowo, tj. najpierw jest losowany węzeł będący korzeniem drzewa, a następnie losowane są elementy tworzące kolejne poziomy drzewa. Przy schodzeniu w głąb drzewa należy zmniejszać prawdopodobieństwo wylosowania węzła i zwiększać prawdopodobieństwo wylosowania liścia w celu wygenerowania drzewa o żądanej głębokości.

Kluczowym zagadnieniem w GP jest odpowiedni dobór elementów zbiorów liści Ψ i węzłów Φ drzewa. Zbyt duża ich liczba powoduje zwiększenie przestrzeni poszukiwań, a co za tym idzie, czasu potrzebnego na znalezienie optymalnego rozwiązania.

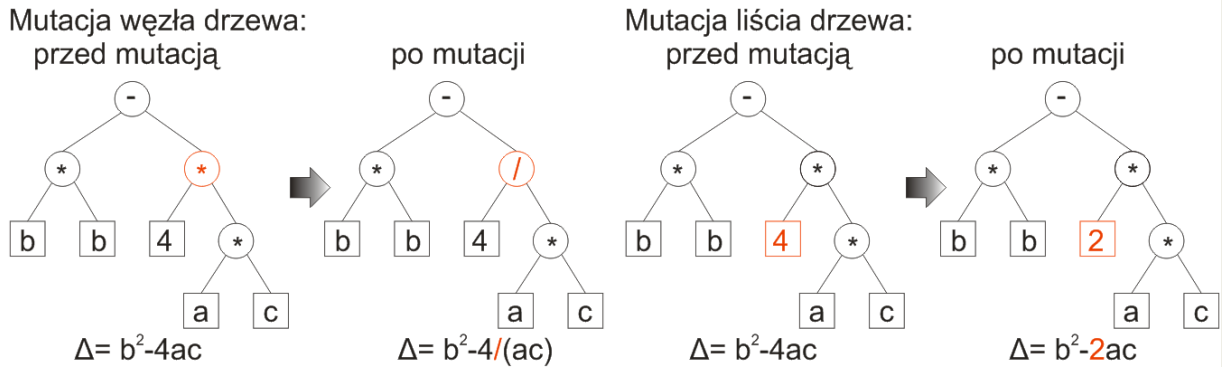


Rys. 7-1 Reprezentacja osobnika przy użyciu drzewa.

Operacje genetyczne

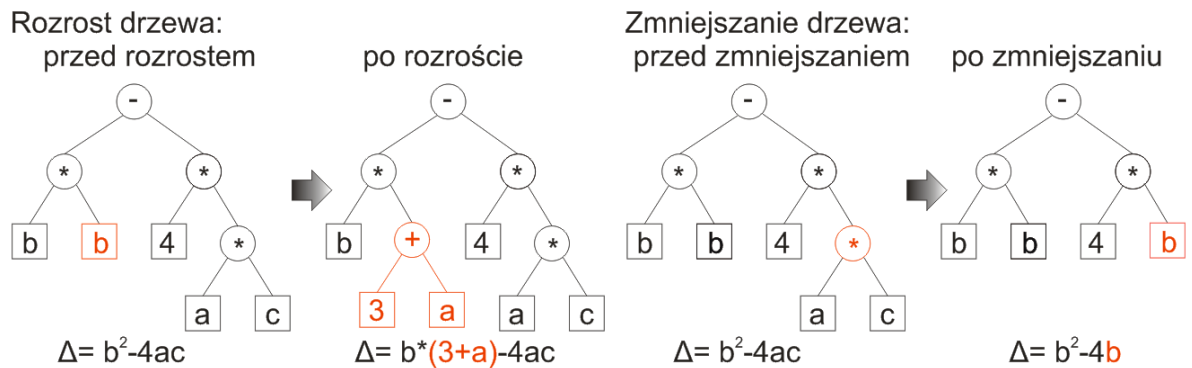
Do stworzenia nowej populacji w algorytmie GP używane są operatory genetyczne: mutacji, rozrostu, zmniejszania i krzyżowania [Gold03]. Operatory mutacji, rozrostu i zmniejszania symulują błąd reprodukcji osobnika. Operator krzyżowania symuluje mieszanie materiału genetycznego różnych osobników.

W algorytmie programowania genetycznego operator mutacji polega na losowym wybraniu węzła lub liścia w drzewie, i zastąpieniu go odpowiednio losowym węzłem lub liściem (Rys. 7-2). Operacja rozrostu i zmniejszania jest specyficzną odmianą mutacji. Operator rozrostu polega na losowym wybraniu liścia w drzewie i zastąpienia go losowym poddrzewem (Rys. 7-3). Operator zmniejszania natomiast, polega na losowym wybraniu węzła w drzewie, usunięciu całego jego poddrzewa i zastąpieniu go losowym liściem (Rys. 7-3) [Golo07b].

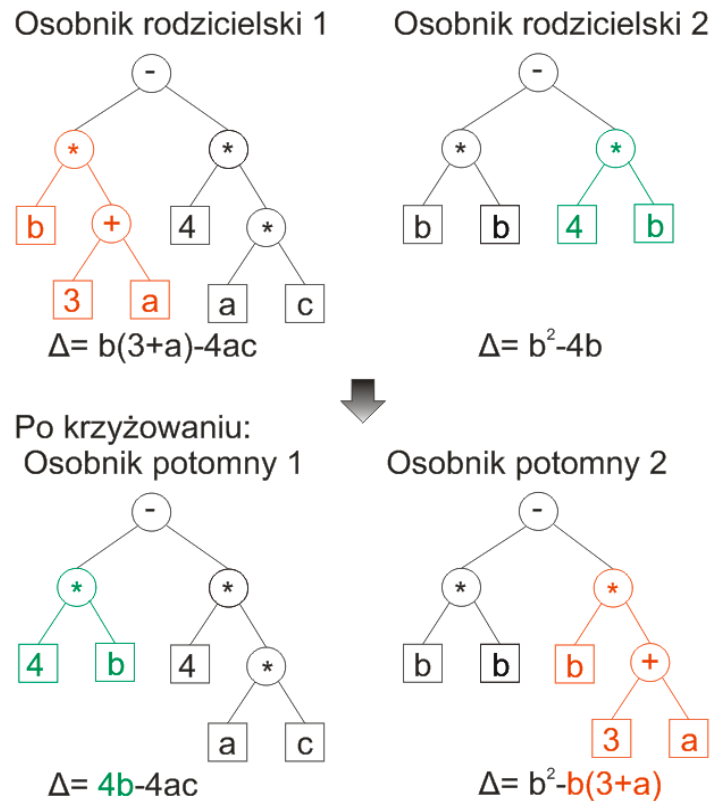


Rys. 7-2 Przykłady działania operacji mutacji.

Krzyżowanie, w przeciwieństwie do pozostałych operatorów genetycznych, jest operacją działającą na dwóch osobnikach, zwanych osobnikami rodzicielskimi. Operacja ta polega na losowym wyborze węzła krzyżowania dla każdego z osobników rodzicielskich, a następnie wymianie pomiędzy osobnikami poddrzew, których korzeniami są wybrane węzły krzyżowania (Rys. 7-4). W wyniku operacji krzyżowania powstają dwa nowe osobniki, zwane osobnikami potomnymi.



Rys. 7-3 Przykłady działania operacji rozrostu i zmniejszania.



Rys. 7-4 Przykład działania operacji krzyżowania w GP.

Parametry kontrolne algorytmu programowania genetycznego

Szybkość znalezienia optymalnego rozwiązania przez algorytm GP w dużej mierze zależy od odpowiedniego doboru wartości parametrów kontrolnych. W tabeli 7-1 zestawiono ważniejsze parametry algorytmu programowania genetycznego. Wartości tych parametrów są zazwyczaj określone eksperymentalnie [Golo07b], [Kyz10a].

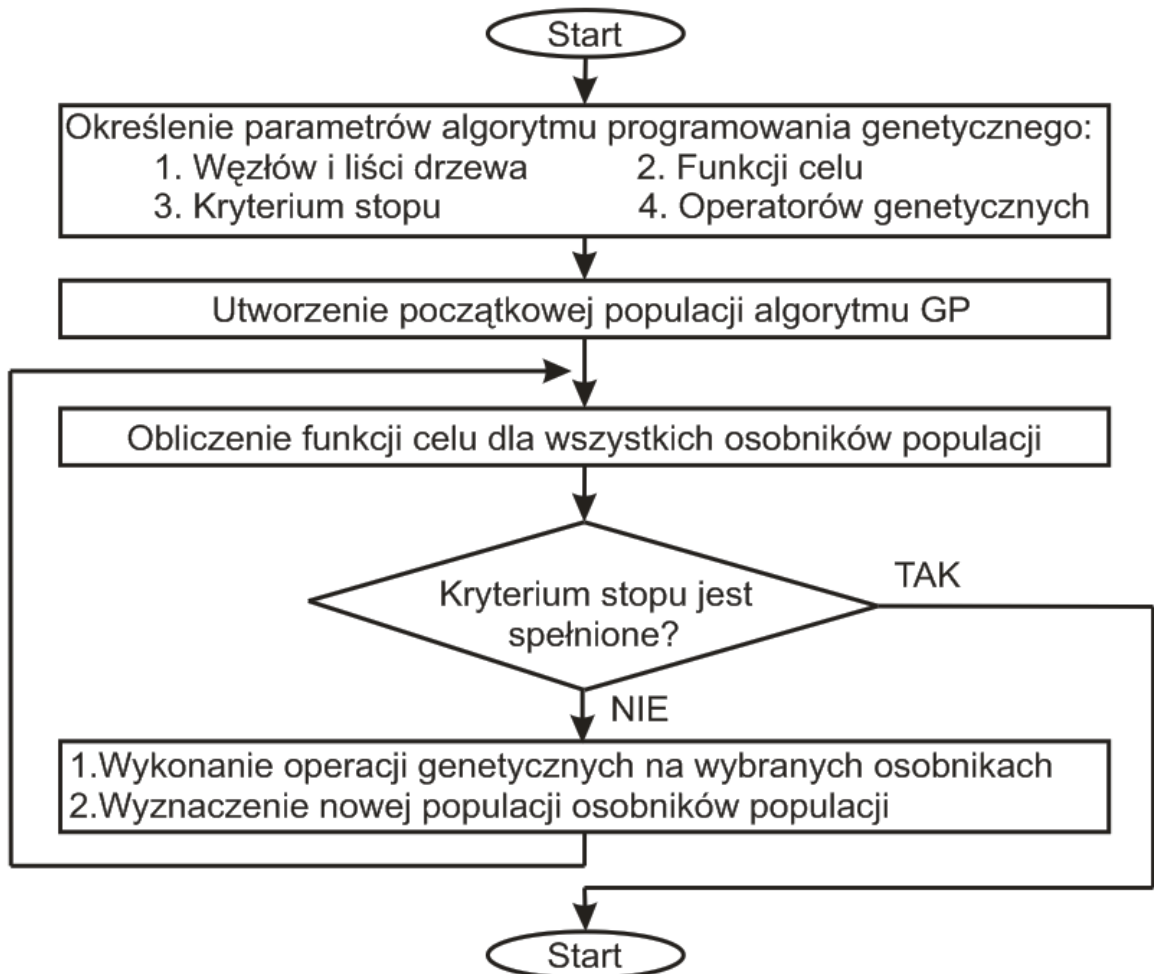
Tabela 7-1 Parametry kontrolne algorytmu programowania genetycznego.

Parametr	Opis
Minimalna wielkość osobnika	Określa minimalną głębokość (liczba poziomów) drzewa
Maksymalna wielkość osobnika	Określa maksymalną głębokość drzewa
Zbiór węzłów drzewa	Określa zestaw elementów, które mogą być węzłami drzewa
Zbiór liści drzewa	Określa zestaw elementów, które mogą być liśćmi drzewa
Wielkość populacji	Określa liczbę osobników w populacji

Liczba pokoleń	Określa maksymalną liczbę iteracji algorytmu	
Warunek zakończenia pracy algorytmu	Określa warunek zakończenia, tj. wartość progową funkcji przystosowania lub maksymalną liczbę iteracji, której osiągnięcie przerywa proces ewolucji	
Współczynnik reprodukcji	Określa, jaką część nowej populacji stanowią będą osobniki będące efektem operacji reprodukcji	
Współczynnik modyfikacji osobników	Określa, jaką część nowej populacji stanowią będą osobniki będące efektem modyfikacji osobników przy użyciu operacji genetycznych (1-współczynnik reprodukcji)	
Prawdopodobieństwo operacji genetycznej	Mutacji	Określa prawdopodobieństwo wystąpienia w procesie ewolucyjnym danej operacji genetycznej
	Rozrostu	
	Zmniejszania	
	Krzyżowania	

Schemat blokowy działania programowania genetycznego

Schemat blokowy algorytmu programowania genetycznego przedstawiono na rysunku 7-5. Algorytm GP bazuje na populacji osobników, które stanowią możliwe rozwiązania optymalizowanego problemu. Każdy z osobników populacji jest poddawany ocenie, poprzez obliczenie wartości funkcji celu, która definiuje stopień dopasowania danego osobnika do optymalnego rozwiązania problemu optymalizacyjnego. Następnie (tak jak ma miejsce w innych algorytmach ewolucyjnych), utworzenie nowego pokolenia osobników odbywa się przy użyciu reprodukcji i modyfikacji najlepszych osobników populacji. Wybór puli najlepszych osobników z całej populacji może odbyć się na wiele sposobów np. selekcji proporcjonalnej, selekcji turniejowej, itd. [Koza92]. Kolejne populacje osobników mają coraz lepszą wartość przystosowania (funkcji celu). Reprodukacja najlepszych osobników jest rozumiana jako przeniesienie osobnika do populacji potomnej bez dokonywania zmian w jego strukturze. Natomiast modyfikacja najlepszych osobników populacji odbywa się przy użyciu operatorów genetycznych: mutacji, krzyżowania, rozrostu, zmniejszania.



Rys. 7-5 Schemat blokowy algorytmu programowania genetycznego [Koza92].

Warunkiem zakończenia (kryterium stopu) procesu ewolucji może być osiągnięcie odpowiedniej wartości funkcji celu lub też osiągnięcie maksymalnej liczby generowanych pokoleń. Algorytm kończy swoją pracę, jeżeli warunek zakończenia został spełniony.

Dodatek C

Synteza impedancji dwójnika pasywnego RLC

Analiza analogowych układów RLC jest problemem polegającym na wyznaczeniu odpowiedzi układu mając dane wymuszenie oraz strukturę i parametry obwodu. Odpowiedź układu to napięcia na elementach lub prądy płynące w gałęziach tego układu [Rut06]. Synteza analogowych układów RLC jest zagadnieniem odwrotnym do zagadnienia analizy i polega na wyznaczeniu struktury obwodu i jego parametrów mając dane wymuszenie i odpowiedź układu. W przypadku analizy analogowych układów RLC uzyskane rozwiązanie jest zazwyczaj jednoznaczne. W przypadku syntezy, uzyskane rozwiązanie jest niejednoznaczne - oznacza to, że może istnieć wiele struktur układów RLC, które mogą realizować taką samą odpowiedź [Miko84].

Przedstawiona w rozprawie metoda syntezy impedancji pozwala na otrzymanie takiej struktury dwójnika RLC, która zrealizuje zadane wartości impedancji. Zaproponowane podejście syntezy dwójnika RLC wykorzystuje heurystyczny algorytm programowania genetycznego. Wykorzystanie algorytmów heurystycznych do problemu syntezy analogowych układów RLC nie jest nowym pomysłem. W literaturze można spotykać prace wykorzystujące algorytmy heurystyczne do syntezy funkcji układowych analogowych układów, np. charakterystyki amplitudowej czwórnika [Koza97], [Grim00], [Golo07b].

Synteza analogowych układów RLC składa się z dwóch etapów. Pierwszy z nich to aproksymacja lub interpolacja polegająca na określeniu wzorem funkcji układowej na podstawie zadanej charakterystyki. Charakterystyka może być podana w formie graficznej lub w formie tabeli, np. zestaw wartości $\omega, Z(j\omega)$. Drugi etap syntezy polega na wyznaczeniu struktury analogowego układu RLC na podstawie funkcji układowej danej wzorem. W wielu przypadkach funkcja układowa jest już podana w formie wzoru, zatem synteza składa się wtedy tylko z drugiego etapu [Miko84].

Deterministyczna metoda syntezy impedancji dwójnika RLC

Dla dwójników RLC funkcja układowa jest rozumiana jako impedancja lub admitancja. Załóżmy, że funkcja układowa jest dana w postaci graficznej. Po pierwszym etapie syntezy uzyskujemy zależność opisującą impedancję dwójnika $Z(s) = L(s)/M(s)$. Załóżmy, że impedancja $Z(s)$ jest realizowalna, zatem $Z(s)$ musi być funkcją wymierną, rzeczywistą dodatnią [Miko84]. Deterministyczna metoda syntezy funkcji wymiernej rzeczywistej dodatniej polega na wyrażeniu funkcji $Z(s)$ w postaci sumy funkcji, którym można przyporządkować proste obwody RLC [Miko84]. Wykorzystywane są dwie metody rozkładu funkcji $Z(s)$, w zależności od tego jakich elementów chcemy użyć w strukturze RLC. Metoda Brune'a do realizacji struktury wykorzystuje elementy RLC, transformatory oraz cewki sprzężone magnetycznie. W metodzie Botta-Duffina do realizacji funkcji wymiernej dodatniej nie są wymagane transformatory ani cewki sprzężone magnetycznie.

Heurystyczna metoda syntezy impedancji dwójnika RLC

Funkcja układowa dwójnika może być dana w postaci graficznej lub tabeli. Heurystyczna metoda syntezy impedancji dwójnika polega na użyciu algorytmu heurystycznego do wyznaczania struktury układu RLC. Zaletą tej metody jest brak pierwszego etapu syntezy (określenie wzorem funkcji układowej), wadą natomiast jest brak gwarancji uzyskania optymalnego rozwiązania, tj. struktury, która będzie dokładnie realizowała zadane wartości impedancji. Wybór algorytmu heurystycznego, który będzie użyty do wyznaczania struktury RLC jest uzależniony od specyfikacji problemu optymalizacyjnego (rodzaj kodowania problemu). Ten z kolei zależy od sposobu jakiego użyjemy do opisu analogowego układu RLC. Poniżej zostaną przedstawione dwie metody opisu układu RLC.

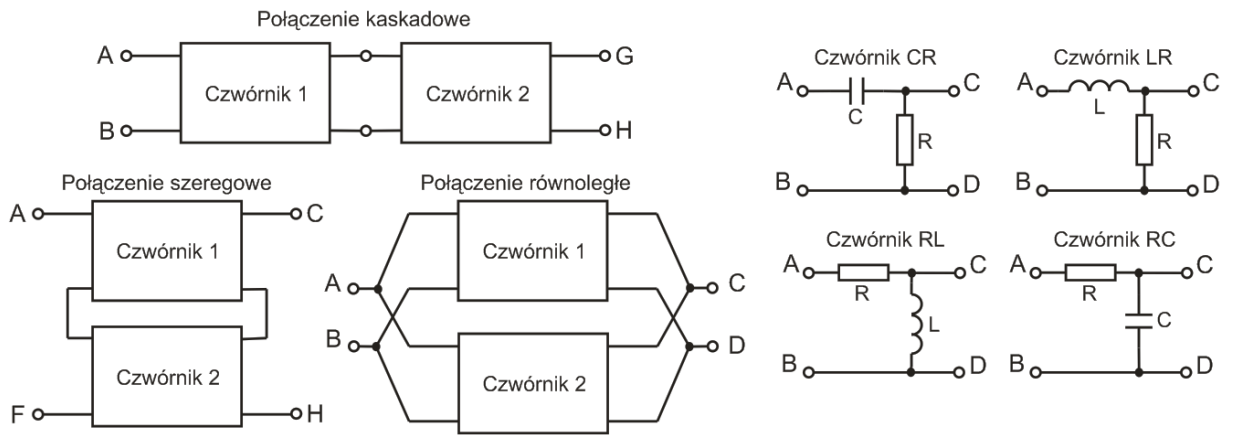
Pierwsza z metod opisu analogowych układów elektronicznych to metoda macierzy admitancyjnej [Rut06]. Zaletą tej metody jest to, że pozwala ona na opis

dowolnego liniowego układu. Naturalnym sposobem kodowania rozwiązania problemu optymalizacyjnego, tj. struktury RLC opisanej macierzą admitancyjną, wydaje się być kodowanie łańcuchowe. W kodowaniu łańcuchowym, oprócz samych wartości genów (typ i wartość elementu) ważna jest także kolejność ich ustawienia (między które węzły wpięty jest dany element). W celu sprecyzowania problemu optymalizacyjnego syntezy impedancji dwójnika RLC należy ustalić maksymalną liczbę węzłów w wyznaczonej strukturze, ustalić skończony zbiór elementów (rodzaj elementów oraz wartości tych elementów), które ta struktura mogłaby zawierać. Tak zdefiniowany problem jest NP-trudnym problemem kombinatorycznym (zdefiniowany skończony zbiór elementów RLC). Przykładem algorytmu heurystycznego pozwalającego na rozwiązywanie problemów kombinatorycznych z kodowaniem łańcuchowym są np. algorytm genetyczny GA lub algorytm mrówkowy ACO [Arab04], [Bor06].

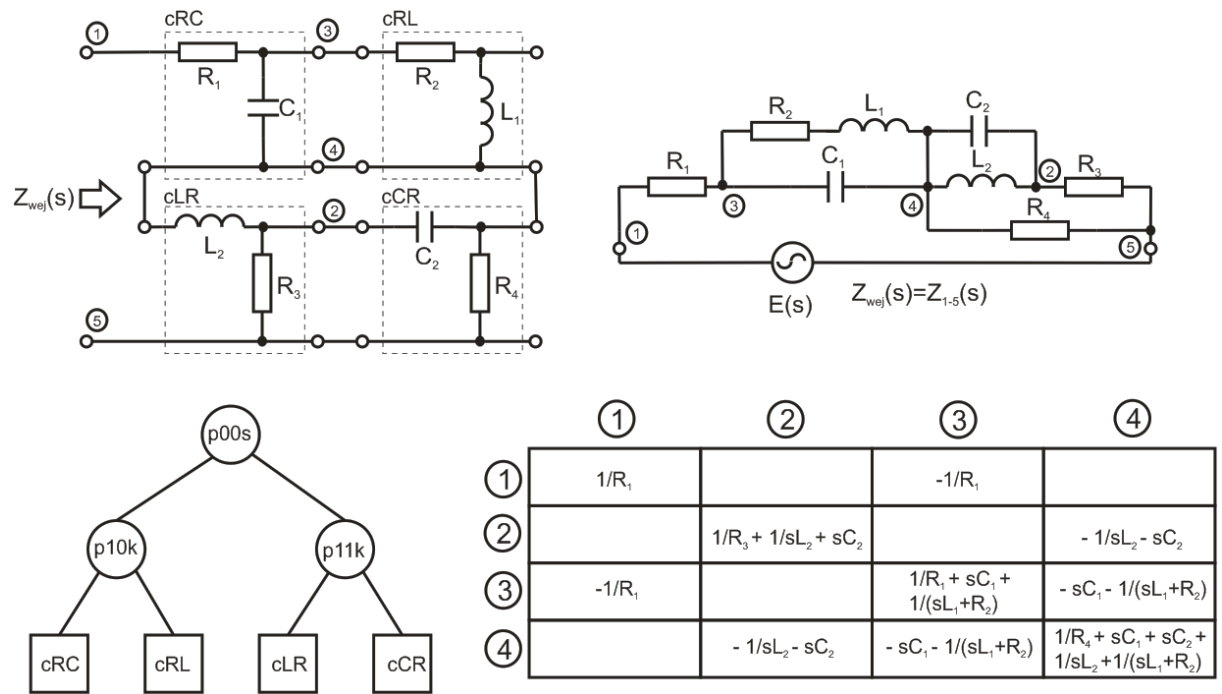
Druga z metod opisu analogowych układów elektronicznych wykorzystuje fakt, iż łącząc ze sobą² (szeregowo, równoległe lub kaskadowo) odpowiednie czworniki podstawowe (Rys. 8-1) można uzyskać skomplikowaną strukturę RLC. Tak otrzymaną strukturę RLC można zapisać w postaci drzewa, tj. zbioru użytych czworników podstawowych (liście drzewa) i połączeń między nimi (węzły drzewa). Zaletą opisu układu RLC za pomocą drzewa jest przejrzystość takiego zapisu schematu dwójnika, wadą natomiast jest to, iż nie każdą strukturę RLC można w ten sposób opisać (Rys. 8-3). Opis struktury RLC za pomocą drzewa wymusza użycie kodowania drzewiastego. Częstym problemem w algorytmach stosujących kodowanie drzewiaste jest nadmierne rozrastanie się drzewa. Problem ten jednak można rozwiązać przez zdefiniowanie maksymalnego rozmiaru (głębokości) drzewa. Przykładem algorytmu heurystycznego, który rozwiązuje problemy optymalizacyjne z kodowaniem drzewiastym jest programowanie genetyczne [Koza92].

² W przypadku połączenia szeregowego lub równoległego dwóch czworników muszą być spełnione tzw. warunki regularności. Warunki te można przedstawić w następujący sposób. Wielkości związane z wrotami czworników nie mogą ulec po utworzeniu z danych czworników połączenia szeregowego lub równoległego (po połączeniu warunek równości prądów w parach końcówek musi być zachowany) [Miko84].

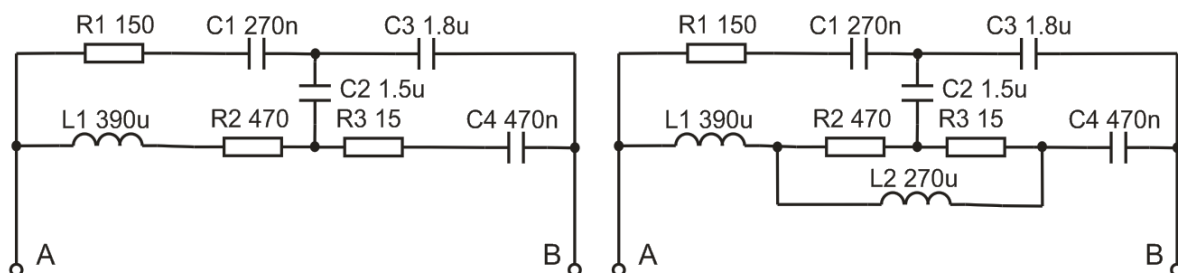
Przykład prostej struktury RLC opisanej zarówno za pomocą macierzy admitancyjnej jak i drzewa został przedstawiony na rysunku 8-2.



Rys. 8-1 Wybrane połączenia czwórników (po lewej). Schematy czwórników podstawowych (po prawej).



Rys. 8-2 Struktura RLC, opis za pomocą drzewa (po lewej) i macierzy admitancyjnej (po prawej).



Rys. 8-3 Struktura RLC opisywalna za pomocą drzewa (po lewej). Struktura RLC nieopisywalna za pomocą drzewa (po prawej).

Synteza impedancji dwójnika RLC z wykorzystaniem algorytmu programowania genetycznego

Przedstawiona metoda syntezy impedancji dwójnika RLC jest metodą heurystyczną wykorzystującą algorytm programowania genetycznego. Do opisu dwójnika RLC użyto struktury drzewiastej. Wybór ten jest podyktowany faktem, iż bardzo łatwo można zaimplementować syntezę struktury układu RLC z inną funkcją układową, np. wzmocnienie, parametr y_{21} (jeżeli rozpatrujemy strukturę RLC jako czwórnik) [Golo07b].

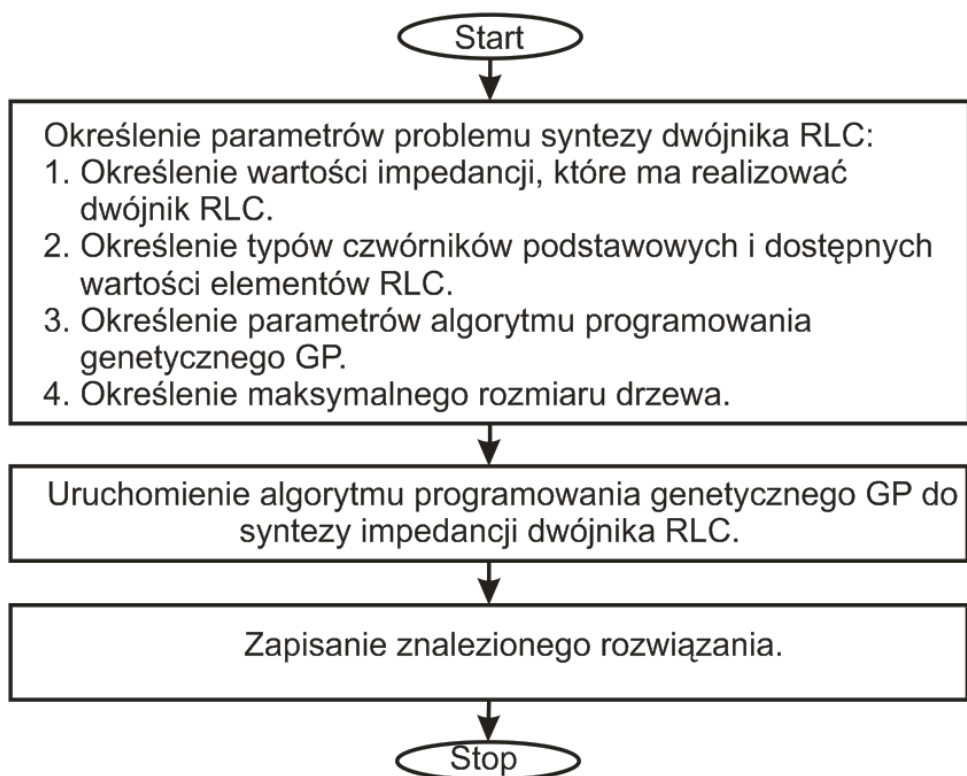
Schemat blokowy programu syntezy impedancji dwójnika RLC składa się z trzech etapów (Rys. 8-4). Pierwszy etap stanowi określenie wartości:

- rozmiaru drzewa, tj. jego głębokości,
- impedancji jakie ma realizować szukana struktura RLC,
- zdefiniowanie zbioru węzłów drzewa i zbioru liści drzewa,
- zdefiniowanie parametrów algorytmu programowania genetycznego.

Zdefiniowanie impedancji jakie ma realizować struktura RLC polega na podaniu wartości realisu i imaginalisu impedancji oraz wartości częstotliwości f . Zdefiniowanie zbioru liści drzewa wymaga określenia dostępnych typów czwórników podstawowych

oraz wartości elementów jakie te czwórniki mogą zawierać. Zdefiniowanie zbioru węzłów drzewa polega na określeniu w jaki sposób czwórniki mogą być łączone ze sobą.

W najważniejszym drugim etapie algorytm programowania genetycznego szuka odpowiedniej struktury RLC realizującej zadane wartości impedancji. Po znalezieniu struktury RLC (trzeci etap), otrzymane rozwiązanie zostaje zapisane do pliku tekstowego (*.txt) oraz w postaci netlisty (*.cir). Na podstawie informacji zawartych w pliku tekstowym można narysować drzewo rozwiązania (użyte czwórniki podstawowe i połączenia między tymi czwórnikami), netlista służy natomiast do sprawdzenia (przy pomocy symulatora obwodów elektronicznych, np. Pspice) czy wygenerowana struktura dwójnika RLC rzeczywiście spełnia zadane wartości impedancji.



Rys. 8-4 Schemat blokowy programu do syntezy impedancji dwójnika RLC [Kyz10a].

Przykład obliczeniowy

Zaproponowane podejście syntezy dwójnika RLC z wykorzystaniem programowania genetycznego wykorzystano do stworzenia struktury RLC, która będzie realizowała cztery wartości impedancji (realis i imaginalis). Wartości impedancji i częstotliwości, dla których mają być one realizowane podano w tabeli 8-3. W tabelach 8-1 i 8-2 zamieszczono parametry algorytmu programowania genetycznego i drzewa, które były użyte do znalezienia optymalnej struktury dwójnika RLC [Kyz10a].

Tabela 8-1 Wartości parametrów algorytmu programowania genetycznego.

Parametr programowania genetycznego		Wartość parametru
Liczba osobników w populacji		300
Liczba „elitarnych” osobników do reprodukcji		30
Głębokość drzewa		5
Prawdopodobieństwo operacji genetycznej	mutacji	0,3
	rozrostu	0,3
	zmniejszania	0,2
	krzyżowania	0,2
Prawdopodobieństwo wylosowania poszczególnych czwórników podstawowych	czwórnik RL	0,25
	czwórnik RC	0,25
	czwórnik CR	0,25
	czwórnik LR	0,25
Prawdopodobieństwo wylosowania poszczególnych połączeń	szeregowe	0,33
	równoległe	0,33
	kaskadowe	0,34

Tabela 8-2 Parametry drzewa.

Drzewo	Wartość parametru	
Rozmiar drzewa	5	
Liczba elementów zbioru węzły drzewa (połączenia między czwórnikami)	3	Połączenie szeregowe
		Połączenie równoległe
		Połączenie kaskadowe
Zbiór liście drzewa (typy czwórników podstawowych)	Czwórnik o strukturze RL	
	Czwórnik o strukturze RC	
	Czwórnik o strukturze CR	
	Czwórnik o strukturze LR	
Wartości elementów czwórników podstawowych (typoszereg E12)	R	od 12 Ω do 820 k Ω
	L	od 120 nH do 82 mH
	C	od 120 pF do 82 μ F

Wartość funkcji celu potencjalnego rozwiązania jest obliczona jako błąd względny δ_{wzg} : wartość bezwzględna z różnicy impedancji, którą realizuje struktura RLC a wartością zadaną, odniesiona do wartości zadanej.

$$\delta_{wzg} = \sum_{i=0}^k \left(\left| \frac{Re(Z_{RLC}) - Re(Z_i)}{Re(Z_i)} \right| + \left| \frac{Im(Z_{RLC}) - Im(Z_i)}{Im(Z_i)} \right| \right) \quad (16)$$

Warunkiem zakończenia pracy algorytmu (kryterium stopu) jest osiągnięcie maksymalnej liczby pokoleń populacji $Pop_{max} = 5000$ lub znalezienie rozwiązania z wartością funkcji celu $\delta_{wzg} < 1$.

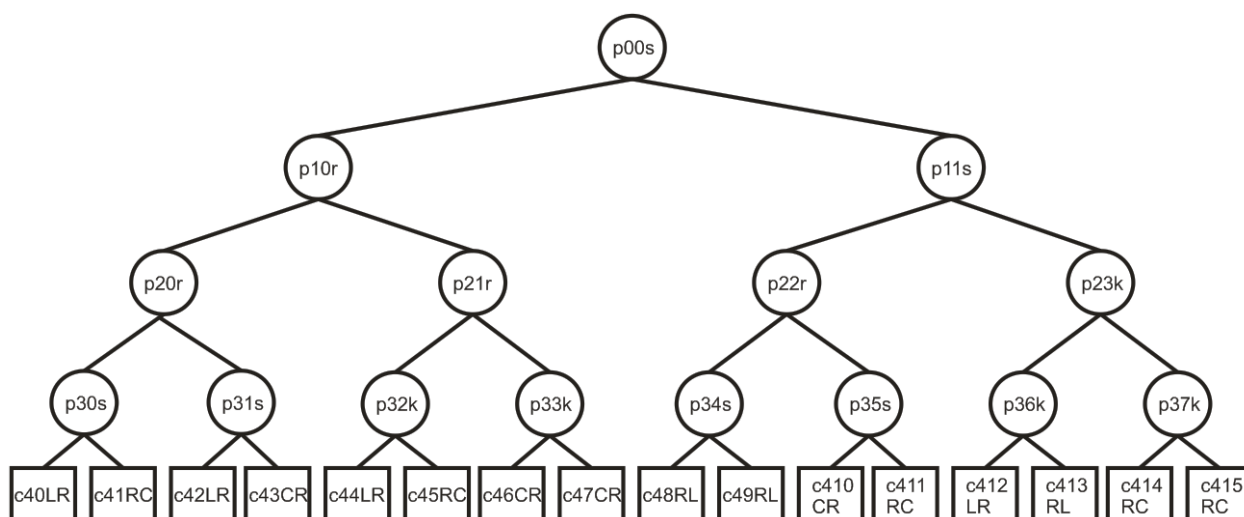
Tabela 8-3 Zadane wartości impedancji $Z_i(j\omega)$.

Zadane wartości impedancji				
i	f [kHz], ω [rad/s]		$Re\{Z_i(j\omega)\}$	$Im\{Z_i(j\omega)\}$
1	1,	6280	50	-90
2	2,	12560	170	100
3	5,	31400	70	-30
4	10,	62800	20	-10

Tabela 8-4 Wartości impedancji $Z_{RLC}(j\omega)$ realizowane przez wygenerowaną strukturę RLC.

Wartości impedancji realizowane przez wygenerowaną strukturę RLC						
i	$Re\{Z_i(j\omega)\}$	$Re\{Z_{RLC}(j\omega)\}$	$\delta_{wzg}Re$	$Im\{Z_i(j\omega)\}$	$Im\{Z_{RLC}(j\omega)\}$	$\delta_{wzg}Im$
1	50	49,95	0,001	-90	-88,46	0,017
2	170	163,51	0,04	100	100,17	0,001
3	70	21,87	0,68	-30	-35,42	0,18
4	20	19,99	5e-4	-10	-9,99	0,001

Algorytm programowania genetycznego pozwolił na znalezienie struktury RLC z wartością funkcji celu: $\delta_{wzg} = 0,92$ w 458 pokoleniu populacji. Wartości impedancji realizowane przez stworzoną strukturę nie różnią się znacząco od wartości zadanych, błąd względny wynosi $\delta_{wzg} = 0,92$ (tabela 8-4). Znaleziona struktura dwójnika RLC składa się z 16 czwórników podstawowych (tabela 8-5). Drzewo dwójnika RLC jest przedstawione na rysunku 8-5, a na rysunku 8-6 jest przedstawiona jego struktura.



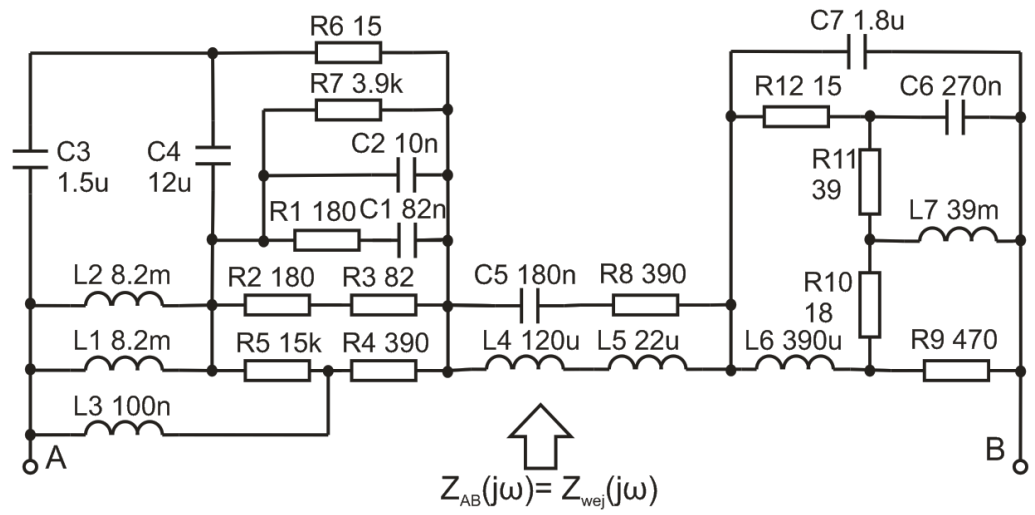
Rys. 8-5 Drzewo wygenerowanej struktury RLC.

Tabela 8-5 Czworniki podstawowe w wygenerowanej strukturze RLC.

Czworniki podstawowe w wygenerowanej strukturze RLC			
Nr i rodzaj czwornika	Wartości elementów czwornika	Nr i rodzaj czwornika	Wartości elementów czwornika
c40LR	L=8,2m R=180	c48RL	R=330 L=120u
c41RC	R=18 C=82n	c49RL	R=22 L=22u
c42LR	L=8,2m R= 180	c410CR	C=2,7u R=390
c43CR	C=6,8u R=82	c411RC	R=33 C=180n
c44LR	L=99n R=390	c412LR	L=390u R=470
c45RC	R=15k C=10n	c413RL	R=18 L=39m
c46CR	C=1,5u R=15	c414RC	R=39 C=270n
c47CR	C=12u R=3.9k	c415RC	R=15 C=1.8u

Zaproponowana metoda syntezy funkcji układowej dwójnika RLC z wykorzystaniem algorytmu programowania genetycznego pozwala na otrzymanie struktury, która realizuje zadane wartości impedancji. Praktyczne wykonanie otrzymanej struktury RLC nie stanowi problemu ponieważ wartości elementów, które są używane przy konstruowaniu struktury RLC pochodzą z typoszeregu E12. Ponadto, dla elementów L została uwzględniona rezystancja wewnętrzna cewki równa $R_L = 3\Omega$. Opisana metoda syntezy impedancji dwójnika RLC jest wykorzystywana w czwartym etapie metody testowania 4-tBT [Kyz10]. Dalsze prace prowadzone przez Autora w temacie syntezy

funkcji układowej układu elektronicznego będą się skupiać na użyciu algorytmu heurystycznego do syntezy struktury RLC opisaną za pomocą macierzy admitancyjnej.



Rys. 8-6 Wygenerowana struktura RLC.

Spis tabel

Tabela 2-1 Zbiory niejednoznaczności dla przykładu obliczeniowego.	18
Tabela 2-2 Punkty testowe i rozkłady testowe dla przykładu obliczeniowego.	19
Tabela 2-3 Wartości miary $S_{d_{Yi}}$ i $S_{d_{Pq}}$ dla punktów testowych z rysunku 2-6.	25
Tabela 3-1 Transformowanie impedancji w układzie dopasowania impedancyjnego z uszkodzeniami parametrycznymi.	38
Tabela 3-2 Przyporządkowanie elementów macierzy admitancyjnej y^S układu testowanego do elementów czwórnik testującego.	53
Tabela 3-3 Stany UT (nieuszkodzony + 10 uszkodzeń parametrycznych) dla układu dopasowania impedancyjnego (stanowiącego UT).	55
Tabela 3-4 Zbiory niejednoznaczności.	58
Tabela 3-5 Rozkłady testowe.	59
Tabela 3-6 Wybrane populacje osobników algorytm PSO podczas procesu optymalizacji $S_{d_{Y0}}$	67
Tabela 3-7 Zbiór R^B bazowych rozkładów testowych.	78
Tabela 3-8 Zbiór R^N nadmiarowych rozkładów testowych.	80
Tabela 3-9 Minimalne sklejenia stanów.	81
Tabela 3-10 Wyznaczanie wartości N_L dla lokalizacji stanów UT.	85
Tabela 3-11 Zbiór minimalnych zbiorów rozkładów testowych R^D_i dla detekcji uszkodzenia.	86
Tabela 3-12 Zbiór minimalnych zbiorów rozkładów testowych R^L_i dla lokalizacji uszkodzenia.	86

Tabela 3-13 Zbiór najlepszych punktów testowych P^D dla detekcji uszkodzenia w UT.	87
Tabela 3-14 Zbiór najlepszych punktów testowych P^L dla lokalizacji uszkodzenia w UT.	87
Tabela 3-15 Realizowane wartości impedancji przez dwójnik RLC.....	89
Tabela 4-1 Wartości przedziałów przestrzeni poszukiwań dla UDI.....	94
Tabela 4-2 Rezultaty badań UDI dla metody 4-tBT z siedmiowymiarową PP.	95
Tabela 4-3 Zbiór najlepszych punktów testowych P^D dla detekcji uszkodzenia w UT. ..	96
Tabela 4-4 Zbiór najlepszych punktów testowych P^L dla lokalizacji uszkodzenia w UT.	96
Tabela 4-5 Rezultaty symulacji UDI dla różnych wariantów metody 4-tBT.	98
Tabela 4-6 Wartości parametrów przestrzeni poszukiwań.	102
Tabela 4-7 Wyznaczanie minimalnego zbioru rozkładów testowych dla lokalizacji uszkodzenia UT.	105
Tabela 4-8 Porównanie metod optymalizacji doboru punktów testowych.	106
Tabela 4-9 Rezultaty badań dla układu filtru analogowego.	108
Tabela 4-10 Wartości przedziałów przestrzeni poszukiwań.....	110
Tabela 4-11 Rezultaty badań dla układu wzmacniacza sygnałów biomedycznych.	112
Tabela 7-1 Parametry kontrolne algorytmu programowania genetycznego.	131
Tabela 8-1 Wartości parametrów algorytmu programowania genetycznego.	140
Tabela 8-2 Parametry drzewa.	140
Tabela 8-3 Zadane wartości impedancji $Z_i(j\omega)$	141

Tabela 8-4 Wartości impedancji $Z_{RLC}(j\omega)$ realizowane przez wygenerowaną strukturę RLC.....	141
Tabela 8-5 Czwórnik podstawowy w wygenerowanej strukturze RLC.	142

Spis rysunków

Rys. 2-1 Kryteria systematyki metod testowania [Rut03].	7
Rys. 2-2 Fazy życia układu scalonego [Huer93].	9
Rys. 2-3 Klasyfikacja uszkodzeń analogowych układów elektronicznych [Rut03].	10
Rys. 2-4 Rozkłady testowe w funkcji wartości parametru pobudzenia testowego.	20
Rys. 2-5 Strata informacji dla punktów testowych.	22
Rys. 2-6 Wyznaczanie wartości $S_{d_{yi}}$ dla zbiorów niejednoznaczności oraz $S_{d_{Pq}}$ dla punktów testowych.	25
Rys. 2-7 Etapy konstrukcji sygnaturowego słownika uszkodzeń [Rut03].	26
Rys. 2-8 Kanał informacyjny z zakłóceniami [Rut03].	30
Rys. 2-9 Schemat blokowy testera dla tradycyjnej metody testowania [Bush04].	34
Rys. 2-10 Układ testowany z pętlą sprzężenia zwrotnego [Tocz09].	35
Rys. 2-11 Schemat blokowy testera AUE dla oscylacyjnej metody testowania [Arabi95].	36
Rys. 3-1 Czwórnik testujący i układ testowany jako równoległe połączenie dwóch czwórników.	39
Rys. 3-2 Wariant metody 4-tBT: a) z siedmiowymiarową PP, c) z trójwymiarową PP, d) z dwuwymiarową PP, b) tradycyjna metoda testowania TTM z pobudzeniem AC.	41
Rys. 3-3 Schemat budowy testera AUE w metodzie 4-tBT.	45
Rys. 3-4 Systematyka metod testowania AUE z uwzględnieniem metody 4-tBT.	46
Rys. 3-5 Przykład użycia metody 4-tBT.	48

Rys. 3-6 Etapy metody 4-tBT.	50
Rys. 3-7 a) UT; b) UT wraz z czwórnikiem testującym; c) zakresy symulowanych uszkodzeń parametrycznych.	54
Rys. 3-8 Pomiary dla punktu testowego P_{10}	56
Rys. 3-9 Wizualizacja rozkładów testowych dla przykładu obliczeniowego.	61
Rys. 3-10 Wizualizacja zbiorów niejednoznaczności zawierających stan S_1 a) bez miary $S_{d_{Yi}}$ i b) z miarą $S_{d_{Yi}}$	62
Rys. 3-11 Schemat blokowy algorytmu wyszukiwania informacji diagnostycznej z wykorzystaniem algorytmu PSO.	65
Rys. 3-12 Miara $S_{d_{Y0}}$ zbioru niejednoznaczności Y_0 dla metody 4-tBT z dwuwymiarową przestrzenią poszukiwań.	67
Rys. 3-13 Wybrane populacje algorytmu PSO podczas optymalizacji $S_{d_{Y0}}$	68
Rys. 3-14 Dyskretyzacja dwuwymiarowego obszaru przestrzeni poszukiwań \mathcal{R}^S osiągnięta przez algorytm PSO w czasie wyszukiwania informacji diagnostycznej.	69
Rys. 3-15 Podział zbioru rozkładów testowych R na podzbiory.	72
Rys. 3-16 Dedykowana metoda optymalizacji doboru punktów testowych.	76
Rys. 3-17 Algorytm podziału zbioru rozkładów testowych R na podzbiory R^B i R^N	79
Rys. 3-18 Przykład bazowego rozkładu testowego R_{26} wraz z nadmiarowymi rozkładami testowymi.	80
Rys. 3-19 Przykład wyznaczania bazowego rozkładu testowego powodującego „unikalne rozkucie” dla bazowego rozkładu testowego R_2	82
Rys. 3-20 Algorytm szukania minimalnego zbioru rozkładów R^L_i	83

Rys. 3-21 Sprzętowa redukcja czasu testu w TTM.....	90
Rys. 3-22 Sprzętowa redukcja czasu testu w metodzie testowania 4-tBT.....	90
Rys. 3-23 Znaleziona struktura dwójnika pasywnego RLC.	91
Rys. 4-1 Aktywny filtr analogowy.....	101
Rys. 4-2 Model wzmacniacza operacyjnego.	101
Rys. 4-3 Minimalny najlepszy zestaw punktów testowych dla układu filtru.	104
Rys. 4-4 Wzmacniacz sygnałów biomedycznych: a) wersja dla metody 4-tBT, b) wersja dla metody OBT.....	111
Rys. 6-1 Wizualizacja równań aktualizacji wektora prędkości i położenia dla cząstki roju PSO [Ken01].....	123
Rys. 6-2 Schemat blokowy algorytmu PSO [Ken01].	124
Rys. 7-1 Reprezentacja osobnika przy użyciu drzewa.....	129
Rys. 7-2 Przykłady działania operacji mutacji.	130
Rys. 7-3 Przykłady działania operacji rozrostu i zmniejszania.	130
Rys. 7-4 Przykład działania operacji krzyżowania w GP.	131
Rys. 7-5 Schemat blokowy algorytmu programowania genetycznego [Koza92].....	133
Rys. 8-1 Wybrane połączenia czwórników (po lewej). Schematy czwórników podstawowych (po prawej).....	137
Rys. 8-2 Struktura RLC, opis za pomocą drzewa (po lewej) i macierzy admitancyjnej (po prawej).	137
Rys. 8-3 Struktura RLC opisywalna za pomocą drzewa (po lewej). Struktura RLC nieopisywalna za pomocą drzewa (po prawej).	138

Rys. 8-4 Schemat blokowy programu do syntezy impedancji dwójnika RLC [Kyz10a].	139
Rys. 8-5 Drzewo wygenerowanej struktury RLC.....	142
Rys. 8-6 Wygenerowana struktura RLC.....	143

Bibliografia

- [Arab04] Arabas J., „Wykłady z algorytmów ewolucyjnych”, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, 2004.
- [Arabi95] Arabi K., Kaminska B., „Oscillation-based test strategy (OBST) for analog and mixed-signal circuits”, U.S. Patent Appl., Oct. 1995
- [Arabi97] Arabi K., Kaminska B., *Testing analog and mixed-signal integrated circuits using oscillation test method*, 1997, IEEE Transl. Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Sys., vol. 16, no 7, pp. 745–753.
- [Arabi99] Arabi K., Kaminska B., *Oscillation-test methodology for low-cost testing of active analog filters*, Aug. 1999, IEEE Trans. Instrum.Meas., vol. 48, no. 4, pp. 798–806.
- [Bake96] Baker K., Richardson A. M., Dorey A. P., *Mixed signal test techniques, applications and demands*, IEEE Circuits, Devices, Systems, 1996, vol. 146, str. 358-365.
- [Bali96] Balivada A., Chen J., Abraham J. A., *Analog testing with time response parameters*, IEEE Design and Test of Computers, 1996, vol. 13, str. 18-25.
- [Beni89] Beni G., Wang, J., *Swarm Intelligence in Cellular Robotic Systems, Proceed.*, NATO Advanced Workshop on Robots and Biological Systems, 1989, Tuscany, Italy, June 26–30.
- [Bern95] Bernier J. L., Merelo J. J., Ortega J., Prieto A., *Test Pattern Generation for Analog Circuits Using Neural Networks and Evolutive Algorithms*, International Workshop on Artificial Neural Networks, 1995, vol. s. 838 - 844.
- [Bor03] Boryczka M., Czech Z.J., Wieczorek W., *Ant Colony Programming for Approximation Problems*, in: *Genetic and Evolutionary Computation*, GECCO-2003, Springer, LNCS, Vol. 2723-2724, (2003), pp. 142–143
- [Bor03a] Boryczka U., Boryczka M., „Chapter 5: Multi-cast ant colony system for the bus routing problem, in: *Metaheuristic: Computer Decision-making*”, Kluwer Academic Publishers (2003), 91–125.
- [Bor06] Boryczka U., „Algorytmy Optymalizacji Mrowiskowej”, Wydawnictwo Uniwersytetu Śląskiego, Katowice 2006.
- [Bush04] Bushnell M., Agrawal V., „Essentials of Electronic Testing for Digital, Memory, and Mixed-Signal VLSI Circuits”, Kluwer Academic Publishers (2004), ISBN 0-7923-7991-8.
- [Carl01] Carlisle A., Dozier G., *An Off-The-Shelf PSO*, Proceedings of the Particle Swarm Optimization Workshop, 2001, pp. 1–6.
- [Chol73] Cholewicki T., „Elektrotechnika Teoretyczna”, WNT, Warszawa 1973.
- [Choj01] Chojcan J., Rutkowski J., „Zbiór zadań z teorii informacji i kodowania”, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2001.
- [Chatt01] Chatterjee A., *Test generation based diagnosis of device parameters for analog circuits*, Design, Automation and Test in Europe, 2001, pp. 596 – 602.

- [Chru06] Chruszczyk Ł., Rutkowski J., Grzechca D., *Finding of optimal excitation signal for testing of analog electronic circuits*, International Conference on Signals and Electronic Systems, 2006, Łódź, str. 613 – 616.
- [Chru08] Chruszczyk Ł., Rutkowski J., *Optimal excitation in fault diagnosis of analog electronic circuits*, IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems, 2008, Malta.
- [Chua75] Chua L. O., Lin Pen-Min, “Computer-aided analysis of electronic circuits. Algorithms and Computational Techniques.”, Prentice-Hall, 1975.
- [Cich00] Cichosz P., “Systemy uczące się”, WNT, 2000.
- [Cler06] Clerc M., „Confinements and Biases in Particle Swarm Optimization”, 2006, <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00122799>.
- [Cler06a] Clerc M., Particle Swarm Optimization: ISTE (International Scientific and Technical Encyclopedia), 2006, translated from: M. Clerc, L'optimisation par essais particuliers. Versions paramétriques et adaptatives: Hermès Science, 2005.
- [Cler09] www.clerc.maurice.free.fr/ps/, Mar 2009.
- [Dai89] Dai H., Souders M., *Time domain testing strategies and fault diagnosis for analog systems*, 1989, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, s. 293 – 298.
- [Eber00] Eberhart R., Shi Y., *Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization*, in Proc. IEEE Int. Congr. Evolutionary Computation, vol. 1, 2000, pp. 84–88.
- [Eber01] Eberhart R., Shi Y., *Particle Swarm Optimization: Developments, Applications and Resources*, Proceedings of IEEE congress on evolutionary Computation vol. 1, May, 2001.
- [Epst93] Epstein B., Czigler M., *Fault detection and classification in linear integrated circuits: An application of discrimination analysis and hypothesis testing*, IEEE Trans. CAD, vol 12, Jan. 1993, pp. 101-113.
- [Fin03] Finkenzeller K., „RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification - 2nd edition”, John Willey & Sons Ltd, 2003, ISBN 0-470-84402-7.
- [Free79] Freeman S., *Optimum fault isolation by statistical interference*, IEEE Trans. Circuit Systems, vol. 26, July 1979, pp. 505-512.
- [Gall68] Gallager R., „Information theory and reliable communication”, J. Wiley, London 1968.
- [Gare79] Garey M., Johnson D., „Computers and Intractability: A Guide to the Theory of NP-Completeness”, W.H. Freeman, 1979.
- [Gold89] Goldberg D. E., „Genetic Algorithms in Search, Optimization & Machine Learning”, Addison-Wesley, 1989.
- [Gold03] Goldberg D. E., „Algorytmy genetyczne i ich zastosowania”, WNT 2003.

- [Golo03] Golonek T., „Wykorzystanie ewolucyjnych technik obliczeniowych do projektowania i diagnozowania analogowych układów elektronicznych”, rozprawa doktorska, 2003, Pol. Śl., Gliwice.
- [Golo04] Golonek T., Rutkowski J., Grzechca D., *Zastosowanie ewolucji różnicowej do projektowania odcinkowo-liniowego pobudzenia testującego analogowe układy elektroniczne*, Mat. III KK Elektroniki, s. 151-156, Kołobrzeg, 2004.
- [Golo06] Golonek T., Grzechca D., Rutkowski J., *Evolutionary Method for Test Frequencies Selection Based on Entropy Index an Ambiguity Sets*, Proc. of International Conference on Signals and Electronic Systems, ICSES 2006, Poland, mat. konf. str. 511-514.
- [Golo07] Golonek T., Rutkowski J., *Genetic-Algorithm-Based Method for Optimal Analog Test Points Selection*, 2007, IEEE Trans. on Cir. and Syst.-II., Vol. 54, No. 2, str. 117-121.
- [Golo07a] Golonek T., Grzechca D., Rutkowski J., *Evolutionary System for Analog Test Frequencies Selection with Fuzzy Initialization*, IEEE Design and Diagnostics of Electronic Circuit and Systems, 2007, Kraków, str. 353-356.
- [Golo07b] Golonek T., Fedrizzi Sz., Grzechca D., „Ewolucyjny projektant filtrów (Evolutionary technique for analog filters design)”, Miesięcznik naukowo techniczny SEP "Elektronika", nr 11/2007, Wydawnictwo SIGMA-NOT, ISSN 0033-2089, str. 58-61.
- [Golo08] Golonek T., Grzechca D., Rutkowski J., *Optimization of PWL Analog Testing Excitation by Means of Genetic Algorithm*, International Conference on Signal and Electronic Systems, 2008, Kraków.
- [Grim00] Grimbleby J., *Automatic analogue circuit synthesis using genetic algorithms*, Dec. 2000, IEEE Proc.-Circuits Devices Syst., vol. 147, no. 6, pp. 319-323.
- [Grze07] Grzechca D., Golonek T., Rutkowski J., *The Use of Simulated Annealing with Fuzzy Objective Function to Optimal Frequency Selection for Analog Circuit Diagnosis*, 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2007, Marrakech, Morocco.
- [Grze08] Grzechca D., Rutkowski J., *Use of Artificial Intelligence Techniques to Fault Diagnosis in Analog Systems*, The 2nd European Computing Conference, 2008, Sponsored by WSEAS, New Aspects on Computing Research, WSEAS Press, ISSN 1790-5109, ISBN 978-960-474-002-4, Malta, t.1., str. 21, 267-275.
- [Gryg10] Grygiel K., „Metaheurystyki - notatki do wykładu”, Instytut Informatyki Uniwersytetu Warszawskiego, 2010.
- [Hałg08] Hałgas S., Tadeusiewicz M., *Multiple soft fault diagnosis of analogue electronic circuits*, Proceedings of the International Conference on Signals and Electronic Systems ICSES'2008, Kraków, Poland, 14-17 September 2008, pp. 533-536.
- [Hoch79] Hochwald W., Bastran J., *A DC approach for analog fault dictionary determination*, IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 26, July 1979, pp. 523-529.
- [Huer93] Huertas J. L., *Test and design for testability of analog and mixed-signal IC: theoretical basic and pragmatistical approaches*, European Conference on Circuit Theory and Design, Davos, Szwajcaria, 1993, str. 75-156

- [Izyd93] Izydorzyc J., „Pspice. Komputerowa symulacja układów elektronicznych”, Helion 1993.
- [Izyd99] Izydorzyc J., Płonka G., Tyma G., „Teoria sygnałów. Wstęp”, Helion 1999.
- [Jant07a] Jantos P., Grzechca D., Golonek T., Rutkowski J., *Gene Expression Programming-based method of optimal frequency set determination for purpose of analogue circuits' diagnosis*, V International Conference on Computer Recognition Systems, 2007, Published in Computer Recognition Systems 2, Advances in Soft Computing 45, Springer, 2007, str. 794-801.
- [Jant08] Jantos P., Grzechca D., Golonek T., Rutkowski J., „Heuristic Methods to Test Frequencies Optimization for Analog Circuit Diagnosis”, Bulletin of the Polish Academy of Science, Volume 56, Issue 1, March 2008, str. 29-38.
- [Kabi05] Kabisatpathy P., „Fault Diagnosis of Analogue Integrated Circuits”, Springer, 2005.
- [Kami97] Kaminska B. i inni, *Analog and mixed-signal benchmark circuits - first release*, IEEE International Test Conference, Washington, USA, 1997.
- [Ken01] Kennedy J., Eberhart R., „Swarm Intelligence”, Morgan Kaufman Publishers, 2001.
- [Kili99] Kilic Y., Zwolinski M., *Testing analog circuits by supply voltage variation and supply current monitoring*, IEEE Custom Integrated Circuits, 1999, str. 155 – 158.
- [Kopp04] Koppen M., “No-Free-Lunch Theorems and the Diversity of Algorithms”, Congress on Evolutionary Computation, 2004, vol. 1, pp: 235 – 241.
- [Koza92] Koza J.R., „Genetic Programming: On the Programming of Computers by means of Natural Selection”, MIT Press, 1992.
- [Koza97] Koza J., Bennett F., Andre D., *Automated synthesis of analog electrical circuits by means of genetic programming*, July 1997, IEEE Trans. Evol., vol. 1, pp. 109–128.
- [Kyz08] Kyzioł P., Grzechca D., Jantos P., Rutkowski J., *Dopasowanie impedancyjne w systemach radiowej identyfikacji RFID na przykładzie układu TRF7960 firmy Texas Instruments*, VII Krajowa Konferencja Elektroniki, KKE 2008, Darłówko, Polska, pp. 305-310.
- [Kyz08a] Kyzioł P., Grzechca D., Jantos P., Rutkowski J., *Impedance Matching Concepts in RF Systems Based on TRF7960 Example*, The Seventh International PhD Students' Workshop Control & Information Technology, 2008, Gliwice, Poland, t. 1, str. 72-77.
- [Kyz08b] Kyzioł P., Grzechca D., Golonek T., Rutkowski J., *The Use of Variable Load for RF Circuit Testing*, 2008 International Conference on Signals and Electronic Systems, ICSES 2008, Kraków, Poland, pp. 557-560.
- [Kyz08c] Kyzioł P., Grzechca D., Jantos P., Rutkowski J., „Dopasowanie impedancyjne w systemach radiowej identyfikacji RFID na przykładzie układu TRF7960 firmy Texas Instruments”, Miesięcznik naukowo techniczny SEP "Elektronika", nr 11/2008, ISSN 0033-2089, str. 155-158.

- [Kyz09] Kyzioł P., Grzechca D., Golonek T., Rutkowski J., *Classification of Analog Circuit States Using PSO in Multidimensional Space of Solutions*, Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, MIXDES 2009, Łódź, Poland, pp. 513-518.
- [Kyz09a] Kyzioł P., Grzechca D., Rutkowski J., *Wykorzystanie algorytmu PSO (Particle Swarm Optimization) w diagnostyce analogowych układów elektronicznych*, VIII Krajowa Konferencja Elektroniki, KKE 2009, Darłówko, Polska, str. 62.
- [Kyz09b] Kyzioł P., Grzechca D., Rutkowski J., „Tester do diagnostyki analogowych układów elektronicznych”, PL Zgłoszenie patentowe nr P 388434, July 2009, Poland.
- [Kyz09c] Kyzioł P., Grzechca D., Rutkowski J., *Multidimensional Search Space for Catastrophic Faults Diagnosis in Analog Electronic Circuits*, IEEE European Conference on Circuit Theory and Design, ECCTD 2009, Antalya, Turkey, pp. 555-558.
- [Kyz09d] Kyzioł P., Rutkowski J. Grzechca D., „Wykorzystanie algorytmu PSO w diagnostyce analogowych układów elektronicznych”, Miesięcznik naukowo techniczny SEP "Elektronika", nr 10/2009, ISSN 0033-2089, pp. 57-59.
- [Kyz10] Kyzioł P., Rutkowski J. Grzechca D., *Testing Analog Electronic Circuits using N-terminal Network*, IEEE International Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems, DDECS 2010, Wien, Austria, pp. 177-180.
- [Kyz10a] Kyzioł P., Grzechca D., Golonek T., Rutkowski J., *Synteza impedancji dwójnika pasywnego RLC z wykorzystaniem algorytmu programowania genetycznego*, IX Krajowa Konferencja Elektroniki, KKE 2010, Darłówko, Polska, str. 145-150.
- [Kyz10b] Kyzioł P., Grzechca D., Rutkowski J., „Multidimensional search space in testing and diagnosis of analogue electronic circuits”, Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), nr 11a/2010, ISSN 0033-2097, R.86 pp. 251-255.
- [Kyz10c] Kyzioł P., Rutkowski J., *Searching Groups and Layouts in N-terminal Based Test Method using Heuristic PSO Algorithm*, 2010 International Conference on Signals and Electronic Systems, ICSES 2010, Gliwice, Poland, pp. 217-220.
- [Mich96] Michalewicz Z., „Algorytmy genetyczne + struktury danych = programy ewolucyjne”, WNT 1996.
- [Miko84] Mikołajuk K., Trzaska Z., „Elektrotechnika Teoretyczna”, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, 1984.
- [Milo94] Milor L., Sangiovanni-Vincentelli A. L., *Minimizing production test time to detect faults in analog circuits*, IEEE CAD of Integrated CAS, 1994, vol. 13, str. 796-813.
- [Milo98] Milor L., *A Tutorial Introduction to Research on Analog and Mixed-Signal Circuit Testing*, IEEE Trans. On Cir. And Syst.-II, Analog and Dig. Sig. Proces., Vol.45, No.10 1998, pp. 1389-1407.
- [Rao05] Rao K., Nikitin P., Lam S., *Impedance Matching Concepts in RFID Transponder Design*, IEEE Conference on Automatic Identification Advanced Technologies, Buffalo, NY, October 2005.
- [Rat04] Ratnaweera Asanga, Halgamuge Saman K., *Member, IEEE*, and Harry C. Watson, *Self-Organizing Hierarchical Particle Swarm Optimizer With Time-*

- Varying Acceleration Coefficients*, IEEE Transaction on Evolutionary Computation, vol. 8, no. 3, June 2004.
- [Rut90] Rutkowski J., *Zastosowania sieci neuronowych do wykrywania uszkodzeń w obwodach analogowych*, 1990, 14 Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układy Elektroniczne, s. 343.
- [Rut93] Rutkowski J., *A neural network analog fault dictionary*, 1993, 17 Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układy Elektroniczne, s. 600.
- [Rut94] Rutkowski J., *A two stage neural network DC fault dictionary*, 1994, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 6, s. 299.
- [Rut94a] Rutkowski J., *Neural network DC fault dictionary with Hamming coding of outputs*, 1994, 18 Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układy Elektroniczne, s. 501.
- [Rut95] Rutkowski J., *The DC fault dictionary – a neural network approach*, 1995, European Conference On Circuit Theory And Design, s. 295.
- [Rut02] Rutkowski J., Puchalski B., *Optimum test selection for analog circuits with the use of information channel concept*, Proc. ICSES, Świeradów Zdrój 2002, pp. 325-330.
- [Rut03] Rutkowski J., „Słownikowe metody diagnostyczne”, WKŁ 2003.
- [Rut06] Rutkowski J., „Circuit Theory”, The Publishing House of The Silesian University of Technology, Gliwice 2006.
- [Saab01] Saab K., Hamida N.B., Kamińska B., *Closing the Gap Between Analog and Digital Testing*, IEEE Trans. Computer-Aided Design, vol. 20, No. 2, str. 307-314, 2001.
- [Savi03] Savir J., Guo Z., *Test Limitations of Parametric Faults In Analog Circuits*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 52, no. 5, Nov 2003.
- [Shi98] Shi Y. and Eberhart R. C., *Comparison between genetic algorithms and particle swarm optimization*, in Lecture Notes in Computer Science—Evolutionary Programming VII, vol. 1447, Proc. 7th Int. Conf. Evolutionary Programming, Mar. 1998, pp. 611–616.
- [Shi98a] Shi Y. and Eberhart R. C., *Parameter selection in particle swarm optimization*, in Lecture Notes in Computer Science, vol. 1447, Proc. 7th Int. Conf. Evolutionary Programming, Mar. 1998, pp. 591–600.
- [Star04] Starzyk J., Liu D., Liu Z., Nelson D., Rutkowski J., *Entropy-Based optimum Test Point Selection for Analog Fault Dictionary Techniques*, June 2004, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 53, no 3, pp.754-761.
- [Tad02] Tadeusiewicz M., Hałgas S., *An algorithm for soft-fault diagnosis of linear and nonlinear circuits*, IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, Vol.49, No.11, November 2002, pp.1648-1653.
- [Tad08] Tadeusiewicz M., Hałgas S., *An efficient method for simulation of multiple catastrophic faults*, IEEE International Conference on Electronics Circuits and Systems, Malta, 31.08-3.09.2008, pp. 356-359.

- [Tocz06] Toczek W., Kowalewski M., *On-Board Detection, Classification and Evaluation of Nonlinearities*, 2006, Instrumentation and Measurement Technology Conference, s. 1290 - 1295.
- [Tocz09] Toczek W., „Strategie testowania i diagnostyki analogowych układów elektronicznych”, monografia, Politechnika Gdańska 2009.
- [trf7960] Texas Instruments: TRF7960 RFID Reader & Antenna Circuits, <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/trf7960.html>, (Mar 05 2009).
- [Wolp97] Wolpertand D. H., Macready W. G., *No Free Lunch Theorems for Optimization*, 1997, IEEE Trans. on Evolutionary Computation, vol. 1.
- [Ziel07] R. Zielonko, M. Kowalewski, “Fault diagnosis of analog electronic circuits with utilisation of specialised DRFB neural network” (in Polish), PWNT 2007.