

POLITECHNIKA KOSZALIŃSKA

Wydział Elektroniki i Informatyki

ROZPRAWA DOKTORSKA

Badanie charakterystyk termicznych tranzystorów mikrofalowych

mgr inż. Jarosław Kraśniewski

Promotor:

Prof. dr hab. inż. Włodzimierz Janke

Koszalin 2009

1.	Wprowadzenie.....	4
2.	Cel pracy i główne zadania badawcze.....	9
3.	Oddziaływanie temperatury na tranzystory mikrofalowe.....	10
3.1	Wstęp.....	10
3.2	Charakterystyki statyczne tranzystora.....	10
3.3	Parametry tranzystorów zależne od temperatury.....	11
	3.3.1 Tranzystor bipolarny.....	11
	3.3.2 Tranzystor polowy.....	14
3.4	Właściwości termiczne tranzystora.....	16
3.5	Równanie przewodnictwa ciepła – R.P.C.....	18
3.6	Analogie elektro-termiczne modelu termicznego.....	20
3.7	Skutki wewnętrznego oddziaływania temperatury na tranzystor.....	21
3.8	Kompensacja wpływu temperatury na tranzystor.....	23
3.9	Impulsowe zasilanie i sterowanie tranzystorami mikrofalowymi.....	25
3.10	Wnioski.....	28
4.	Stanowisko pomiarowe.....	30
4.1	Wstęp.....	30
4.2	Opis metod pomiarowych.....	30
4.3	Opis stanowiska pomiarowego.....	34
4.4	Analiza błędu pomiaru temperatury wnętrza tranzystora.....	39
5.	Badanie przejściowej impedancji termicznej tranzystorów.....	48
5.1	Wstęp.....	48
5.2	Sposób i warunki pomiarów.....	48
5.3	Tranzystory typu BJT.....	50
	5.3.1 Przykładowe wyniki.....	51
5.4	Tranzystory typu HBT.....	57
	5.4.1 Przykładowe wyniki.....	57
5.5	Tranzystory typu LDMOS.....	59
	5.5.1 Przykładowe wyniki.....	60
5.6	Tranzystory typu MESFET & HFET.....	63
	5.6.1 Przykładowe wyniki.....	64
5.7	Wnioski.....	66

6.	Model analityczny przejściowej impedancji termicznej $Z_{th}(t)$	70
6.1	Wstęp.....	70
6.2	Metoda identyfikacji parametrów modelu analitycznego.....	70
6.2.1	Przykładowe wyniki.....	72
6.3	Wnioski.....	76
7.	Obliczanie przebiegów temperatury tranzystorów mikrofalowych w warunkach pracy impulsowej.....	78
7.1	Wstęp.....	78
7.2	Metoda obliczania $T_j(t)$ tranzystorów mikrofalowych.....	79
7.2.1	Przykładowe wyniki.....	83
7.2.2	Przykładowe wyniki etap - I.....	84
7.2.3	Przykładowe wyniki etap - II.....	90
7.2.4	Przykładowe wyniki etap - III.....	95
7.3	Wnioski.....	103
8.	Weryfikacja skupionego modelu termicznego.....	104
8.1	Zasady i warunki przeprowadzanego testu.....	104
8.2	Przykładowe wyniki.....	106
8.3	Wnioski.....	111
9.	Podsumowanie.....	114
10.	Literatura.....	115
11.	Załącznik A.....	120
	Załącznik B.....	126
	Załącznik C.....	135

1. Wprowadzenie

Szybki rozwój radiokomunikacji, szczególnie telefonii komórkowej, wymusza intensywny postęp technologiczny obejmujący m.in. nowe konstrukcje półprzewodnikowych elementów mocy o lepszych właściwościach elektrycznych i termicznych, pracujących w zakresie mikrofalowym. Półprzewodnikowe elementy stosowane w mikrofalowych wzmacniaczach nadawczych, jak również w modułach nadawczo-odbiorczych mają zawsze istotny wpływ, a w wielu przypadkach decydują o jakości i parametrach całego systemu radiokomunikacyjnego. Takimi elementami półprzewodnikowymi są mikrofalowe tranzystory mocy [6, 12].

Nadrzędnym celem w procesie technologii wytwarzania mikrofalowych tranzystorów dużej mocy jest poprawa kluczowych parametrów tzn.:

- moc wyjściowa,
- sprawność,
- liniowość.

Modyfikacje obejmują zarówno już istniejące struktury na podłożach Si, GaAs, InP, jak i wykorzystanie nowych rodzajów półprzewodników głównie o szerokiej przerwie zabronionej SiC, GaN [18, 38, 43, 54, 60].

Konstruktorzy wzmacniaczy mikrofalowych mają do dyspozycji kilka typów tranzystorów mikrofalowych, otrzymywanych za pomocą różnych technologii. Tranzystory dzielimy na dwie rodziny: tranzystory bipolarne i polowe. Tranzystory bipolarne BJT (ang. Bipolar Junction Transistor) to bardzo popularna grupa tranzystorów, których współczesne struktury np. krzemowe (komercyjne przeznaczenie) pracują w granicach 20÷40 GHz. Nowy typ tranzystorów bipolarnych z heterozłączeniem tj. tranzystory HBT (ang. Heterojunction Bipolar Transistor) osiągają częstotliwość pracy do 50 GHz. Wśród rozmaitych odmian tranzystorów polowych np. HFET (ang. Heterostructure Field Effect Transistors) czy LDMOS (ang. Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor) spotykamy mikrofalowe tranzystory MESFET (ang. METal Semiconductor Field Effect Transistors), których struktura (GaAs) umożliwia pracę do 60GHz. W wyniku poszukiwania możliwości zwiększenia częstotliwości pracy tranzystorów MESFET opracowano tranzystory HEMT (ang. High Electron Mobility Transistor) umożliwiające pracę z częstotliwością do 100 GHz [19, 53, 62, 68].

Pomimo wprowadzania istotnych ulepszeń w tranzystorze (opracowanie nowych typów tranzystorów, modyfikacji konstrukcji i udoskonalania technologii wykonania tranzystora), nie udało się wyeliminować dwóch istotnych problemów: rozrzutu wielkości parametrów tranzystora i wrażliwości na zmianę temperatury jego struktury. Te kluczowe elementy w konstrukcji wzmacniacza mikrofalowego wykazują na tyle duże zmiany swoich własności pod wpływem temperatury wnętrza struktury, że stanowi to istotny problem dla projektantów tych wzmacniaczy. Zmiany temperatury struktury tranzystora pogarszają istotne parametry układu: spadek mocy wyjściowej, wzrost liczby błędów w przesyłanych danych spowodowany zmianami funkcji transmitancji wzmacniacza oraz zostaje skrócony czas bezawaryjnej pracy urządzenia.

W wielu układach mikrofalowych stosuje się impulsowe zasilanie tranzystorów i duże wartości mocy chwilowej. Pociąga to za sobą czasowe zmiany chwilowej wartości temperatury wnętrza tranzystorów, które prowadzą do zmian amplitudy i fazy sygnału wyjściowego wzmacniacza mocy. Niezależnie od tego, układy te powinny pracować w szerokim zakresie zmian temperatury otoczenia. Oznacza, że projektowane układy mikrofalowe muszą spełniać ostre kryteria stałości transmitancji w czasie wydzielania mocy w stanach przejściowych [18, 59]. Dlatego konstruktorzy wzmacniaczy mikrofalowych skupiają uwagę na efektywności chłodzenia i stabilizacji temperatury struktury tranzystora mikrofalowego. Do zaprojektowania nowoczesnego wzmacniacza mikrofalowego staje się niezbędna umiejętność zmierzenia temperatury struktury, zasymulowania zmian tej temperatury pod wpływem wydzielanej w tranzystorze mocy (szczególnie w układach pracujących impulsowo) i oceny efektywności układu chłodzenia. Umiejętności te nabierają dodatkowego znaczenia, gdy wykorzystuje się tranzystory zbudowane np. z arsenku galu (GaAs), mają one ponad trzykrotnie mniejszą przewodność cieplną w porównaniu do krzemu (Si) [1, 4].

Producenci tranzystorów najczęściej podają informacje o parametrach termicznych tranzystora w postaci rezystancji termicznej złącze-otoczenie R_{thj-a} lub złącze-obudowa R_{thj-c} oraz w odosobnionych przypadkach unormowany przebieg przejściowej impedancji termicznej między wnętrzem elementu i obudową $Z_{thj-c}(t)$. W praktyce przy wykorzystaniu katalogowej maksymalnej wartości rezystancji termicznej dla danego elementu szacowanie temperatury kanału przeprowadzane jest niejako „na zapas”. W większości przypadków taka zgrubna znajomość

temperatury złącza tranzystora w stanie ustalonym jest wystarczająca. Niestety wielkość rezystancji termicznej w dużym stopniu zależy od powtarzalnego procesu mechanicznego montażu tranzystora, a zakres tolerancji rezystancji termicznej, jaki jest dopuszczany przez producentów sięga nawet 50% (tranzystory MESFET) [68]. Z tego powodu nie można w sposób kompleksowy zaprojektować wzmacniacza tak, by spełnić warunki niezawodności, stałości funkcji transmitancji czy maksymalnej mocy wyjściowej. Wyznaczenie zmian temperatury w stanie nieustalonym w obwodzie, lub w układach pracujących impulsowo wymaga znacznie bardziej zaawansowanych metod matematycznych niż w stanie ustalonym. W tym celu korzysta się z modeli termicznych elementów elektronicznych umożliwiających wyznaczenie termicznej odpowiedzi elementu na dowolne pobudzenie mocą cieplną. Wykorzystuje się dwa modele termiczne: o parametrach skupionych i rozłożonych. Mają one odmienne właściwości i obszary zastosowań. Model termiczny o parametrach rozłożonych umożliwia wyznaczenie przestrzennego rozkładu temperatury w strukturze tranzystora, poprzez numeryczne rozwiązanie równania różniczkowego R.P.C. (równanie przewodnictwa ciepła). Wymaga to znajomości wymiarów geometrycznych struktury tranzystora i danych o właściwościach cieplnych użytych materiałów, te informacje najczęściej dostępne są tylko u producenta tranzystorów.

Model termiczny o parametrach skupionych, zakłada, że temperatura wnętrza elementu traktowana jest jako średnia wartość temperatury obszarów czynnych elementu półprzewodnikowego. Za obszar czynny uważa się miejsca, gdzie zachodzą zjawiska decydujące o przebiegu charakterystyk i o wartościach parametrów elektrycznych elementu. Inaczej mówiąc - operowanie takim modelem opiera się na założeniu, że temperatura całego obszaru czynnego w elemencie jest jednakowa. Model termiczny skupiony można traktować jako przybliżenie modelu rozłożonego z tym zastrzeżeniem, że im większe są rozmiary obszaru czynnego elementu (element dużej mocy) tym większe prawdopodobieństwo występowania znacznych błędów w ocenie właściwości cieplnych. Strukturę półprzewodnikową elementu dużej mocy, tranzystora mikrofalowego, a także układu scalonego, można traktować jako połączenie skończonej liczby struktur elementarnych.

Jeśli każda ze struktur elementarnych jest opisana modelem skupionym, to model całej struktury ma charakter modelu o parametrach skupionych [26, 56, 73].

Zaletą takiego modelu termicznego jest prosty opis matematyczny, który nie wymaga danych o budowie tranzystora. Istotne jest, że wyznaczone współczynniki takiego modelu termicznego zostaną uzyskane na drodze pomiaru krzywej termicznej tranzystora np. przejściowej impedancji termicznej. Wyznaczone w ten sposób współczynniki modelu termicznego opisują pracę tranzystora w rzeczywistym układzie, bez uproszczeń stosowanych w modelu termicznym o parametrach rozłożonych. Z tego powodu temperatura wnętrza tranzystora wyznaczona na podstawie takiego modelu powinna odpowiadać jego rzeczywistej temperaturze. Z punktu widzenia projektanta wzmacniacza mikrofalowego, model termiczny o parametrach skupionych jest prosty w użyciu a opis matematyczny nie jest skomplikowany.

Praktyczne zalety modelu termicznego o parametrach skupionych zadecydowały, że autor w swojej pracy zaproponował wykorzystanie tego właśnie modelu do wyznaczenia termicznej odpowiedzi tranzystora mikrofalowego na pobudzenie dowolną mocą grzewczą. Dodatkowo istotnym powodem był sposób wyznaczenia temperatury tranzystora za pomocą tego modelu. Zmiany temperatury we wnętrzu tranzystora pod wpływem wydzielanej w jego strukturze mocy opisuje operacja splotu matematycznego mocy wydzielanej w tranzystorze z założonym modelem termicznym. Do wyznaczania splotu z uwagi na postać modelu termicznego wykorzystano półanalityczne algorytmy splotowe SARA [27, 28]. Właściwości algorytmów SARA i założony model termiczny tranzystora powodują, że implementacja operacji splotu w programach komputerowych jest zdecydowanie łatwiejsza w porównaniu do metody R.P.C.. Wyznaczenie czasowych przebiegów temperatury wnętrza tranzystora za pomocą modelu termicznego o parametrach skupionych w praktyczny sposób, pozwoli konstruktorom wzmacniaczy mikrofalowych na lepszą stabilizację temperatury struktury tranzystora i poprawienie w ten sposób parametrów tych urządzeń.

Przebieg pracy i opis poruszanych zagadnień przedstawiono w następujących rozdziałach:

- w rozdziale 2 opisano cele i główne zadania badawcze,
- w rozdziale 3 zamieszczono podstawowe informacje o zagadnieniach związanych z oddziaływaniem elektrotermicznym na tranzystory oraz informacje o sposobach kompensacji temperatury wnętrza tranzystora,
- w rozdziale 4 opisano stanowisko pomiarowe oraz metody pomiarowe wykorzystywane do rejestracji przejściowych charakterystyk termicznych,
- w rozdziale 5 zamieszczono podstawowe informacje o obiektach badań i o uzyskanych w drodze pomiaru krzywych termicznych tranzystorów mikrofalowych np. $Z_{th}(t)$,
- w rozdziale 6 zamieszczono krzywe analityczne przejściowej impedancji termicznej $Z_{th}(t)$ dla różnych typów tranzystorów mikrofalowych,
- w rozdziale 7 zamieszczono opis programu do obliczenia przebiegów temperatury $T_j(t)$ dla dowolnych pobudzeń mocą cieplną $P(t)$ przy konkretnych warunkach chłodzenia wraz z przykładowymi wynikami,
- w rozdziale 8 zamieszczono wybrane wyniki testu sprawdzającego wiarygodność założonego modelu termicznego wykorzystanego do wyznaczania przebiegu temperatury $T_j(t)$ tranzystorów,
- w ostatnim rozdziale umieszczono podsumowanie pracy.

2. Cel pracy i główne zadania badawcze

Celem niniejszej pracy doktorskiej jest stworzenie zestawu narzędzi umożliwiających efektywne wyznaczanie czasowych przebiegów temperatury wnętrza tranzystorów mikrofalowych w czasie pracy w warunkach znacznych zmian wydzielanej mocy.

W pracy zrealizowano następujące zadania badawcze:

- 1) pomiarowe określenie charakterystyk termicznych tranzystorów mikrofalowych (MESFET, HFET, LDMOS, BJT i HBT) przede wszystkim przebiegów przejściowej impedancji termicznej $Z_{thj-c}(t)$ przy konkretnych warunkach chłodzenia,
- 2) identyfikacja parametrów w założonym opisie analitycznym przejściowej impedancji termicznej $Z_{thj-c}(t)$ na podstawie rzeczywistych wyników pomiarowych,
- 3) obliczenia przebiegów temperatury $T_j(t)$ dla zadanych pobudeń mocą cieplną $P(t)$ przy konkretnych warunkach chłodzenia w układach mikrofalowych.

Głównymi wynikami pracy są:

- 1) modyfikacja zestawu pomiarowego do wyznaczania przejściowych charakterystyk termicznych tranzystorów mikrofalowych np. MESFET, HFET, LDMOS, BJT i HBT,
- 2) zbiór wyników pomierzonej przejściowej impedancji termicznej $Z_{th}(t)$ tranzystorów mikrofalowych w różnych temperaturach otoczenia przy konkretnych warunkach chłodzenia,
- 3) program komputerowy do identyfikacji parametrów K_i oraz τ_i w opisie analitycznym przejściowej impedancji termicznej $Z_{thj-c}(t)$ i zbiór wyliczonych parametrów dla różnych typów tranzystorów,
- 4) program komputerowy do obliczania przebiegów temperatury $T_j(t)$ dla zadanych pobudeń mocą cieplną $P(t)$ przy konkretnych warunkach chłodzenia.

Jednym z zasadniczych celów pracy jest określenie przydatności skupionych modeli termicznych do przewidywania zmian temperatury wnętrza tranzystorów mikrofalowych w sytuacji, gdy moc wydzielana w tranzystorze ulega znacznym i szybkim zmianom.

3. Oddziaływania elektrotermiczne w tranzystorach mikrofalowych

3.1 Wstęp

Pełen opis zjawisk termicznych w elementach i układach półprzewodnikowych powinien uwzględniać wpływ temperatury wnętrza elementu na parametry oraz charakterystyki elektryczne elementów. O właściwościach elektrycznych elementu decyduje temperatura jego wnętrza, która zależy od mocy elektrycznej wydzielanej w tym elemencie, ale także od temperatury otoczenia. Rozdzielne traktowanie tych dwóch grup zjawisk stanowi spore uproszczenie przy tworzeniu zależności temperaturowych przyjętych w modelu tranzystora. W rozdziale tym omówiono wpływ temperatury na modele, charakterystyki i parametry katalogowe tranzystorów oraz informacje o sposobach kompensacji wpływu temperatury na tranzystor mikrofalowy. Ograniczono się do istotnych, charakterystycznych parametrów opisujących właściwości tranzystorów od temperatury oraz o sposobach kompensacji wpływu temperatury na tranzystor w czasie wydzielanej mocy elektrycznej.

3.2 Charakterystyki statyczne tranzystora

Poza parametrami elektrycznymi tranzystora w katalogach i dokumentacji technicznej umieszcza się zależności prądowo-napięciowe w postaci charakterystyk statycznych. Przebieg charakterystyk prądowo-napięciowych zależy od temperatury wnętrza elementu, na którą wpływa wydzielana moc w elemencie. Takie charakterystyki nazywamy charakterystykami nieizotermicznymi tzn., że w elemencie zachodzą wzajemne oddziaływania elektrotermiczne, zmienia się temperatura wnętrza tranzystora pod wpływem wydzielanej mocy (efekt samonagrzewania). Zmianie charakterystyki nieizotermicznej może towarzyszyć przesunięcie się punktu pracy elementu spowodowane zmianą prądu i napięcia zasilającego układ. Zmiana wartości prądu i napięcia trwa dopóty, dopóki nie nastąpi osiągnięcie stanu termicznie ustalonego w elemencie [26].

Z reguły producenci elementów półprzewodnikowych w dokumentacji technicznej zamieszczają charakterystyki izotermiczne. W tym przypadku przyjmuje się, że temperatura wnętrza elementu jest równa temperaturze otoczenia, oznacza to, że można pominąć oddziaływania elektrotermiczne w elemencie [26].

Charakterystyki takie są otrzymywane najczęściej metodą impulsową przy zapewnieniu stałej temperatury wnętrza. Różnice pomiędzy charakterystykami izotermicznymi i charakterystykami nieizotermicznymi są tym większe im większe są wartości mocy wydzielanej w elemencie.

3.3 Parametry tranzystorów zależne od temperatury

Wszystkie parametry tranzystora zmieniają się w mniejszym lub większym stopniu w funkcji temperatury. W ogólnie znanych modelach wpływ temperatury uwzględnia się poprzez albo wprowadzenie dodatkowego czynnika termicznego, albo w wyniku uzależnienia wybranego parametru modelu od temperatury [18, 38]. Podstawowe różnice pomiędzy modelami tkwią w sposobie matematycznego zapisu poszczególnych zależności. O ile wartości parametrów elektrycznych modeli są dostępne, to współczynniki temperaturowe są rzadko podawane w literaturze. Oznacza to konieczność wykonania dodatkowych pomiarów charakterystyk statycznych tranzystora w funkcji temperatury i obliczenia tych parametrów we własnym zakresie.

We wszystkich tranzystorach podstawowymi wielkościami fizycznymi silnie zależnymi od temperatury jest koncentracja nośników w kanale oraz ruchliwość nośników ładunku w kanale, która jednocześnie decyduje o zakresie częstotliwości pracy tranzystora.

3.3.1 Tranzystor bipolarny

Ważnymi zmiennymi zależnymi od temperatury w tranzystorach bipolarnych są prądy poszczególnych złącz. Najprostszym modelem opisującym podstawowe właściwości tranzystora bipolarnego jest model Erbersa-Molla. Na przykład zależność prądu kolektora i_C od temperatury T i napięcia u_{BE} dla założonej polaryzacji złącza baza-kolektor (obszar aktywny) opisano zależnością:

$$i_C(u_{BE}, T) = I_S(T) \cdot \left[\exp \frac{u_{BE}}{V_T} - 1 \right] \quad (3.1)$$

gdzie:

I_S – prąd nasycenia,

u_{BE} – napięcie na złączu baza-emiter,

V_T – potencjał termiczny.

Ze wzoru (3.1) widać, że wpływ temperatury na prąd i_C złącza wynika z zależności potencjału termicznego V_T oraz prądu nasycenia I_S . Bezpośredni wpływ temperatury na parametry V_T i I_S opisano zależnościami:

$$V_T = \frac{k \cdot T}{q} \quad (3.2)$$

$$I_S = A \cdot T^2 \cdot \exp\left(-\frac{E_G}{kT}\right) \quad (3.3)$$

gdzie:

- $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K] - stała Boltzmanna ,
- $q = 1,61 \cdot 10^{-19}$ [A s] - ładunek elementarny,
- A - współczynnik niezależny od temperatury,
- E_G - przerwa energetyczna półprzewodnika.

Z powodu rosnącej zależności prądu wyjściowego od temperatury w typowych obszarach pracy i w połączeniu z efektem samonagrzewania tranzystory bipolarne łatwo uszkodzić w wyniku przegrzania.

Korzystając ze wzoru (3.1) i definicji transkonduktancji g_m wyznaczamy zależność transkonduktancji od temperatury [26], co opisano wzorem:

$$g_m = \frac{\partial i_C}{\partial u_{BE}} \cong \frac{I_C}{V_T} \quad (3.4)$$

gdzie:

I_C - prąd kolektora

Zależność tego parametru od temperatury wynika przede wszystkim z proporcjonalności potencjału termicznego V_T do temperatury. Parametrem zależnym od potencjału termicznego V_T jest też konduktancja baza-emiter. Parametr ten opisany jest zależnością:

$$g_{be} = \frac{\partial i_B}{\partial u_{BE}} = \frac{I_B}{V_T} \quad (3.5)$$

gdzie:

I_B - prąd bazy

O charakterze zależności (3.4) i (3.5) omawianych parametrów małosygnałowych tranzystora od temperatury decydują warunki zasilania elementu, czyli sposób wymuszenia składowych spoczynkowych prądów i napięć.

Należy jeszcze wspomnieć o ważnym parametrze zależnym od temperatury, jakim jest w modelu tranzystora bipolarnego wzmocnienie prądowe β . Parametr ten opisany jest zależnością:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (3.6)$$

Wartość wzmocnienia β dla konwencjonalnych tranzystorów bipolarnych w porównaniu z wartością wzmocnienia β w tranzystorach HBT jest dużo mniejsza. Powodem, że tranzystory HBT posiadają duże wartości wzmocnienia β jest istnienie różnicy szerokości przerw energetycznych emitera i bazy. Dodatkowo β tych tranzystorów w dużym stopniu zależy od prądu kolektora I_C .

Wzmocnienie prądowe β w tranzystorze HBT zależne od temperatury opisuje zależność:

$$\beta = \exp\left(\frac{\Delta E_g}{kT}\right) \quad (3.7)$$

gdzie:

ΔE_g – różnica szerokości przerw energetycznych emitera i bazy

W praktyce oznacza, że wzmocnienie prądowe β w tranzystorze HBT jest silniej zależne od temperatury niż w konwencjonalnych tranzystorach BJT [30].

3.3.2 Tranzystor polowy

Do ważniejszych parametrów elektrycznych tranzystora polowego zależnych od temperatury zaliczamy: współczynnik B , napięcie progowe U_p , rezystancja statyczna między drenem i źródłem $R_{DS(ON)}$ w warunkach maksymalnego prądu I_D oraz transkonduktancję g_m .

W równaniach na prąd drenu i_D dla odpowiednich obszarów pracy w tranzystorze polowym temperatura wpływa na parametry B i U_p .

$$i_D = \begin{cases} B \cdot \left((u_{GS} - U_p) \cdot u_{DS} - \frac{u_{DS}^2}{2} \right) & \text{dla } u_{DS} < u_{GS} - U_p \\ \frac{B}{2} \cdot (u_{GS} - U_p)^2 & \text{dla } u_{DS} > u_{GS} - U_p \end{cases} \quad (3.8)$$

gdzie:

u_{GS} – napięcie bramka-źródło,

u_{DS} – napięcie dren-źródło,

B – współczynnik,

U_p – napięcie progowe.

Wpływ temperatury na współczynnik B wynika z termicznej zależności ruchliwości nośników, natomiast napięcie progowe U_p zależy od napięcia kontaktowego.

Ponieważ temperatura wpływa na wartość parametrów B i U_p , więc oddziałuje także na wartość transkonduktancji g_m . Parametr ten opisany jest zależnością:

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} = B \cdot (u_{GS} - U_p) = \sqrt{2 \cdot B \cdot i_D} \quad (3.9)$$

O termicznej zależności parametru $R_{DS(ON)}$ (opisanej zależnością poniżej) decyduje współczynnik B , natomiast napięcie progowe U_p jest mało istotne. [26]

$$R_{DS(ON)} = \frac{1}{B \cdot (u_{GS} - U_p)} \text{ dla } u_{DS} \ll u_{GS} - U_p \quad (3.10)$$

Zależność transkonduktancji g_m od temperatury dla ustalonego prądu drenu I_D ma charakter podobny do termicznej zależności transkonduktancji tranzystora bipolarnego dla ustalonego prądu kolektora I_C [26].

W modelu Cúrtice'a [8] dla tranzystora MESFET, uwzględnienie zależności temperaturowych wprowadzono poprzez uzależnienie od temperatury występujących w równaniu prądu drenu parametrów B i U_p [18]:

$$I_D(U_{GS}, U_{DS}) = B(T) \cdot (U_{GS} - U_p(T))^2 \cdot (1 + \lambda_m \cdot U_{DS}) \cdot \tanh(\alpha_m \cdot U_{DS}) \quad (3.11)$$

$$B(T) = B(T_0) \cdot e^{\frac{B_{TCE}}{100\%} \cdot (T - T_0)} \quad (3.12)$$

$$U_p(T) = U_p(T_0) + U_{TOTC} \cdot (T - T_0) \quad (3.13)$$

gdzie:

- λ_m – parametr związany z rezystancją wyjściową tranzystora,
- α_m – parametr określający napięcie kolana na charakterystyce wyjściowej,
- T – temperatura w skali bezwzględnej,
- T_0 – temperatura pokojowa (297K),
- B_{TCE} – współczynnik temperaturowy parametru B ,
- U_{TOTC} – współczynnik temperaturowy napięcia odcięcia U_p

oraz dzięki uzmiennieniu od temperatury wartości potencjału bariery Schottky'ego $V_{bi}(T)$:

$$V_{bi}(T) = V_{bi}(T_0) \cdot \frac{T}{T_0} - 3 \cdot V_T \cdot \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) + E_G(T) \cdot \left(\frac{T}{T_0} - 1\right) + E_G \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (3.14)$$

$$E_G(T) = 1.42 - \frac{0,000702 \cdot T^2}{T + 1108} \quad (3.15)$$

gdzie:

- E_G – wartość przerwy energetycznej półprzewodnika GaAs

Osobny sposób opisu wpływu temperatury na parametry tranzystorów stanowią empiryczne modele powstałe na podstawie wyników pomiarów, głównie macierzy [s], w szerszym zakresie temperatur otoczenia. Wśród opracowanych modeli empirycznych istnieje sporo różnic, co do charakteru zmian poszczególnych parametrów. W tabeli 1 przedstawiono kierunki zmian wybranych parametrów schematów zastępczych tranzystora MESFET w funkcji temperatury, przy czym symbol \uparrow oznacza wzrost wartości, \downarrow spadek, a – brak zmian lub brak informacji na ten temat [18].

Tabela 3.1 Zmiany parametrów modeli tranzystora MESFET w funkcji temperatury

Autor	Literatura	Zakres temperatur	C_{gs}	g_m	R_{ds}	C_{dg}	C_{ds}	τ
Smuk i inni	[47]	77K i 27°C	↓	↓	↑	↓	↑	↑
Liechti i Larrick	[34]	90K i 27°C	↓	↓	↑	↑	-	-
Wienerb	[58]	20K i 27°C	↑	↓	↑	-	-	-
Laskar i inni	[32]	70K i 27°C	↑	↓	↑	↓	-	-
Anholt i Swifhum	[1]	-70°C ÷ 110°C	↑	↓	↑	↑	↓	↑
Anhot i Pence	[2]	25°C ÷ 125°C	↑	↓	↑	↑	↑	↑
Lardizabal i inni	[31]	-55°C ÷ 100°C	↓	↓	↑	↑	↑	↑

3.4 Właściwości termiczne tranzystora

Nadwyżka temperatury wnętrza elementu ponad temperaturę odniesienia jest zależna od wydzielanej mocy elektrycznej, zależność ta jest nazywana modelem termicznym tego elementu [26]. Modele termiczne elementów półprzewodnikowych są najczęściej przedstawiane w postaci równań matematycznych (równanie przewodnictwa ciepła R.P.C.) lub elektrycznych schematów zastępczych opartych na analogii elektryczno-termicznej (układ Foster'a oraz Cauer'a). Spotyka się także w katalogach elementów półprzewodnikowych modele w postaci wykresów przejściowej impedancji termicznej $Z_{thj-c}(t)$ [33, 40, 44, 52].

Do opisu właściwości termicznych tranzystorów (elementów półprzewodnikowych) związanych z wydzielaniem się w nich podczas pracy ciepła i rozpraszaniem tego ciepła zaliczamy: dopuszczalną moc oraz rezystancję termiczną.

Wartość dopuszczalnej mocy jest związana z właściwościami termicznymi elementów i zależy od wartości rezystancji termicznej [26, 71].

Rezystancja i przejściowa impedancja termiczna charakteryzują w sposób bezpośredni zależność temperatury wnętrza tranzystora od wydzielanej mocy.

Rezystancja termiczna R_{th} jest definiowana jako stosunek różnicy temperatury wnętrza T_j oraz temperatury wybranego punktu odniesienia T_0 do wydzielanej mocy P w tranzystorze, opisuje to zależność [26]:

$$R_{th} = \frac{T_j - T_0}{P} \quad (3.16)$$

gdzie:

T_j – ustalona temperatura wnętrza elementu (struktury),

T_0 – temperatura odniesienia,

P – moc grzewcza.

Rezystancja termiczna R_{th} zależy od: konstrukcji wewnętrznej, sposobu montażu tranzystora, rodzaju jego obudowy i zastosowanego sposobu chłodzenia. Jednocześnie rezystancja termiczna może zależeć od warunków zasilania tranzystora, które wpływają na rozkład temperatury we wnętrzu. W takich sytuacjach, kiedy zależy nam na zobrazowaniu przebiegu temperatury w strukturze w czasie dostarczania energii elektrycznej wygodniej jest posługiwać się przejściową impedancją termiczną. Przejściowa impedancja termiczna elementu półprzewodnikowego jest definiowana jako odpowiedź termiczna elementu na pobudzenie mocą w postaci skoku o amplitudzie P_0 , co opisuje się zależnością [26]:

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T}{P_0} = \frac{T_j(t) - T_0}{P_0} \quad (3.17)$$

gdzie:

ΔT – nadwyżka temperatury,

$T_j(t)$ – przebieg temperatury wnętrza elementu (struktury).

Przy analizie dynamicznych właściwości termicznych najwygodniej posługiwać się opisem analitycznym przejściowej impedancji termicznej za pomocą równania [26]:

$$Z_{th}(t) \cong \sum_{i=1}^n K_i \left[1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_i}\right) \right] \quad (3.18)$$

gdzie:

K_i – rezystancja termiczna między jego wnętrzem a wybranym punktem odniesienia,

t – czas,

τ_i – stała termiczna między jego wnętrzem a wybranym punktem odniesienia.

Równanie (3.18) ze skończoną sumą składników szeregu stanowi przybliżenie $Z_{th}(t)$ dla rzeczywistych elementów.

Producenci elementów półprzewodnikowych w danych katalogowych operują impedancją termiczną między wnętrzem elementu i obudową Z_{thj-c} (junction to case) oraz między wnętrzem i otoczeniem Z_{thj-a} (junction to ambient) [26].

Niestety w katalogach lub notach aplikacyjnych dla wielu tranzystorów mikrofalowych przejściowa impedancja termiczna nie jest podawana. Brak informacji o $Z_{th}(t)$ tranzystora utrudnia przewidywanie zachowania się elementu dla zmiennych warunków zasilania [73, 74, 75, 76, 77, 78]. W takich przypadkach najczęściej wykorzystuje się oprogramowanie bazujące na metodzie rozwiązywania równania przewodnictwa ciepła R.P.C..

3.5 Równanie przewodnictwa ciepła - R.P.C.

Teoretyczne wyznaczenie rozkładu temperatury w czasie i przestrzeni polega na rozwiązaniu równania przewodnictwa ciepła dla określonego zasilania i danej struktury tranzystora [60]. Równanie przewodnictwa ciepła należy do klasy parabolicznych równań różniczkowych cząstkowych II rzędu, którego ogólna postać jest następująca:

$$\operatorname{div} [\lambda \cdot \operatorname{grad} T(r,t)] + g(r,t) = c_w \cdot \rho \cdot \frac{\partial T(r,t)}{\partial t} \quad (3.19)$$

gdzie:

$r(x,y,z)$ – wektor położenia,

t – czas,

$T(r,t)$ – rozkład przestrzenno-czasowy temperatury,

$g(r,t)$ – rozkład przestrzenno-czasowy gęstości generowanej mocy cieplnej,

c_w – ciepło właściwe materiału,

ρ – gęstość materiału,

λ – przewodność termiczna materiału.

Dla ośrodków liniowych, jednorodnych i izotropowych, tzn. przy założeniu stałości parametrów materiałowych λ , c , ρ równanie R.P.C. (3.19) daje się uprościć do postaci:

$$\nabla^2 T(r,t) + \frac{1}{\lambda} g(r,t) = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{\partial T(r,t)}{\partial t} \quad (3.20)$$

$$\alpha = \frac{\lambda}{\rho \cdot c_w} \quad (3.21)$$

gdzie:

α – dyfuzyjna cieplna

Dla rzeczywistych struktur np. takich jak tranzystory mocy, analityczne rozwiązanie równania RPC (3.19) jest niemożliwe. Jedyną skuteczną drogą osiągnięcia tego celu jest zastosowanie metod numerycznych rozwiązywania równań różniczkowych. Najczęściej stosuje się następujące metody:

- różnic skończonych,
- bilansów elementarnych,
- elementu skończonego,
- elementu brzegowego.

Metoda różnic skończonych należy do najczęściej stosowanych metod numerycznych rozwiązywania równań różniczkowych cząstkowych. Polega ona na zastąpieniu w równaniu pochodnych cząstkowych odpowiednimi ilorazami różnicowymi - przejście od równań różniczkowych do równań różnicowych, które wiążą ze sobą wartości szukanej funkcji w pojedynczych, odosobnionych punktach. Punkty te są wybierane tak, aby tworzyły zdyskretyzowaną regularną siatkę w przestrzeni oraz w czasie, zbudowaną z prostopadłościennych oczek. Wewnątrz każdego oczka znajduje się węzeł siatki o współrzędnych x_k, y_k, z_k . [18, 38, 60].

W metodzie bilansów elementarnych równania różnicowe tworzy się na podstawie bilansu energii dla elementarnego układu wydzielonego z analizowanej struktury [18, 60].

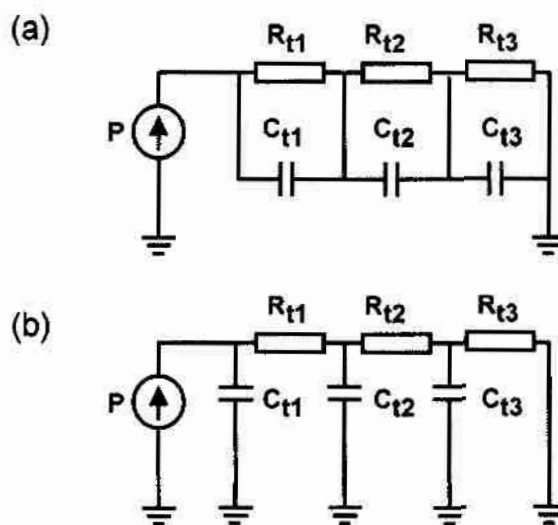
Metoda elementu skończonego pozwala na bardzo dokładne opisanie kształtu obiektu. W przypadku struktur o złożonej geometrii, przy występowaniu anizotropii, niewygodne jest aproksymowanie lokalnych gradientów ilorazami różnicowymi.

W wyniku dyskretyzacji analizowana struktura zostaje podzielona na elementarne podobszary zwane elementami skończonymi. W każdym z nich poszukiwaną funkcję przybliża się w ogólności wielomianem, z zachowaniem ciągłości na brzegach podobszarów. Metoda ta jest bardziej złożona obliczeniowo w porównaniu z metodą różnic skończonych [18, 60].

Metoda elementu brzegowego polega na sprowadzeniu wyjściowego równania różniczkowego do równania całkowego, którego rozwiązanie wymaga dyskretyzacji jedynie w odniesieniu do brzegu rozważanego obszaru. W ogólności w tej metodzie każdy element oddziałuje na każdy inny element poprzez funkcję Greena. Powstaje układ równań liniowych opisanych macierzą zespoloną. Zaletą takiego podejścia jest na ogół mniejsza liczba równań algebraicznych niż w metodach klasycznych. Natomiast ilość wykonywanych operacji komputerowych potrzebna do rozwiązania problemu jest bardzo duża i może podważyć sens stosowania tej metody [18, 60].

3.6 Analogie elektro-termiczne modelu termicznego

Model termiczny tranzystora najłatwiej reprezentować poprzez analogię elektro-termiczną jako łańcuchowe połączenie ogniw złożonych z rezystancji R_{th} i pojemności C_{th} . Takie modelowanie wpływu temperatury ogniwami $R_{th}C_{th}$ podyktowane jest wygodą i łatwością implementacji w symulatorach obwodów. Przykłady uproszczonego modelu termicznego elementu półprzewodnikowego o różnym sposobie łączenia poszczególnych ogniw $R_{th}C_{th}$ pokazano na rysunku 1.



Rys. 1 Model termiczny elementu półprzewodnikowego
a – układ Foster'a, b – układ Cauer'a

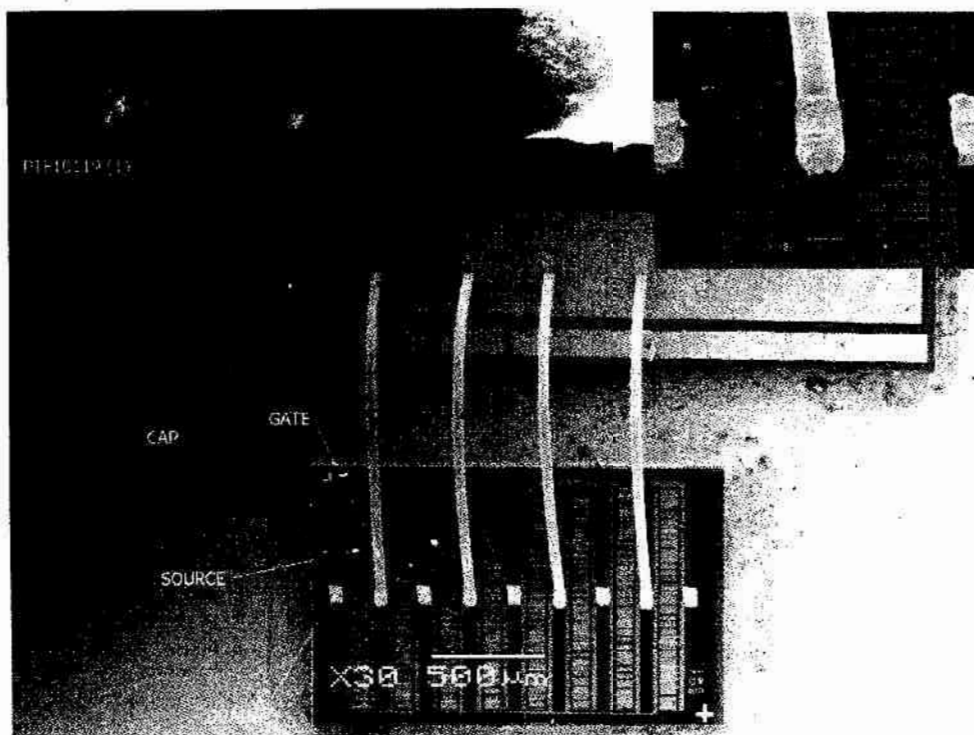
Prezentowane sieci elektryczne na rysunku 1 składają się najczęściej z kilku ogniw $R_{th}C_{th}$. W analizie termicznej elementu stosuje się dwa równoważne układy zastępcze przy założeniu, że każde ogniwo ma reprezentować konkretną warstwę tranzystora, co jest bardzo dużym uproszczeniem. Przy operowaniu modelem termicznym skupionym elementu najwygodniej korzystać z układu Foster'a (rys.1a) z założeniem liniowości poszczególnych ogniw $R_{th}C_{th}$. W układzie Foster'a rozpatruje się różnice temperatury między kolejnymi ogniwami leżącymi na drodze przekazywania ciepła do radiatora.

3.7 Skutki wewnętrznego oddziaływania temperatury na tranzystor

Istotnym skutkiem oddziaływania temperatury, oprócz zmiany parametrów i właściwości tranzystora, jest występowanie defektów w strukturze tranzystora. Im wyższa temperatura złącza tym częściej pojawiają się defekty w strukturze. Temperatura powoduje degradację parametrów elektrycznych tranzystora, a w konsekwencji zmniejszanie mocy wyjściowej wzmacniacza lub nadajnika. Za kryterium awarii przyjmuje się zwykle spadek mocy wyjściowej wzmacniacza mocy o 1 dB, np. dla tranzystora MESFET odpowiada to zmniejszeniu wartości prądu drenu nawet o 20 % [18, 38]. Temperatura wpływa bezpośrednio na takie parametry niezawodnościowe jak: intensywność uszkodzeń i średni czas upływający do uszkodzenia MTTF (ang. Mean Time To Failure). Oprócz tego, w tranzystorach bipolarnych, gdzie prąd rośnie wraz z temperaturą, może pojawić się dodatkowo zjawisko dodatniego termicznego sprzężenia zwrotnego przyspieszające powstawanie defektów w elemencie [26].

Ważnym zagadnieniem przy projektowaniu tranzystorów mikrofalowych jest nierównomierny rozkład temperatury w wielosegmentowej strukturze tranzystora. Pojawiają się miejsca o dużo większej temperaturze niż średnia temperatura struktury. W takich tzw. gorących punktach powstają znacznie szybciej defekty, powodujące zaburzenia przepływu prądu i wcześniejsze uszkodzenie tranzystora [60]. Dlatego do dobrego odprowadzania wytworzonego ciepła z wnętrza tranzystora stosuje się odpowiednią geometrię struktury złączonej (np. overlay lub grzebieniowa), która umożliwi uzyskanie równomiernego rozkładu prądu.

Przykład struktury wielosegmentowej tranzystora mikrofalowego zamieszczono na rysunku 2.



Rys. 2 Wielosegmentowa struktura tranzystora LDMOS (PTF10199)

Zmiany właściwości elektrycznych tranzystora powstałe pod wpływem temperatury prowadzą do błędów w procesie nadawania i odbioru sygnału we wzmacniaczu mikrofalowym. Ich miarą jest parametr BER (Bit Error Rate), w telekomunikacji jest to współczynnik ilości bitów, elementów, znaków lub bloków błędnie otrzymanych do ogólnej liczby otrzymanych bitów, elementów, znaków lub bloków wysłanych podczas ustalonego interwału czasowego. W dzisiejszych systemach telekomunikacyjnych, BER zależy od szybkości transmisji i od rezerwy mocy sygnału, jego wartość nie może przekroczyć 10^{-16} dla nowoczesnych systemów transmisji danych pracujących z modulacją 64-QM. Wahania temperatury wnętrza tranzystora przekładające się na brak stałości transmitancji wzmacniacza mocy prowadzą do zmiany amplitudy oraz fazy sygnału wyjściowego nadawczych urządzeń mikrofalowych. Z tego względu, funkcja transmitancji wzmacniacza musi być niezmienna, nawet w czasie trwania impulsu „nadawczego” – wtedy, gdy w tranzystorze wydziela się największa ilość ciepła. Oznacza, że dla mikrofalowych wzmacniaczy wymaga się jak najmniejszych zmian transmitancji tj. $\Delta \arg(s_{21}) \leq 1^\circ$, $\Delta |s_{21}| \leq 1\text{dB}$.

Małe zniekształcenia amplitudy i fazy sygnału wyjściowego wzmacniacza dla impulsowego zasilania można osiągnąć tylko wtedy, kiedy temperatura wnętrza tranzystora jest stała.

3.8 Kompensacja wpływu temperatury na tranzystor

Ograniczenie wpływu temperatury na parametry projektowanego wzmacniacza mocy skupia się głównie na zagadnieniu odprowadzania ciepła z wnętrza elementu i minimalizacji wpływu zewnętrznej temperatury na element aktywny. Zmniejszanie nadwyżki temperatury wnętrza tranzystora realizuje się przez montowanie struktury w obudowach metalowo-ceramicznych wykonanych najczęściej z miedzi Cu lub połączonej miedzi Au/Cu. W przypadku tranzystorów małej mocy wystarczy zastosować ceramikę alundową (o małej przewodności termicznej). W tranzystorach mocy trzeba zastosować ceramikę berylową odznaczającą się dużą przewodnością termiczną (dwukrotnie większa niż Al_2O_3). W celu dalszego zwiększenia skuteczności chłodzenia można użyć diamentu zamiast BeO, którego przewodność termiczna jest około trzykrotnie większa niż przewodność ceramiki berylowej. Innym zabiegiem zwiększającym skuteczność chłodzenia tranzystorów mocy to rodzaj zastosowanej obudowy. Obudowy takie posiadają jedną płaską i gładką powierzchnię zapewniającą dobry styk z zewnętrznym radiatorem lub układem chłodzącym [10, 51]. Dzięki temu nie powstają mikroszczeliny pomiędzy obudową tranzystora a jego radiatorem, które obniżałyby efektywność chłodzenia. Obecnie produkowane tranzystory SMD nie umożliwiają mocowania radiatora do obudowy, a jedynym prostym i efektywnym sposobem odprowadzania ciepła z elementu jest wentylator. Wraz ze zmniejszaniem obudowy zwiększają się trudności hermetycznego zamknięcia struktury w takiej obudowie. Z powodów ekonomicznych stosuje się obudowy plastikowe, ale zastosowany dielektryk jest przyczyną strat i pogarszania właściwości elektrycznych tranzystora w paśmie mikrofalowym. Ponadto obudowy plastikowe nie są dostatecznie szczelne.

Do zmniejszenia wpływu zewnętrznej temperatury wykorzystuje się osobne układy aktywne, które nie stanowią integralnej części wzmacniacza mikrofalowego. Układy te nie są w stanie skompensować zmian wszystkich parametrów stopnia mocy w funkcji temperatury. Dlatego, w praktyce dąży się do zapewniania temperaturowej stabilności jedynie tych parametrów, które są ważne dla wybranego zastosowania wzmacniacza. Przykładem takiego rozwiązania są układy poziomowania mocy wyjściowej lub stabilizacji wzmocnienia [18].

Do kompensacji wpływu zmian temperatury stosuje się następujące rozwiązania układowe:

- układy stabilizująco-korygujące punkt pracy tranzystorów,
- układy elektronicznej kompensacji temperaturowej,
- układy stabilizacji temperatury otoczenia.

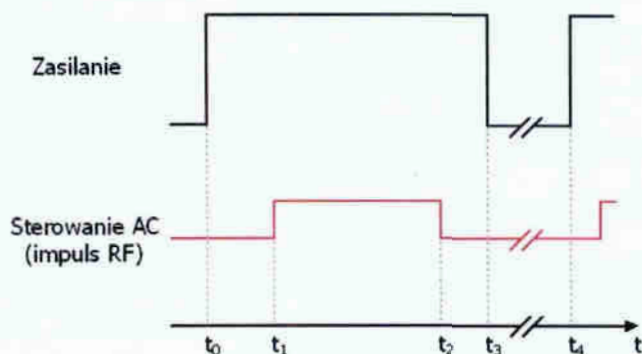
Stosowane układy stabilizująco-korygujące punktu pracy tranzystorów, zawierają elementy złączowe o charakterystyce prądowo-napięciowej zależnej od temperatury. Zazwyczaj wykorzystuje się diody p-n lub Schottky'ego. Układy stabilizacji punktu pracy są mało skuteczne i pozwalają ograniczyć jedynie wahania maksymalnej mocy wyjściowej lub wzmocnienia w wąskim zakresie temperatur (od -20°C do $+60^{\circ}\text{C}$). W urządzeniach, w których stabilizacja punktów pracy tranzystorów jest niewystarczająca stosuje się układy elektronicznej kompensacji temperaturowej. Zapewniają one stałą moc wyjściową i wzmocnienie oraz w pośredni sposób ograniczają zniekształcenia nieliniowe. W niektórych zastosowaniach, do wyeliminowania wpływu zewnętrznej temperatury wykorzystuje się automatyczną kompensację za pomocą zewnętrznych układów podgrzewania i chłodzenia całego systemu [18, 60].

Odrębnym zagadnieniem jest stabilizacja temperatury wewnętrznej tranzystora w czasie pracy. We wzmacniaczach mikrofalowych nadajników pracujących impulsowo, mogą występować gwałtowne wahania temperatury wnętrza tranzystora w czasie trwania impulsu zasilającego. Przedstawione wyżej rozwiązania nie są skutecznym sposobem minimalizacji wahań temperatury wnętrza tranzystora, ponieważ nie kompensują zmian temperatury wnętrza powstałej pod wpływem wydzielanej mocy. Zapewnienie stałości funkcji transmitancji wzmacniacza w takich warunkach jest realizowane przez odpowiedni dobór kształtu i czasu trwania impulsów zasilających tranzystor. Wymaga to wyznaczenia dokładnej temperatury wnętrza tranzystora w czasie pracy, niezbędna jest znajomość przejściowej impedancji termicznej tranzystora mikrofalowego $Z_{th-c}(t)$.

3.9 Impulsowe zasilanie i sterowanie tranzystorami mikrofalowymi

Dzięki impulsowemu zasilaniu wzmacniacza średnia wartość mocy wydzielanej w tranzystorze jest znacznie mniejsza niż chwilowa wartość mocy w czasie trwania impulsu zasilającego.

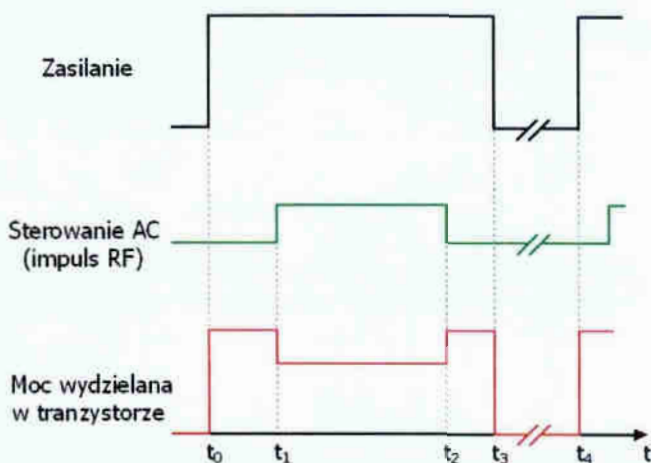
Zasadę impulsowego zasilania tranzystora mikrofalowego przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3 Przykład zasilania tranzystora mikrofalowego we wzmacniaczach nadawczych

Prezentowane na rysunku 3 impulsy podawane na tranzystor pozwalają bezpośrednio sterować mocą wzmacniacza poprzez odpowiedni dobór parametrów (czas i moc) impulsu AC i impulsu zasilania oraz ich precyzyjną synchronizację względem siebie. Czasy t_0, t_1, t_2, t_3, t_4 oraz wartość mocy poszczególnych impulsów dobierane są zależnie od typu zastosowanego tranzystora i założonej wartości mocy wyjściowej wzmacniacza.

W wyniku pobudzenia tranzystora impulsem AC i impulsem zasilającym pokazanymi na rysunku 3 w tranzystorze wydziela się impuls mocy o kształcie pokazanym na rysunku 4.



Rys. 4 Przykład powstawania impulsu mocy w tranzystorze

W tabeli 3.2 zamieszczono przykładowe wartości czasowe impulsu mocy dla dwóch typów tranzystorów wykorzystanych w rzeczywistym wzmacniaczu mocy. Dane uzyskano na podstawie prac [18, 38, 59, 60].

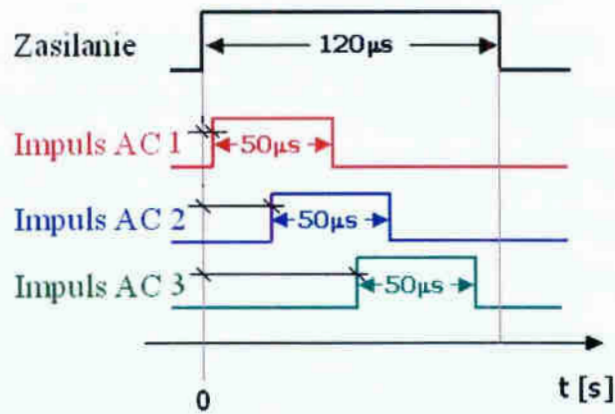
Tabela 3.2 Parametry czasowe impulsu mocy

Typ tranzystora				
	$t_0 \div t_3$	$t_1 \div t_2$	$t_0 \div t_1$	$t_0 \div t_4$
MESFET	240 μ s	30 μ s	80 μ s	6 ms
LD MOS	1 ms	120 μ s	60 μ s	100 ms

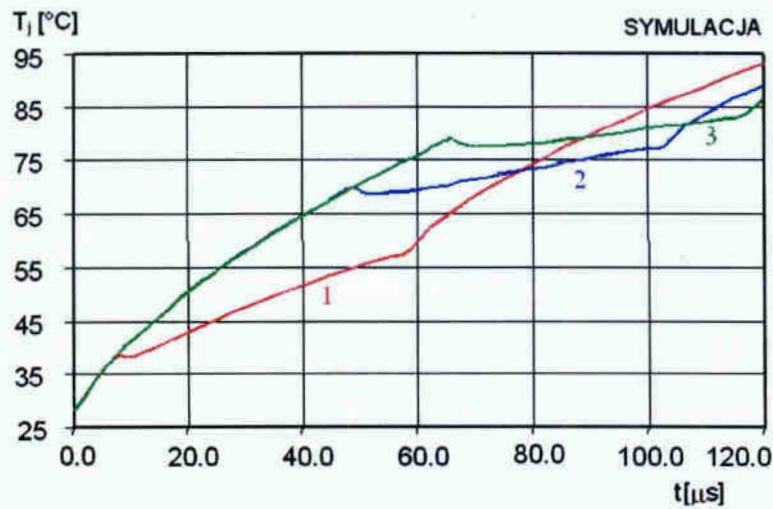
Dla tranzystorów wykorzystywanych w mikrofalowych wzmacniaczach mocy czas trwania impulsu mocy jest znacznie krótszy od jego okresu powtarzania. Taki sposób zasilania pozwala na zwiększenie poziomu mocy wyjściowej wzmacniacza, jednak impulsowe zmiany mocy wydzielanej w tranzystorach wywołują wahania temperatury wewnątrz ich obszarów aktywnych. W rezultacie pojawia się zaburzenie stałości transmitancji wzmacniacza w trakcie impulsu sterującego AC (impuls RF) a tym samym zmiany parametrów elektrycznych tranzystora jak i samego wzmacniacza [4, 38, 62, 63].

Na przykładzie zaczerpniętym z pracy [38] (rysunek 5 strona 24) pokazano problem wahań transmitancji wzmacniacza mocy w czasie impulsu AC (impuls bardzo wysokiej częstotliwości) wynikających ze zmian temperatury wnętrza tranzystora mikrofalowego [18, 38, 60, 61, 63, 64, 65]. Autor tej pracy wyznaczył temperaturę wnętrza na podstawie rozwiązania R.P.C., co pozwoliło na precyzyjne dobieranie parametrów impulsu AC oraz impulsu zasilającego i próbę kompensacji wahań temperatury wnętrza tranzystora. Pokazany na rysunku 5 sposób kompensacji wahań temperatury wnętrza tranzystora mikrofalowego realizowany był poprzez odpowiednie usytuowanie impulsu AC względem impulsu zasilającego.

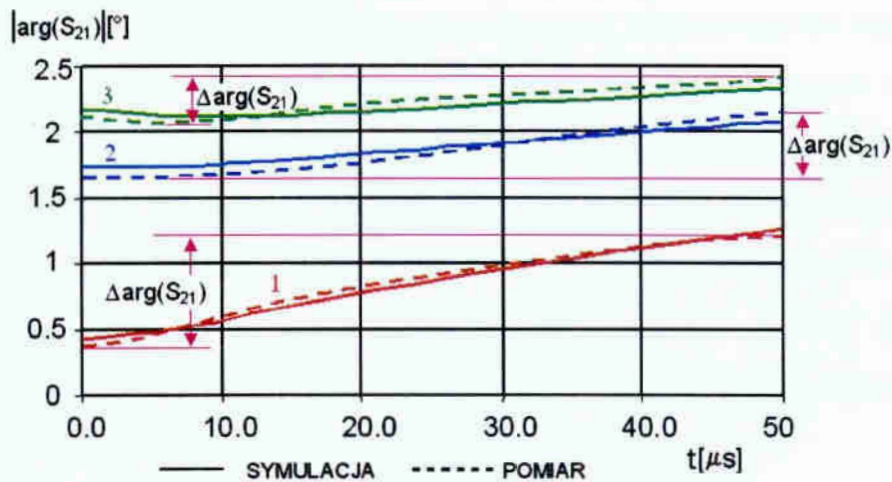
a)



b)



c)



Rys.5 Wyniki obliczeń i pomiarów zmian fazy transmitancji (c) wzmacniacza z tranzystorem LDMOS (PTF10122) w różnych warunkach pobudzenia impulsem AC (a) oraz symulowane zmiany temperatury we wnętrzu tranzystora (b) [38]

Przebieg zielony oznaczony numerem 3 na rysunku 5c jest najlepszym rozwiązaniem dla prezentowanego przypadku, $\Delta \arg(S_{21}) \cong 0.37^\circ$.

3.10 Wnioski

Opisany wpływ temperatury wewnętrznej tranzystora na jego parametry i na parametry wzmacniaczy mikrofalowych pokazuje jak bardzo ważnym i złożonym zagadnieniem jest dokładne wyznaczenie chwilowej wartości tej temperatury.

Korzystanie z metody R.P.C. w celu obliczenia temperatury wnętrza tranzystora nie daje zadawalających wyników, gdyż brak jest danych o parametrach materiałowych, geometrycznych od producentów elementów. Dodatkowym utrudnieniem jest uwzględnienie w opisie analitycznym wszystkich czynników wpływających na temperaturę tranzystora w rzeczywistych warunkach jego pracy. Z tego powodu otrzymywane wyniki za pomocą metody R.P.C. są najczęściej niedokładne.

Odmiernym podejściem i prostszym w zastosowaniu jest wykorzystywanie Z_{thj-c} tranzystora w celu wyznaczenia temperatury elementu półprzewodnikowego. Niestety wielkość Z_{thj-c} w dużym stopniu zależy od procesu mechanicznego montażu tranzystora, a zakres tolerancji rezystancji termicznej, jaki jest dopuszczany przez producentów sięga nawet 50% (tranzystory MESFET) [68]. Z tego powodu przy projektowaniu wzmacniacza mikrofalowego przyjmuje się jej maksymalną wartość, zapewnia to poprawną pracę urządzenia, ale uniemożliwia osiągnięcie dopuszczalnej mocy wyjściowej tranzystora.

W ocenie autora wykorzystanie modelu termicznego skupionego do wyznaczania czasowego przebiegu temperatury wnętrza tranzystorów mikrofalowych może być dokładniejszą metodą niż metoda R.P.C., ponieważ identyfikacja parametrów modelu następuje na drodze pomiaru $Z_{thj-c}(t)$ tranzystora w rzeczywistych warunkach pracy. Dzięki temu nie musimy posiadać danych geometrycznych i materiałowych struktury tranzystora czy parametru o dużym rozrzucie (np. Z_{thj-c}). Oprócz tego opis matematyczny modelu jest zdecydowanie prostszy i łatwiejszy w implementacji w programach przeznaczonych do symulacji numerycznych.

Umiejętność wyznaczenia dokładnej chwilowej temperatury struktury tranzystora jest niezbędna do zaprojektowania wzmacniacza o stałej funkcji transmitancji i zwiększenia niezawodności urządzenia (ilość defektów struktury zależy od jej temperatury). Osiąga się to poprzez stabilizację temperatury wewnętrznej tranzystora np. poprzez właściwy dobór parametrów impulsów AC i impulsów zasilających tranzystora mikrofalowego [57]. Tylko wtedy można spełnić

kryteria dużej stałości transmitancji tj. $\Delta \arg(s_{21}) \leq 1^\circ$, $\Delta |s_{21}| \leq 1\text{dB}$ w czasie impulsu bardzo wysokiej częstotliwości oraz w funkcji zmian amplitudy sygnału sterującego [18, 38, 64, 65]. Próby kompensacji wahań temperatury wnętrza tranzystora poprzez dobór parametrów impulsu AC i impulsu zasilającego (przykład na rys. 5) bez znajomości chwilowego rozkładu temperatury struktury tranzystora są przeważnie nieefektywne i mało skuteczne.

4. Stanowisko pomiarowe

4.1 Wstęp

Jednym z zadań zrealizowanych w pracy doktorskiej było zmierzenie przejściowych charakterystyk termicznych tranzystorów mikrofalowych. Do wykonania zadania zbudowano stanowisko pomiarowe, które umożliwia rejestrację charakterystyk termicznych tranzystorów mikrofalowych typu BJT, HBT, HFET, MESFET i LDMOS [7, 14, 19, 59]. Pomiarzy krzywych termicznych dokonano standardowymi metodami pomiarowymi zaadaptowanymi do wybranych typów tranzystorów mikrofalowych [54, 69, 70, 71, 72].

Zasady pomiaru przejściowych charakterystyk termicznych dla każdej metody zostały opisane w dalszej części rozdziału. Przy opisach metod użyto określenia „parametr termoczuły”, który odnosi się do wielkości elektrycznej elementu zależnej liniowo od temperatury. Rodzaj wielkości elektrycznej elementu wykorzystane w pomiarach jako parametr termoczuły szczegółowo opisano w rozdziale 5. Jednocześnie w rozdziale 5 zamieszczono szczegółowe wyjaśnienia dotyczące wprowadzonego indeksu w oznaczeniach charakterystyk termicznych np. $Z_{thj-s}(t)$, które charakteryzuje właściwości cieplne tranzystora między wnętrzem elementu i powierzchnią radiatora.

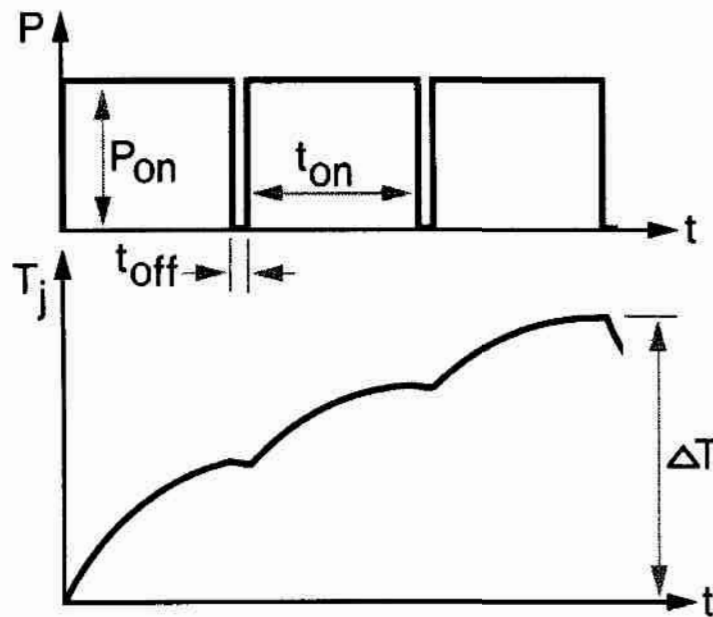
4.2 Opis metod pomiarowych

Zbudowane stanowisko pomiarowe umożliwia pomiar przejściowych charakterystyk termicznych metodami:

- metoda impulsowa do rejestracji $Z_{thj-s}(t)$ - krzywa grzania,
- metoda ciągła do rejestracji $Z_{thj-s}(t)$ - krzywa grzania,
- metoda rejestracji przejściowej charakterystyki chłodzenia $K_{thj-s}(t)$ - krzywa studzenie.

Metoda impulsowa z przełączaną mocą grzewczą (rysunek 6) polega na rejestrowaniu wartości próbek pomiarowych parametru termoczułego podczas krótkich przerw t_{off} w wydzielaniu mocy grzewczej w badanym elemencie. W czasie t_{off} element zasilany jest prądem pomiarowym o takiej wartości, aby nie występował efekt zmian parametru termoczułego wskutek samonagrzewania w czasie rejestracji

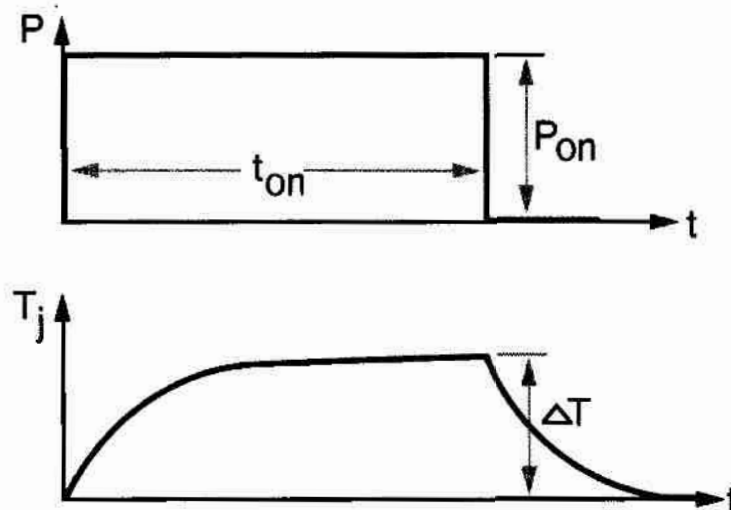
temperatury wnętrza badanego elementu. W ten sposób, przy założeniu $t_{on} \gg t_{off}$ otrzymana krzywa nagrzewania jest bardzo zbliżona do rzeczywistej krzywej przejściowej impedancji termicznej.



Rys. 6 Graficzna ilustracja metody impulsowej
P – kształt mocy grzewczej wydzielanej w tranzystorze,
 T_j – czasowy przebieg temperatury wnętrza tranzystora

Zaletą tej metody jest łatwość kalibracji parametru termoczułego. Utrudnieniem jest duża szybkość przełączania mocy P_{ON} z fazy grzania do fazy pomiaru.

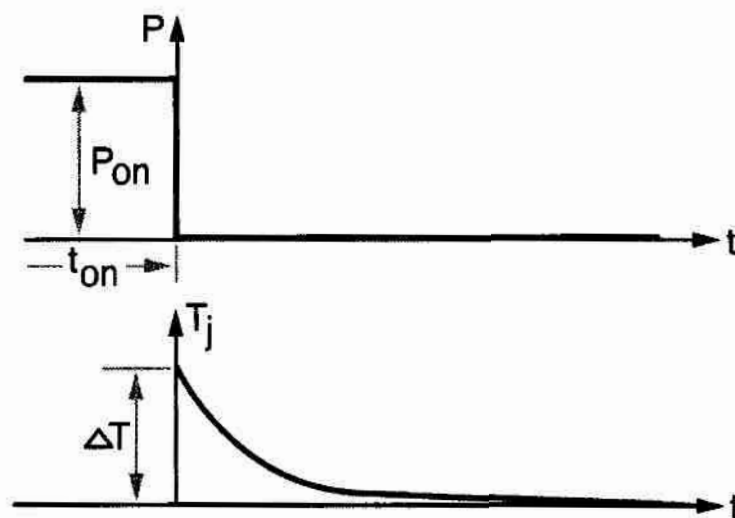
Alternatywą w wypadku konieczności badania szybkich zmian temperatury elementu np. w mikrofalowych strukturach półprzewodnikowych jest metoda ciągła. Metoda ciągła pokazana na rysunku 7, polega na wydzielaniu mocy grzewczej P_{ON} w badanym elemencie z jednoczesnym rejestrowaniem wartości próbek pomiarowych parametru termoczułego. Maksymalna częstotliwość zbierania wartości próbek pomiarowych ograniczona jest maksymalną częstotliwością próbkowania karty pomiarowej [44].



Rys. 7 Graficzna ilustracja metody ciągłej

Warunkiem wykorzystania metody ciągłej jest precyzyjna kalibracja parametru termoczułego dla określonych warunków pobudzania badanego elementu mocą grzewczą. Istotą problemu jest wydzielenie w tranzystorze zadanej wartości mocy grzewczej tak, aby nie wystąpił efekt zmiany wartości parametru termoczułego wskutek nagrzewania struktury pod wpływem wydzielanej mocy. Szybkość przełączania mocy i częstotliwość rejestracji wartości próbek pomiarowych ma istotne znaczenie dla poprawnej kalibracji parametru termoczułego.

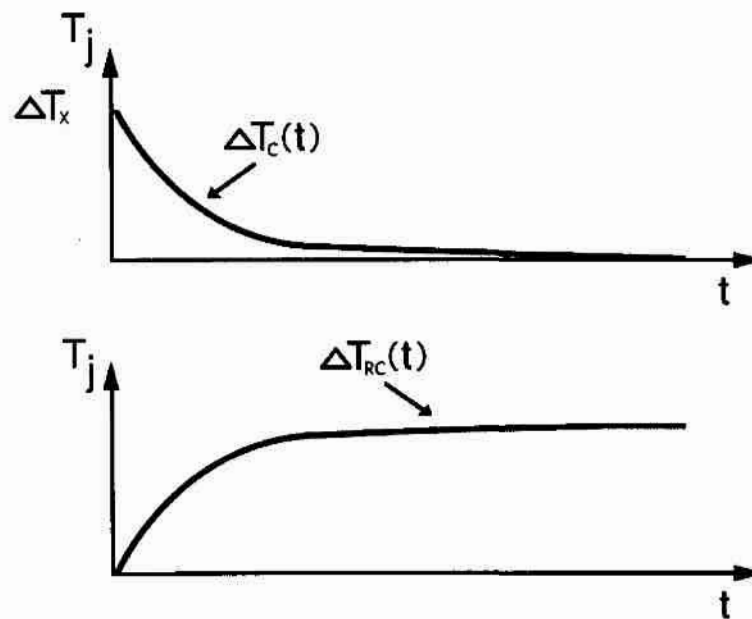
Przejściową charakterystykę chłodzenia $K_{thj-c}(t)$ elementów półprzewodnikowych otrzymuje się w wyniku rejestracji wartości próbek pomiarowych parametru termoczułego po wyłączeniu mocy grzewczej P_{ON} , co pokazano na rysunku 8. Czas wyłączenia mocy grzewczej P_{ON} i rejestracji temperatury wnętrza elementu powinien nastąpić po uzyskaniu stanu termicznie ustalonego.



Rys. 8 Graficzna ilustracja metody rejestracji przejściowej charakterystyki chłodzenia

Identycznie jak przy metodzie impulsowej wartości prądu pomiarowego, dla którego następuje rejestracja wartości próbek pomiarowych dobierano w taki sposób, aby nie występował efekt zmian parametru termoczułego wskutek samonagrzewania w czasie rejestracji temperatury wnętrza badanego elementu.

Zastosowanie metody rejestracji przejściowej charakterystyki chłodzenia $K_{thj-c}(t)$ jest najprostszym sposobem pośredniego pomiaru przejściowej impedancji termicznej $Z_{thj-c}(t)$ przy bardzo szybkich zmianach temperatury wnętrza tranzystora. Krzywą przejściowej impedancji termicznej $Z_{thj-c}(t)$ otrzymuje się w wyniku prostego przekształcenia „odwrócenia” krzywej termicznej, co pokazano na rysunku 9.



Rys. 9 Graficzna ilustracja działania matematycznego „odwrócenie”

Przekształcenie krzywej przejściowej charakterystyki chłodzenia $\Delta T_c(t)$ ilustruje rysunek 9, działanie takie można opisać zależnością.

$$\Delta T_{RC}(t) = \Delta T_x - \Delta T_c(t) \quad (4.1)$$

gdzie:

$\Delta T_{RC}(t)$ – krzywa nagrzewania,

ΔT_x – wartość przyrostu temperatury w stanie ustalonym dla krzywej chłodzenia,

$\Delta T_c(t)$ – krzywa chłodzenia.

Otrzymana krzywa $\Delta T_{RC}(t)$ stanowi dość dobre przybliżenie krzywej przejściowej impedancji termicznej $Z_{thj-c}(t)$. Różnice pomiędzy krzywą $Z_{thj-c}(t)$ a krzywą $K_{thj-c}(t)$ po przekształceniu opisane wzorem (4.1) wynikają z nieliniowej zależności parametrów cieplnych tranzystora od temperatury powstałej w wyniku wydzielanej mocy grzewczej.

Dla każdej z ww. metod zawsze należy przeprowadzić kalibrację parametru termoczułego tzn. przeprowadzić rejestrację wybranej wielkości elektrycznej w funkcji temperatury wnętrza T_j elementu dla zadanego (stałego) prądu pomiarowego I_p lub stałej mocy grzewczej P_{ON} . Warunkiem prawidłowej kalibracji jest brak występowania efektu samonagrzewania tzn. temperatura wnętrza elementu T_j równa jest temperaturze otoczenia T_{AMB} .

Na przykład dla tranzystora BJT jako parametr termoczuły wybrano napięcie U_{BE} na złączu baza-emiter zasilane prądem pomiarowym I_E . Dla stałej wartości prądu emitera I_E mierzono wartość napięcia U_{BE} dla różnych wartości temperatur T . Tak otrzymana krzywa $U_{BE}=f(T)$ jest krzywą kalibracji, z której wyznacza się termiczny współczynnik zmian napięcia γ wykorzystywany później do wyliczenia temperatury wnętrza T_j tranzystora dla zadanego pobudzenia mocą grzewczą.

4.3 Opis stanowiska pomiarowego

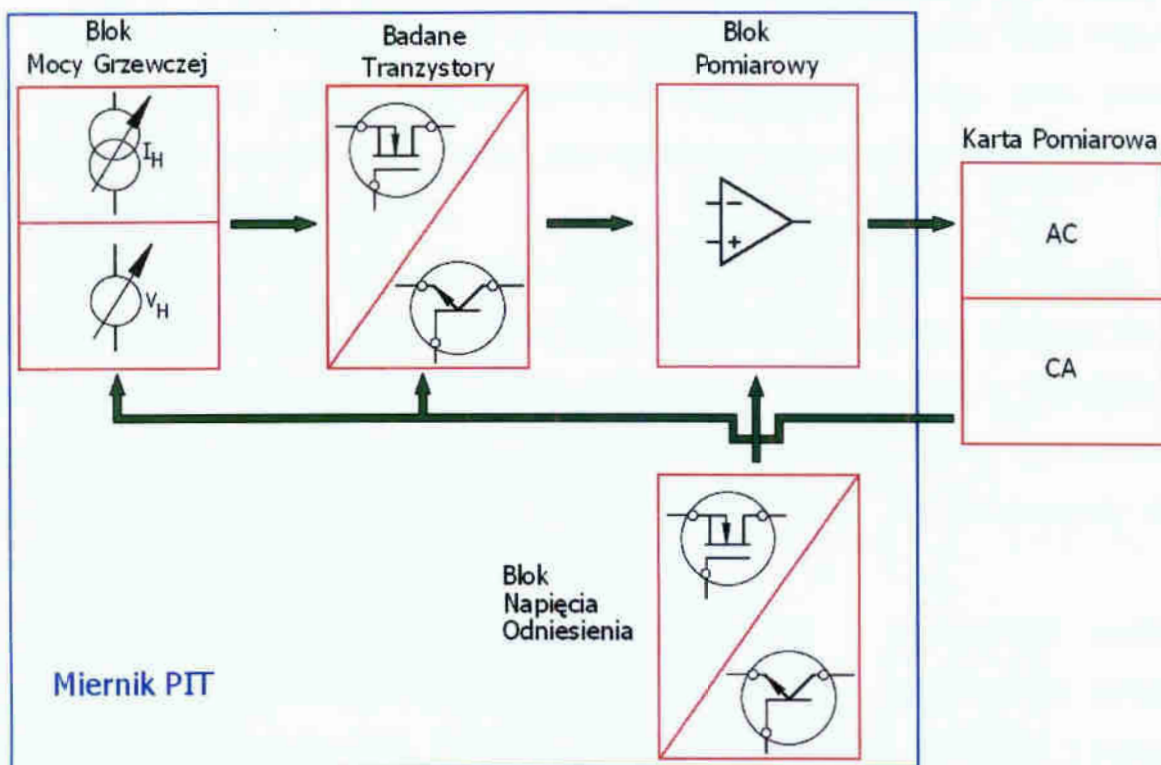
Zbudowane stanowisko pomiarowe składa się z 3 głównych elementów: miernika PIT (**P**rzejściowa **I**mpedancja **T**ermiczna), karty przetworników AC/CA zainstalowanej w komputerze PC oraz komory temperaturowej.

Miernik PIT składa się z następujących bloków:

- blok mocy grzewczej,
- blok pomiarowy,
- bloku napięcia odniesienia.

Wszystkie wymienione bloki są odpowiednio łączone w zależności od realizowanej metody pomiarowej i badanego tranzystora.

Schemat blokowy miernika PIT zamieszczono na rysunku 10.



Rys.10 Schemat blokowy miernika PIT i karty AC/CA

Pomiar wielkości elektrycznej (napięcie U_{BE} lub U_{GS}) pełniącej rolę parametru termoczułego odbywa się w układzie różnicowym względem napięcia odniesienia. Napięcie odniesienia rejestrowane jest z tranzystora tego samego typu, co tranzystor badany. Rejestrowane napięcia U_{BE} lub U_{GS} są odpowiednio wzmacniane przez blok pomiarowy w zależności od wartości zmian tych napięć pod wpływem mocy grzewczej lub temperatury otoczenia. Wartość wzmacnienia napięciowego realizowanego przez blok pomiarowy można wybrać z przedziału $18 \div 89$ V/V, pozwala to na zwiększenie dokładności mierzonego napięcia i powiększenie odstępu sygnał/szum karty pomiarowej.

Wartość mocy dostarczanej przez blok mocy grzewczej do badanego tranzystora podczas fazy grzania jest regulowana w zakresie $0 \div 90$ W. Moc grzewcza dobierana jest w zależności od mocy dopuszczalnej badanego tranzystora i zastosowanej metody pomiarowej. Blok mocy grzewczej składa się z dwóch niezależnych źródeł: napięciowego i prądowego, sterowanych bezpośrednio z karty pomiarowej. Dostarczana moc grzewcza do tranzystora w czasie fazy grzania rejestrowana jest poprzez pomiar prądu i napięcia grzewczego. Natężenie prądu pomiarowego regulowane jest w przedziale od $100 \mu\text{A}$ do 4mA w zależności od typu badanego tranzystora.

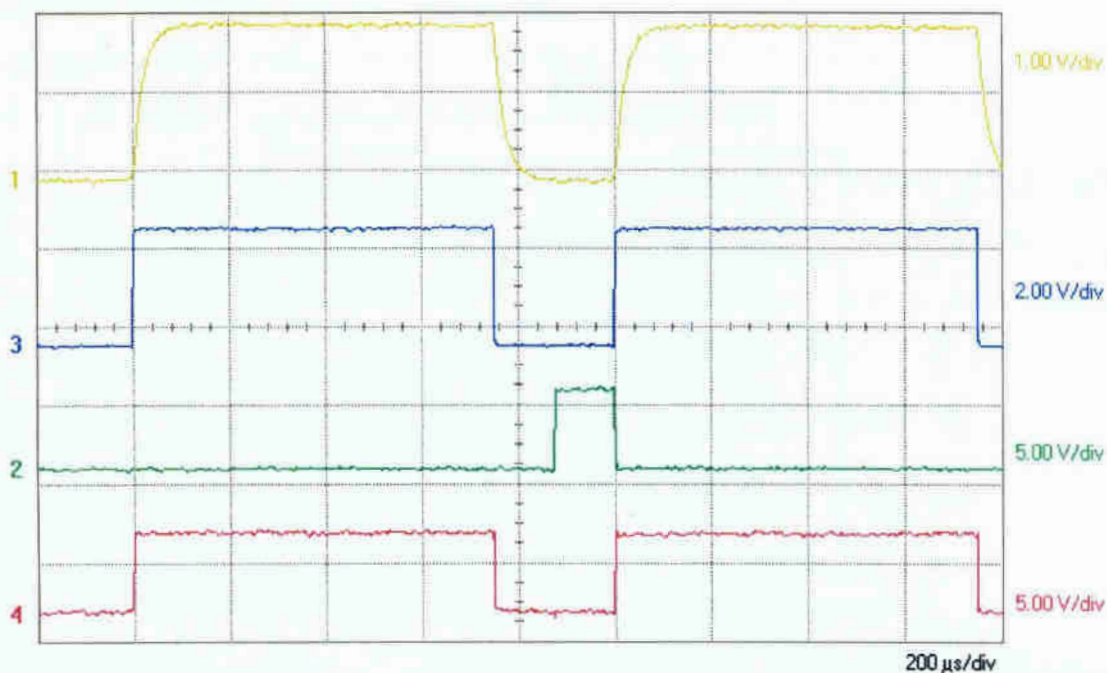
W celu zmniejszenia zakłóceń w torze pomiarowym, wszystkie bloki miernika PIT są zasilane z oddzielnych akumulatorów. Dodatkowo każdy blok posiada metalową obudowę redukującą wpływ zewnętrznego pola elektromagnetycznego na wewnętrzne układy danego bloku.

Rejestrowanie temperatury badanych tranzystorów poprzez miernik PIT realizowane jest przez kartę pomiarową firmy National Instruments (NI6115 X-PCI). Jest to 12 bitowa karta z 2 wyjściami i 4 wejściami analogowymi o maksymalnej częstotliwości próbkowania 10MHz na kanał. Wzmocnienie bloku pomiarowego dobrano tak, aby największe zmiany sygnału pomiarowego nie przekraczały 90% zakresu pomiarowego karty.

Na podstawie informacji zawartych w rozdziale 3 o sposobie zasilania tranzystorów mikrofalowych oraz metodach pomiarowych opracowano program sterujący pracą miernika PIT. Program dodatkowo umożliwia akwizycję i wstępną obróbkę zarejestrowanych danych pomiarowych. Poniżej zamieszczono najważniejsze informacje o oprogramowaniu wraz z przykładowymi sygnałami sterującymi pracą miernika PIT:

- 1) Próbki pomiarowe zbierane są jeszcze przed załączeniem mocy grzewczej P_{ON} ,
- 2) Włączenie lub wyłączenie mocy grzewczej jest rejestrowane. Zapewnia to dokładną kontrolę mocy pobudzającą tranzystor,
- 3) Sygnały sterujące blokami miernika PIT są synchronizowane sprzętowo sygnałem TTL generowanym z karty pomiarowej. Zapewnia to dużą powtarzalność procesu sterowania.

Przykładowe sygnały sterujące pracą poszczególnych bloków miernika PIT przedstawiono na rysunku 11.



Rys. 11 Przebieg sygnałów sterujących podczas przełączania z trybu grzania do trybu pomiarowego

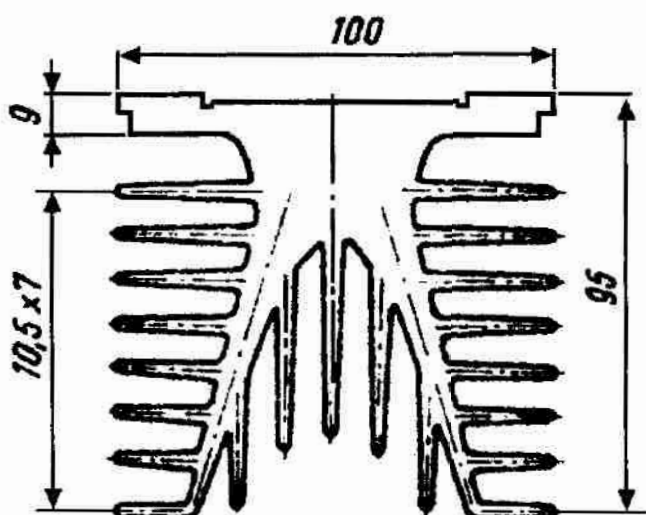
- 1 – sygnał sterujący blokiem mocy grzewczej (prąd grzewczy),
- 2 – sygnał sterujący blokiem pomiarowym (zbieranie próbki pomiarowej),
- 3 – sygnał sterujący blokiem mocy grzewczej (napięcie grzewcze),
- 4 – sygnał TTL synchronizujący sygnały 1-2-3, pełni również rolę sterowania kluczem w metodzie impulsowej.

Na rysunku 11 pokazano przykład przełączania sygnałów sterujących z fazy grzania do fazy pomiaru przeprowadzonych dla tranzystora mikrofalowego BJT. Czas trwania poszczególnych sygnałów sterujących regulowany jest w zależności od metody pomiarowej i typu badanego tranzystora. Dodatkowo niezależnie można regulować startem i czasem trwania sygnału nr 2 odpowiadającego za rejestrację temperatury wnętrza tranzystora (krzywa zielona).

Ostatnim elementem stanowiska pomiarowego jest komora temperaturowa z termoobiegiem firmy FEUTRON, która umożliwia ustalenie temperatury otoczenia badanego tranzystora w zakresie od -40°C do 180°C z dokładnością $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$. Temperaturę wnętrza komory dodatkowo kontrolowano za pomocą miernika temperatury firmy Hart Scientific 1522 z sondą termistorową o dokładności $\pm 0.01^{\circ}\text{C}$.

Wszystkie mierzone tranzystory z wyjątkiem tranzystorów SMD umieszczano na ożebrowanym radiatorze typ A4062 ze stopu aluminium w celu polepszenia

odprowadzania ciepła z tranzystora do otoczenia. Kształt radiatora wraz z wymiarami przedstawiono na rysunku 12.



Rys. 12 Ilustracja profilu radiatora

Odprowadzanie ciepła z tranzystorów SMD lub tranzystorów o obudowie plastikowej realizowano za pomocą zewnętrznego wentylatora.

Przed realizacją pomiaru charakterystyki termicznej tranzystora tzn. rejestracją krzywej grzania lub krzywej chłodzenia należy przeprowadzić następującą procedurę (zasadę pomiaru) niezależnie od wybranej metody pomiarowej:

- 1) ustalić wielkość elektryczną pełniącą rolę parametru termoczułego o liniowej zależności od temperatury,
- 2) przeprowadzić kalibrację wybranego parametru termoczułego w funkcji temperatury dla ustalonego prądu pomiarowego lub mocy grzewczej,
- 3) na podstawie uzyskanej krzywej kalibracji z pkt. 2 wyznaczyć termiczny współczynnik wykorzystywany do określenia wartości temperatury wnętrza badanego tranzystora,
- 4) na podstawie wyznaczonego termicznego współczynnika i wybranej metody pomiarowej dobrać wzmocnienie bloku pomiarowego. Wzmocnienie dobrać tak, by było ja największe, ale rejestrowane zmiany wielkości elektrycznej w czasie pomiaru nie przekraczały 90% zakresu napięciowego karty pomiarowej.

4.4 Analiza błędu pomiaru temperatury wnętrza tranzystora

Na podstawie zasad pomiarów przejściowych charakterystyk termicznych i budowy wielozadaniowego systemu pomiarowego przeprowadzono analizę błędów parametrów oraz czynników istotnie wpływających na końcowy błąd pomiaru przejściowej impedancji termicznej. W pierwszej części opisano potencjalne źródła błędów a następnie wyprowadzono równania umożliwiające wyznaczenie przebiegu błędu pomiaru np. $Z_{thj-s}(t)$ oraz przebiegu błędu dopasowania $\delta_{ERR}^{\%}$ pomiędzy krzywą pomiarową a krzywą obliczoną z symulacji. Do potencjalnych źródeł błędów zaliczamy:

1. rozdzielczość napięciową karty pomiarowej $dU_{A/C}$,
2. termiczny współczynnik zmian napięcia termoczułego γ ,
3. źródło prądu pomiarowego I_M ,
4. temperatura radiatora w komorze temperaturowej,
5. układ wzmacniający napięcie termoczułe,
6. źródło mocy grzejnej P_H ,

Do wymienionych wyżej źródeł błędu należy dodatkowo zaliczyć źródła błędów wynikające z zastosowanej metody pomiarowej. Są to:

7. częstotliwość powtarzania f_p impulsów grzewczych,
8. minimalny czas trwania impulsów pomiarowych.

1. rozdzielczość napięciową karty pomiarowej $dU_{A/C}$ wyznaczamy na podstawie zależności:

$$dU_{A/C} = \frac{\Delta AI}{b_{A/C}} [V] \quad (4.2)$$

gdzie:

ΔAI – zakres napięcia wejściowego wejścia analogowego karty pomiarowej,

$b_{A/C}$ – rozdzielczość bitowa karty pomiarowej.

Dokładność rejestracji dowolnego napięcia realizowana za pomocą karty pomiarowej regulowana jest poprzez wybór zakresu napięciowego wejścia analogowego ΔAI , maksymalny zakres wynosi $\pm 10V$. Rozdzielczość bitowa karty pomiarowej, czyli rozdzielczość przetwornika A/C jest parametrem stałym i wynosi 12bit.

2. termiczny współczynnik zmian napięcia U_{BE} (tranzystor bipolarny) lub U_{GS} (tranzystor polowy) wyznaczamy na podstawie zależności:

$$\gamma = \frac{\Delta U_{BE(th)}}{\Delta T_j} \left[\frac{V}{^{\circ}C} \right] \quad (4.3)$$

gdzie:

$\Delta U_{BE(th)}$ – przyrost napięcia baza-emiter,

ΔT_j – przyrost temperatury wnętrza tranzystora powstałego pod wpływem zmian temperatury otoczenia T_{AMB} .

Rejestracja przyrostu napięcia U_{BE} lub U_{GS} realizowana jest przy stałym-określonym prądzie pomiarowym I_M (I_E dla tranzystora bipolarnego lub I_B dla tranzystora polowego) w kierunku przewodzenia.

3. źródło prądu pomiarowego I_M powinno dostarczać prąd o wartości niezależnej od zmian napięcia U_{BE} lub U_{GS} mierzonego tranzystora wywołanych zmianą temperatury. Ustawiona wartość prądu emitera lub prądu bramki powinna być tak dobrana, aby termiczny współczynnik zmian napięcia U_{BE} lub U_{GS} miał przebieg liniowy w zakresie temperatur od temperatury otoczenia T_{AMB} do maksymalnej temperatury pomiaru T_{MAX} zbliżona do maksymalnej temperatury struktury T_{jMAX} .

4. temperatura otoczenia (T_{AMB}) ustawiana za pomocą komory temperaturowej powinna być utrzymywana z rozrzutem nie większym od $0.5^{\circ}C$, inaczej wartość termicznego współczynnika γ lub przejściowa charakterystyka termiczna będzie wyznaczona z dużym błędem. Chwilowe fluktuacje temperatury należy zmniejszać przez umieszczenie badanego tranzystora na odpowiednio dużym radiatorze. Jeżeli temperatura radiatora mierzona jest w miejscu kontaktu tranzystora z radiatorem, a przyrost temperatury wnętrza tranzystora powstał pod wpływem zmian temperatury otoczenia T_{AMB} to możemy przyjąć następujący warunek:

$$\Delta T_j \cong \Delta T_{AMB} [^{\circ}C] \quad (4.4)$$

W przypadku, gdy pomiar realizowany jest na powierzchni radiatora lub odległość tranzystora od punktu pomiarowego jest duża, warunek (4.4) jest nieprawdziwy.

5. przyrost napięcia ΔU_{BE} lub ΔU_{GS} jest wzmacniany w celu zwiększenia dokładności mierzonego napięcia i powiększenia odstępów sygnał/szum karty pomiarowej. Wzmocnioną wartość $\Delta U_{GS(th)}$ wyznaczamy na podstawie zależności:

$$\Delta U_{GS(th)} = \Delta U_{GS} \cdot A_U [V] \quad (4.5)$$

gdzie:

A_U – wzmacnienie napięciowe w torze pomiarowym

Słabe parametry użytkowe scalonego wzmacniacza lub nieprawidłowo dobrany zakres wzmacnienia napięciowego są powodem błędów pomiaru, jaki powstaje w torze wzmacniający. Efektem tego błędów jest nieliniowość, duże szумы lub dryft napięcia wzmacnianego.

6. moc grzewcza dostarczana do tranzystora wyznaczana jest na podstawie rejestracji napięcia U_H i prądu I_H .

$$P_H = U_H \cdot I_H [W] \quad (4.6)$$

Źródła realizujące wytwarzanie mocy grzewczej powinny dostarczać prąd i napięcie o wartościach niezależnych od zmian napięcia U_{BE} lub U_{GS} mierzonego tranzystora wywołanych zmianą temperatury. O dokładności rejestracji napięcia U_H i I_H decyduje rozdzielczość napięciowa karty pomiarowej. Dokładność prądu I_H wyznaczana jest na podstawie spadku napięcia na rezystorze wzorcowym dużej mocy.

Błędy wymienione w punktach 7 i 8 są błędami wpływającymi bezpośrednio na kształt oraz wartość zarejestrowanej przejściowej impedancji termicznej w czasie pomiaru. Występowanie tych błędów wynika najczęściej ze źle dobranych ustawień lub nie przestrzegania założeń dla metody pomiarowej. Szybką ocenę tego typu błędów można przeprowadzić przez porównanie zarejestrowanej charakterystyki termicznej z charakterystyką termiczną uznaną za wzorzec (dla identycznych warunków pomiaru).

7. częstotliwość powtarzania impulsów grzewczych (metoda impulsowa) wpływa bezpośrednio na wartość i kształt zarejestrowanej przejściowej charakterystyki termicznej. Stosowanie dużej częstotliwości powtarzania impulsów grzewczych pozwala najczęściej na otrzymanie krzywej termicznej zbliżonej do rzeczywistej krzywej termicznej badanego tranzystora.

8. minimalny czas trwania impulsów pomiarowych (metoda impulsowa) dotyczy przerw między impulsami grzewczymi, które powinny być małe aby efektywna temperatura wnętrza tranzystora zmieniała się nieznacznie. Dobór minimalnego czasu trwania impulsu pomiarowego uzależniony jest od czasu trwania impulsu grzewczego t_{ON} i musi spełniać następujący warunek: $t_{ON} \gg t_{OFF}$.

Druga część zawiera matematyczną analizę błędu pomiaru przy rejestracji przejściowej charakterystyki termicznej np. Z_{thj-s} tranzystora MESFET. Analizę błędu pomiaru Z_{thj-s} przeprowadzono w następującej kolejności:

- 1) $\delta_{\gamma}^{\%}$ - błąd termicznego współczynnika zmian napięcia $U_{GS(th)}$,
- 2) $\delta_{\Delta T_j}^{\%}$ - błąd przyrostu temperatury wnętrza tranzystora,
- 3) $\delta_{Z_{th}}^{\%}$ - błąd przejściowej impedancji termicznej.

oraz dodatkowo przy weryfikacji obliczanych przebiegów:

- 4) $\delta_{ERR-Z}^{\%}$ - błąd dopasowania krzywej pomiarowej Z_{thj-s} do krzywej analitycznej Z_{thj-s} ,
- 5) $\delta_{ERR-T}^{\%}$ błąd dopasowania krzywej pomiarowej ΔT_j do krzywej obliczonej ΔT_j za pomocą algorytmów SARA.

Do oceny błędów w punktach 1 ÷ 3 posłużono się definicją uchybu pomiaru średnio kwadratowego - S.

1) uchyb termicznego współczynnika S_γ wyznaczamy na podstawie zależności:

$$\gamma = \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta T_j} \left[\frac{V}{^\circ C} \right] \quad (4.7)$$

gdzie:

$\Delta U_{GS(th)}$ – przyrost napięcie bramka-źródło,

ΔT_j – przyrost temperatury wnętrza tranzystora powstałego pod wpływem zmian temperatury otoczenia T_{AMB} .

stąd uchyb średnio kwadratowy pomiaru:

$$S_\gamma = \sqrt{\left(\frac{\partial \gamma}{\partial \Delta U_{GS}} \right)^2 \cdot dU_{GS}^2 + \left(\frac{\partial \gamma}{\partial \Delta T_j} \right)^2 \cdot dT_j^2} \quad (4.8)$$

gdzie:

dU_{GS} – uchyb pomiaru przyrostu napięcie bramka-źródło,

dT_j – uchyb pomiaru przyrostu temperatury wnętrza tranzystora.

oraz

$$\frac{\partial \gamma}{\partial \Delta U_{GS}} = \frac{1}{\Delta T_j}; \quad \frac{\partial \gamma}{\partial \Delta T_j} = - \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta T_j^2}$$

ostatecznie uchyb średnio kwadratowy pomiaru:

$$S_\gamma = \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta T_j} \right)^2 \cdot dU_{GS}^2 + \left(- \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta T_j^2} \right)^2 \cdot dT_j^2} \quad (4.9)$$

po podzieleniu równania (4.9) przez γ i po przekształceniach otrzymujemy zależność

na uchyb względny (procentowy) pomiaru współczynnika termicznego $\delta_\gamma^{\%}$:

$$\delta_\gamma^{\%} = \frac{S_\gamma}{\gamma} \cdot 100\% = \sqrt{\left(\frac{dU_{GS}}{\Delta U_{GS}} \right)^2 + \left(\frac{dT_j}{\Delta T_j} \right)^2} \cdot 100\% \quad (4.10)$$

2) W wielozadaniowym systemie pomiarowym przyrost napięcia $U_{GS(th)}$ w czasie pomiaru jest odpowiednio wzmacniany o wartość A_U , dlatego przy zależności na ΔT_j uwzględniamy wzmocnienie napięciowe.

$$\Delta T_j = \frac{\Delta U_{GS(th)}}{\gamma \cdot A_U} [^{\circ}C] \quad (4.11)$$

gdzie:

$\Delta U_{GS(th)}$ – wzmacniony o wartość A_U przyrost napięcia bramka-źródło powstały pod wpływem wydzielanej mocy grzewczej P_H

Uchyb średnio kwadratowy pomiaru ΔT_j wyznaczamy na podstawie wzoru:

$$S_{\Delta T_j} = \sqrt{\left(\frac{\partial \Delta T_j}{\partial \Delta U_{GS(th)}}\right)^2 \cdot dU_{GS(th)}^2 + \left(\frac{\partial \Delta T_j}{\partial \gamma}\right)^2 \cdot S_{\gamma}^2 + \left(\frac{\partial \Delta T_j}{\partial A_U}\right)^2 \cdot dA_U^2} \quad (4.12)$$

gdzie:

S_{γ} – uchyb pomiaru termicznego współczynnika zmian napięcia U_{GS} ,

A_U – wzmocnienie napięciowe zmian napięcia $U_{GS(th)}$,

dA_U – uchyb wzmocnienia napięciowego zmian napięcia $U_{GS(th)}$.

oraz

$$\frac{\partial \Delta T_j}{\partial \Delta U_{GS(th)}} = \frac{1}{\gamma \cdot A_U}; \quad \frac{\partial \Delta T_j}{\partial \gamma} = -\frac{\Delta U_{GS(th)}}{\gamma^2 \cdot A_U}; \quad \frac{\partial \Delta T_j}{\partial A_U} = -\frac{\Delta U_{GS(th)}}{\gamma \cdot A_U^2}$$

stąd uchyb średnio kwadratowy pomiaru:

$$S_{\Delta T_j} = \sqrt{\left(\frac{1}{\gamma \cdot A_U}\right)^2 \cdot dU_{GS(th)}^2 + \left(-\frac{\Delta U_{GS(th)}}{\gamma^2 \cdot A_U}\right)^2 \cdot S_{\gamma}^2 + \left(-\frac{\Delta U_{GS(th)}}{\gamma \cdot A_U^2}\right)^2 \cdot dA_U^2} \quad (4.13)$$

po podzieleniu równania (4.13) przez ΔT_j i po przekształceniu otrzymujemy zależność na uchyb względny (procentowy) pomiaru przyrostu temperatury wnętrza tranzystora

$\delta_{\Delta T_j}^{\%}$:

$$\delta_{\Delta T_j}^{\%} = \frac{S_{\Delta T_j}}{\Delta T_j} \cdot 100\% = \sqrt{\left(\frac{dU_{GS(th)}}{\Delta U_{GS(th)}}\right)^2 + \left(\frac{S_{\gamma}}{\gamma}\right)^2 + \left(\frac{dA_U}{A_U}\right)^2} \cdot 100\% \quad (4.14)$$

3) Do wyznaczenia uchybu pomiar przejściowej impedancji termicznej Z_{th} wykorzystujemy zależność:

$$Z_{th} = \frac{\Delta T_j}{P_H} = \frac{\Delta T_j}{U_{DS} \cdot I_D} \left[\frac{^{\circ}C}{W} \right] \quad (4.15)$$

gdzie:

ΔT_j – przyrost temperatury wnętrza tranzystora powstały pod wpływem wydzielanej mocy grzewczej P_H

U_{DS} – napięcie dren-źródło (grzejne),

I_D – prąd drenu (grzejny).

Identycznie jak dla analizy powyżej uchyb średnio kwadratowy pomiaru Z_{th} wyznaczamy ze wzoru:

$$S_{Z_{th}} = \sqrt{\left(\frac{\partial Z_{th}}{\partial \Delta T_j} \right)^2 \cdot S_{\Delta T_j}^2 + \left(\frac{\partial Z_{th}}{\partial U_{DS}} \right)^2 \cdot dU_{DS}^2 + \left(\frac{\partial Z_{th}}{\partial I_D} \right)^2 \cdot dI_D^2} \quad (4.16)$$

gdzie:

$S_{\Delta T_j}$ – uchyb pomiaru przyrostu temperatury wnętrza tranzystora,

dU_{DS} – uchyb pomiaru napięcia dren-źródło,

dI_D – uchyb pomiaru prądu drenu.

oraz

$$\frac{\partial Z_{th}}{\partial \Delta T_j} = \frac{1}{U_{DS} \cdot I_D}; \quad \frac{\partial Z_{th}}{\partial U_{DS}} = -\frac{\Delta T_j}{U_{DS}^2 \cdot I_D}; \quad \frac{\partial Z_{th}}{\partial I_D} = -\frac{\Delta T_j}{U_{DS} \cdot I_D^2}$$

stąd uchyb średnio kwadratowy pomiaru:

$$S_{Z_{th}} = \sqrt{\left(\frac{1}{U_{DS} \cdot I_D} \right)^2 \cdot S_{\Delta T_j}^2 + \left(-\frac{\Delta T_j}{U_{DS}^2 \cdot I_D} \right)^2 \cdot dU_{DS}^2 + \left(-\frac{\Delta T_j}{U_{DS} \cdot I_D^2} \right)^2 \cdot dI_D^2} \quad (4.17)$$

po podzieleniu równania (4.17) przez Z_{th} i po przekształceniu otrzymujemy zależność na uchyb względny (procentowy) rezystancji termicznej tranzystora $\delta_{Z_{th}}^{\%}$:

$$\delta_{Z_{th}}^{\%} = \frac{S_{Z_{th}}}{Z_{th}} \cdot 100\% = \sqrt{\left(\frac{S_{\Delta T_j}}{\Delta T_j} \right)^2 + \left(\frac{dU_{DS}}{U_{DS}} \right)^2 + \left(\frac{dI_D}{I_D} \right)^2} \cdot 100\% \quad (4.18)$$

Przykład:

Dla mocy grzewczej 1W trwającej 10s zmierzono przyrost temperatury wnętrza tranzystora BJT, która wynosiła 33.03°C. Na podstawie danych pomiarowych zamieszczonych w tabelach wyznaczmy wartość błędu pomiaru $\delta_\gamma\%$ i $\delta_{\Delta T_j}\%$.

Obliczamy błąd pomiaru - $\delta_\gamma\%$

Dane pomiarowe otrzymane z pomiaru γ :

$\Delta T_j = 89.68 \text{ }^\circ\text{C}$	$\Delta U_{BE} = 0.1277 \text{ V}$
$dT_j = 0.02 \text{ }^\circ\text{C}$	$dU_{BE} = dU_{A/C} = 0.000244 \text{ V}$
na podstawie zależności (4.7) i (4.10) otrzymano:	
$\gamma = 0.00142 \text{ V}/^\circ\text{C}$	$\delta_\gamma\% = 0.1922 \%$

gdzie: $dU_{A/C} = \Delta AI / b_{A/C} = 1\text{V}/12\text{bit}$,

Obliczamy błąd pomiaru - $\delta_{\Delta T_j}\%$

Dane pomiarowe otrzymane z pomiaru ΔT_j :

$A_U = 56.5 \text{ V/V}$	$\Delta U_{BE} = 2.65\text{V}$
$dA_U = 0.035 \text{ V/V}$,	$dU_{BE} = dU_{A/C} = 0.00122 \text{ V}$
na podstawie zależności (4.11) i (4.14) otrzymano:	
$\Delta T_j = 33.03 \text{ }^\circ\text{C}$	$\delta_{\Delta T_j}\% = 0.205 \%$

gdzie: $dU_{A/C} = \Delta AI / b_{A/C} = 5\text{V}/12\text{bit}$,

4) W celu wyznaczenia błędu dopasowania (błąd względny) krzywej pomiarowej Z_{thj-s} do krzywej obliczonej posłużono się zależnością:

$$\delta_{ERR-Z}\% = \frac{|Z_{th-sym} - Z_{th-pom}|}{Z_{th-pom}} \cdot 100\% \quad (4.19)$$

gdzie:

Z_{th-pom} - zmierzona przejściowa impedancja termiczna,

Z_{th-sym} - obliczona przejściowa impedancja termiczna.

5) W celu wyznaczenia błędu dopasowania (błąd względny) krzywej pomiarowej ΔT_j do krzywej obliczonej posłużono się zależnością:

$$\delta_{ERR-T}\% = \frac{|\Delta T_{j-sym} - \Delta T_{j-pom}|}{\Delta T_{j-pom}} \cdot 100\% \quad (4.20)$$

gdzie:

ΔT_{j-pom} - zmierzona krzywa przyrostu temperatury wnętrza tranzystora,

ΔT_{j-sym} - obliczona krzywa przyrostu temperatury wnętrza tranzystora.

Wykorzystując wyprowadzone równania na błędy pomiarowe oraz przykładowe wyniki zamieszczone w poszczególnych rozdziałach przeprowadzono ocenę dokładności uzyskanych wyników za pomocą wielozadaniowego systemu pomiarowego. Na ocenę dokładności wyników składa się wyznaczenie następujących błędów:

- $\delta_{Z_{th}}^{\%}$ - przebieg błędu przejściowej impedancji termicznej,
- $\delta_{ERR-Z}^{\%}$ - przebieg błędu dopasowania krzywej pomiarowej Z_{th-s} do krzywej analitycznej Z_{th-sr}
- $\delta_{ERR-T}^{\%}$ - przebieg błędu dopasowania krzywej pomiarowej ΔT_j do krzywej obliczonej ΔT_j za pomocą algorytmów SARA.

Poszczególne przebiegi błędów zamieszczono odpowiednio we wnioskach rozdziału 5, 6 i 8.

5. Badanie przejściowej impedancji termicznej tranzystorów

5.1 Wstęp

W rozdziale zamieszczono informacje o użytych tranzystorach w pomiarach oraz zaprezentowano przykładowe wyniki zmierzonych krzywych termicznych tranzystorów mikrofalowych zarejestrowane przy wykorzystaniu metod opisanych w rozdziale 4. Zarejestrowane krzywe termiczne są przebiegami: przejściowej impedancji termicznej $Z_{thj-s}(t)$ oraz przejściowej charakterystyki chłodzenia $K_{thj-s}(t)$ [17, 57, 73].

Dodatkowo przeprowadzono pomiary charakterystyk termicznych tranzystorów dla różnych temperatur otoczenia z przedziału od 20°C do 90°C z powodu zauważalnego wpływu temperatury otoczenia na krzywą $Z_{thj-s}(t)$ i $K_{thj-s}(t)$.

Wszystkie zaprezentowane charakterystyki termiczne otrzymano na podstawie zarejestrowanych próbek pomiarowych, krzywe nie były poddawane żadnej operacji matematycznej uśredniania lub aproksymacji.

Temperatura radiatora, na którym umieszczano tranzystor była rejestrowana niezależnie od pomiaru temperatury otoczenia (komora). Pomiar krzywej termicznej realizowano tylko wtedy, kiedy temperatura otoczenia równa była temperaturze radiatora. Punkt pomiaru temperatury radiatora znajdował się pod miejscem styku tranzystora z radiatorem na głębokości 1.5 cm. W pracy przyjęto, że krzywe termiczne charakteryzują właściwości cieplne tranzystora między wnętrzem elementu i powierzchnią radiatora, co oznaczono indeksami j-s np. $Z_{thj-s}(t)$.

W każdym podrozdziale umieszczono tabelę z informacją o:

- typie tranzystora,
- użytej metodzie pomiarowej,
- częstotliwości granicznej tranzystora,
- mocy dopuszczalnej tranzystora.

5.2 Sposób i warunki pomiarów

Wszystkie pomiary przejściowych charakterystyk termicznych oraz kalibracja parametru termoczułego badanych tranzystorów odbywały się w komorze temperaturowej. Umożliwiło to precyzyjne ustawienie zadanej temperatury otoczenia.

W celu polepszenia odprowadzania ciepła z wnętrza tranzystora do radiatora, miejsce kontaktu łączone było poprzez pastę termoprzewodzącą.

Częstotliwość rejestrowania wielkości elektrycznej przyjętej jako parametr termoczujły do wyznaczenia krzywej kalibracji wynosiła 5MHz. Umożliwiło to poprawne zarejestrowanie wielkości elektrycznej (pomiarowej) niezależnie od typu mierzonego tranzystora. W zależności od wykorzystanej metody pomiarowej i typu tranzystora częstotliwość próbkowania przejściowych charakterystyk termicznych regulowana była w zakresie od 1kHz do 10MHz.

Należy wspomnieć o dodatkowych układach RLC (kondensatory, cewki i rezystory) występujących przy tranzystorach LDMOS i MESFET. Zadaniem tych układów było dopasowanie impedancji wejściowej i wyjściowej tranzystora do źródeł zasilających. Układy RLC znacząco ograniczały pomiar krzywych termicznych dla temperatur otoczenia powyżej 80°C ze względu na ograniczony zakres temperaturowy pracy tych elementów. Istotne jest to, że układy dopasowujące nie zmieniały temperatury tranzystora i nie wprowadzały błędów w czasie rejestracji temperatury wnętrza dla zadanej mocy grzewczej.

Metody oznaczone w tabelach każdego podrozdziału jako „grzanie impulsowe” oraz „grzanie ciągłe” umożliwiały wyznaczenie przejściowej impedancji termicznej $Z_{thj-s}(t)$. Metoda oznaczona jako „chłodzenie ciągłe” służyła do rejestrowania przejściowej charakterystyki studzenia $K_{thj-s}(t)$.

5.3 Tranzystory typu BJT (Bipolar Junction Transistor)

Wszystkie tranzystory BJT są tranzystorami ze strukturą krzemową, a wielkością elektryczną przyjętą jako parametr termoczuły było napięcie U_{BE} przy ustalonym prądzie pomiarowym na złączu baza-emiter. Wartość prądu pomiarowego dobierana była na podstawie mocy dopuszczalnej tranzystora.

W tabelach 5.1 i 5.2 oprócz tranzystorów mikrofalowych umieszczono dodatkowo kilka tranzystorów BJT małej częstotliwości, które dla porównania zmierzono w pierwszych fazach badań (oznaczone na czerwono).

Tabela 5.1 Metody pomiarowe

Typ	Grzanie impulsowe	Chłodzenie ciągle	Grzanie ciągle
BC211	•	•	•
BC550	•	•	•
BC109	•	•	•
BD135	•	•	•
LKE21050T	•	•	•
BFW16A	•	•	-
BFY90	-	•	-
2sc3950	•	•	•
2sc3355	-	•	•
BFR96T	-	•	•
BFP540	-	•	-
BFP450	-	•	-
BF763	-	•	-
BF959	-	•	•

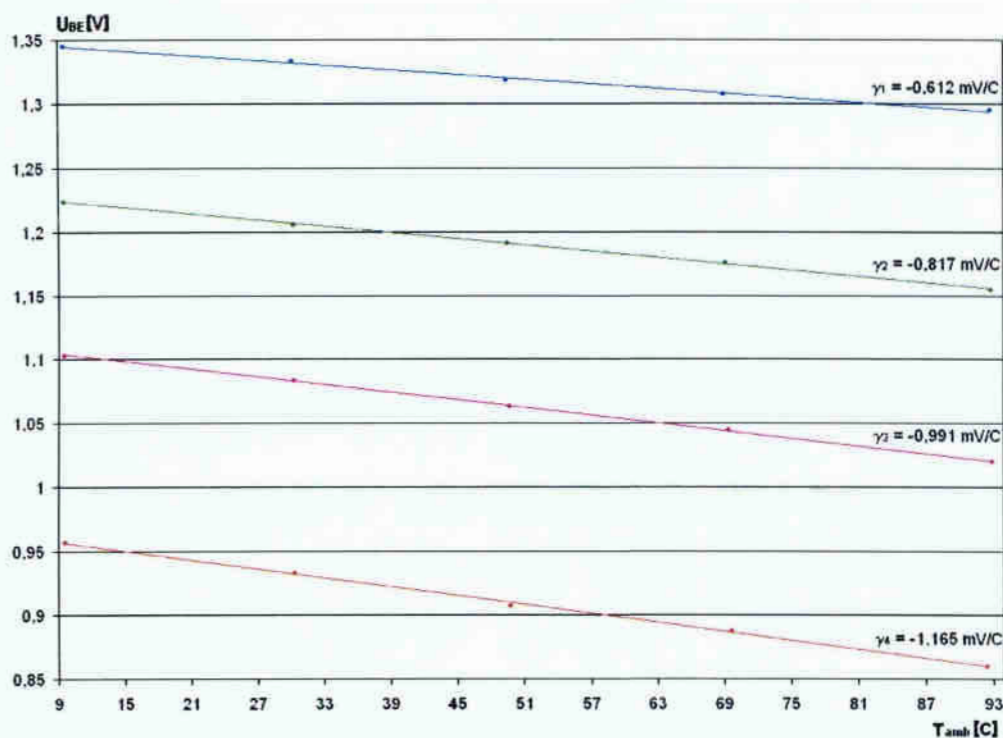
- – użyta metoda
- – metoda nierealizowana

Tabela 5.2 Parametry tranzystorów

Typ	Częstotliwość graniczna f_T [MHz]	Moc dopuszczalna P_{tot} [W]
BC211	300	0.8
BC550	250	0.5
BC109	150	0.3
BD135	50	10
LKE21050T	2000	20
BFW16A	1200	6
BFY90	1200	0.5
2sc3950	2000	5
2sc3355	6500	0.6
BFR96T	5000	0.5
BFP540	33000	0.25
BFP450	24000	0.45
BF763	1800	0.4
BF959	1100	2

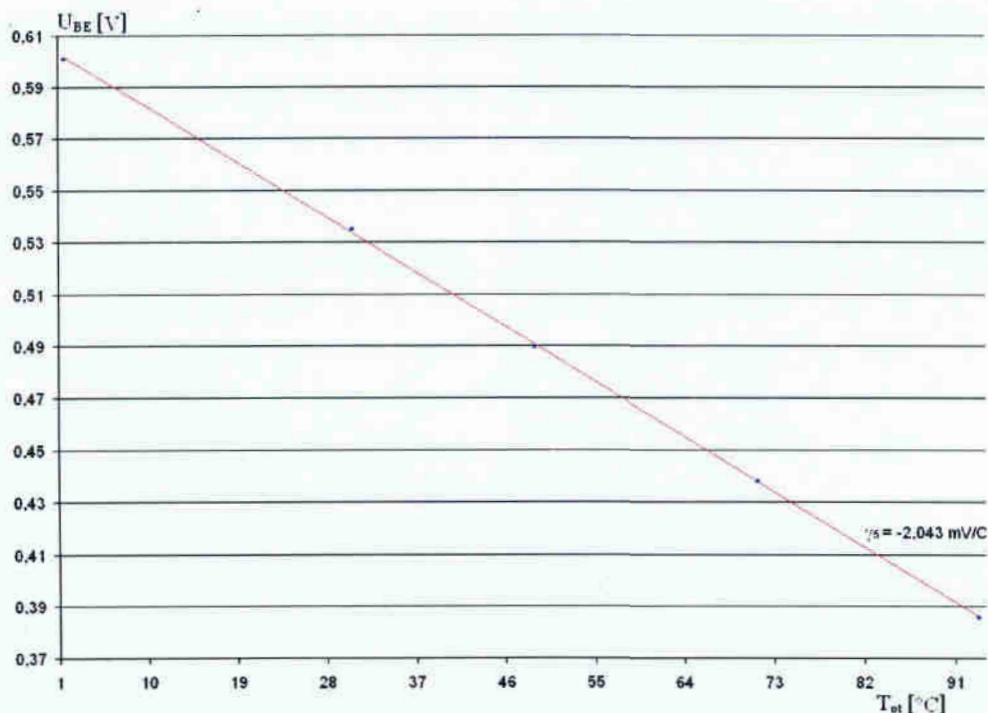
5.3.1 Przykładowe wyniki

Rysunki 13 i 14 przedstawiają krzywe kalibracji napięcia U_{BE} dla tranzystora mikrofalowego LKE21050T. Krzywe kalibracji z rysunku 13 wykorzystano za pomocą metody grzania ciągłego a krzywą z rysunku 12 za pomocą metody grzania impulsowego.



Rys. 13 Zależność napięcia U_{BE} od temperatury otoczenia dla różnych wartości mocy grzewczej:
 $P(\gamma_1)=12.46W$, $P(\gamma_2)=9.11W$, $P(\gamma_3)=6.01W$, $P(\gamma_4)=2.66W$

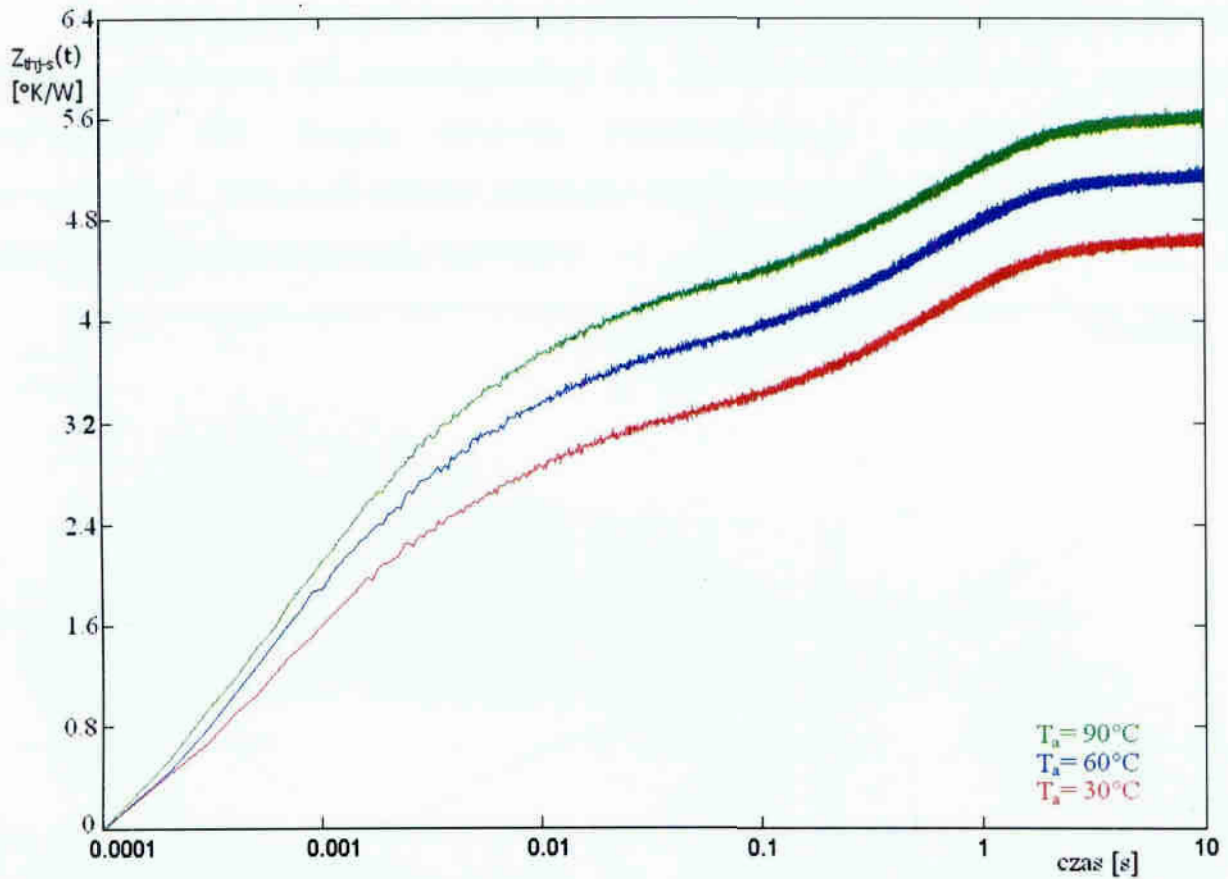
Dla każdej krzywej wyznaczono termiczny współczynnik zmian napięcia U_{BE} z tą różnicą, że dla krzywych z rysunku 13 termiczne współczynniki γ wyznaczano dla ustalonych wartości mocy grzewczej a dla krzywej z rysunku 14 przy ustalonym prądzie pomiarowym. Wartość prądu pomiarowego na złączu baza-emiter wynosiła 3mA.



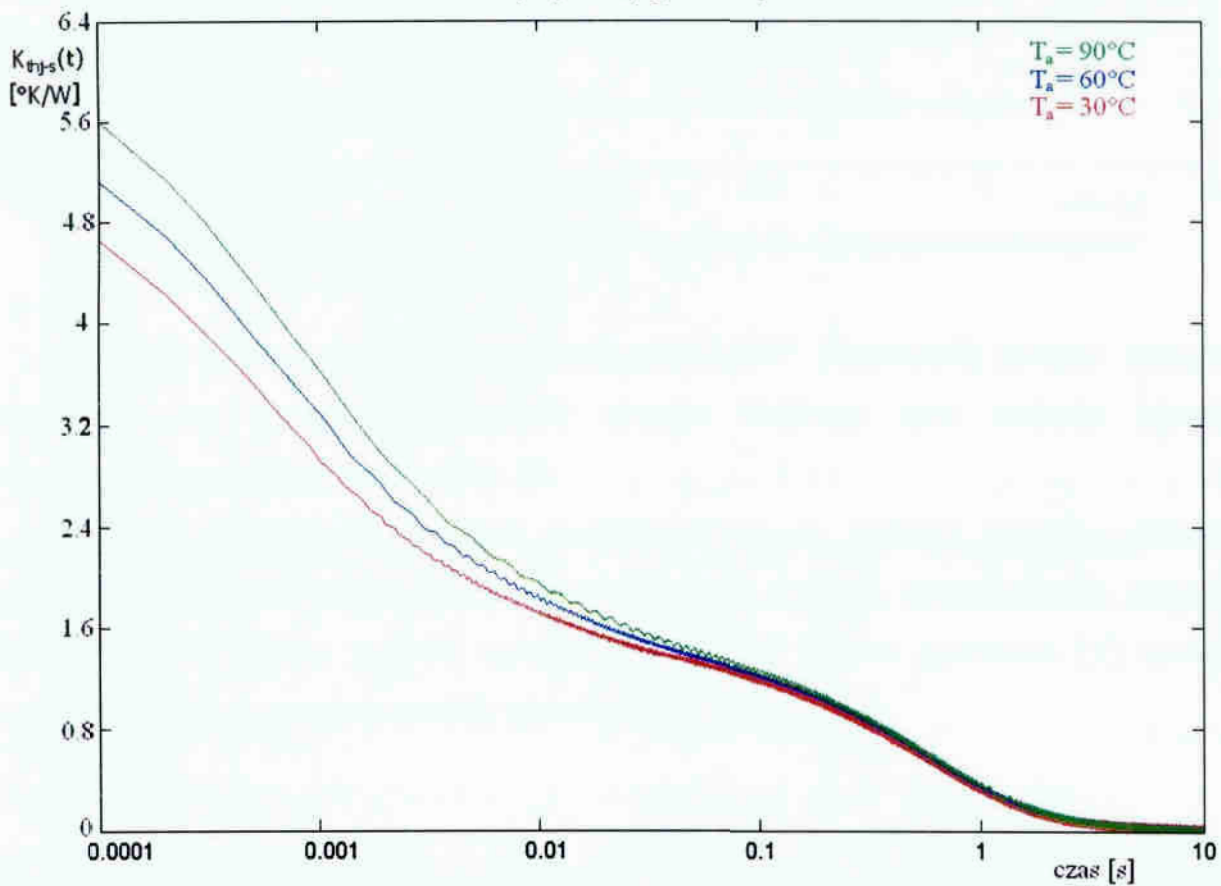
Rys. 14 Zależność napięcia U_{BE} od temperatury otoczenia dla prądu pomiarowego $I_M(\gamma_5)=3mA$

Rysunek 15 przedstawia przejściową impedancję termiczną otrzymaną metodą „grzanie ciągłe”. Rejestracja zmian wartości napięcia U_{BE} odbywała się z częstotliwością 10kHz. Identyczną częstotliwość próbkowania napięcia U_{BE} wykorzystano przy rejestracji przejściowej charakterystyki chłodzenia K_{th} . Krzywe K_{th} pokazano na rysunku 16.

Oddziaływanie temperatury otoczenia na przejściową charakterystykę termiczną pokazano na rysunkach 15 i 16. Wartość użytej mocy grzewczej dla zarejestrowanych krzywych termicznych dla różnych temperatur otoczenia wynosiła 6W. Charakter zmian krzywych pokazanych na obu rysunkach jest identyczny tzn. ze wzrostem temperatury otoczenia zwiększa się wartość Z_{thj-s} czy K_{thj-s} .

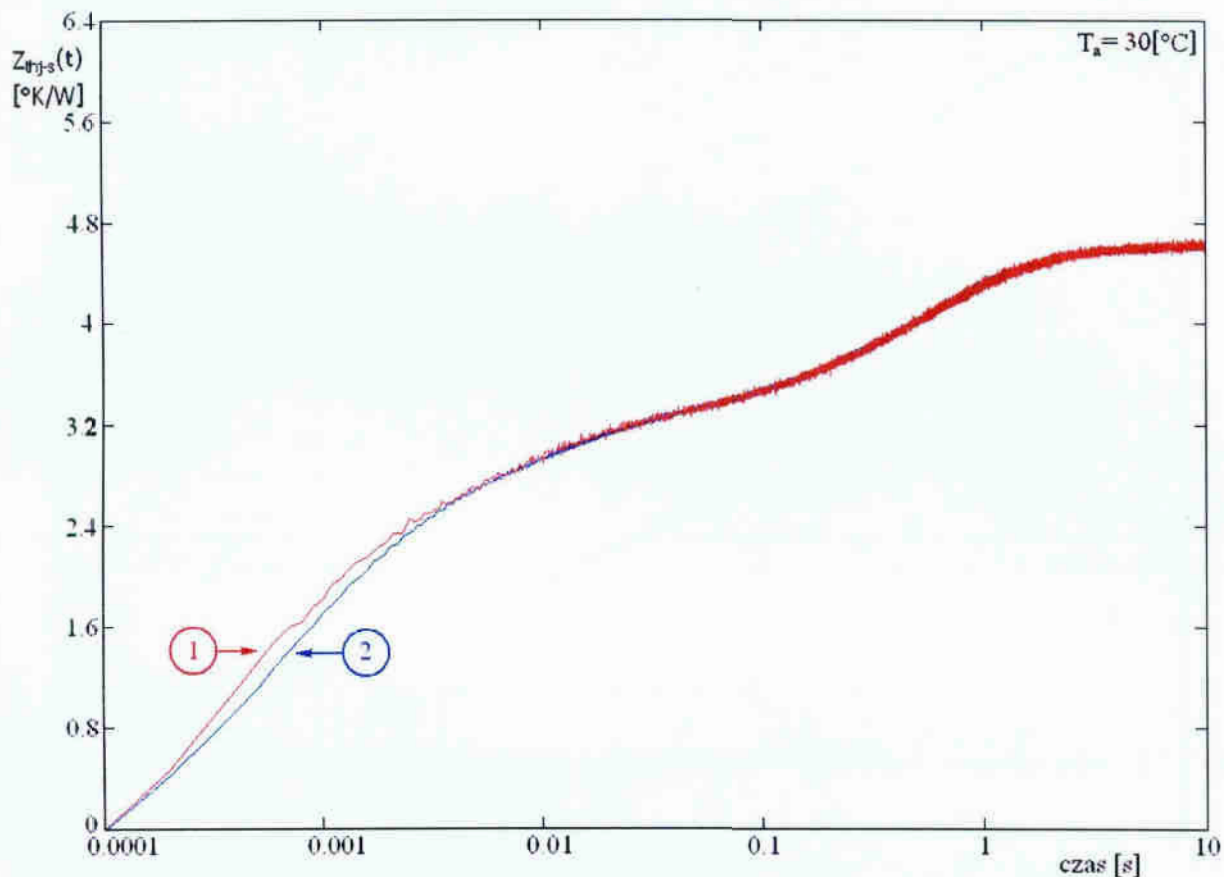


Rys. 15 Krzywa grzania (metoda ciągła) tranzystora LKE21050T dla temperatur otoczenia (T_a) $30^{\circ}\text{C} \div 90^{\circ}\text{C}$ przy mocy grzewczej $P=6\text{W}$



Rys. 16 Krzywa chłodzenia tranzystora LKE21050T dla temperatur otoczenia (T_a) $30^{\circ}\text{C} \div 90^{\circ}\text{C}$ przy mocy grzewczej $P=6\text{W}$

Na rysunku 17 przedstawiono porównanie krzywej grzania (1) i odwróconej krzywej chłodzenia (2) zarejestrowanej dla identycznej wartości mocy grzewczej wynoszącej 6W. Zasada działania matematycznego „odwrócenie” opisano w rozdziale 4. Widoczne różnice pomiędzy krzywymi spowodowane są odmiennym charakterem procesu grzania i studzenia.

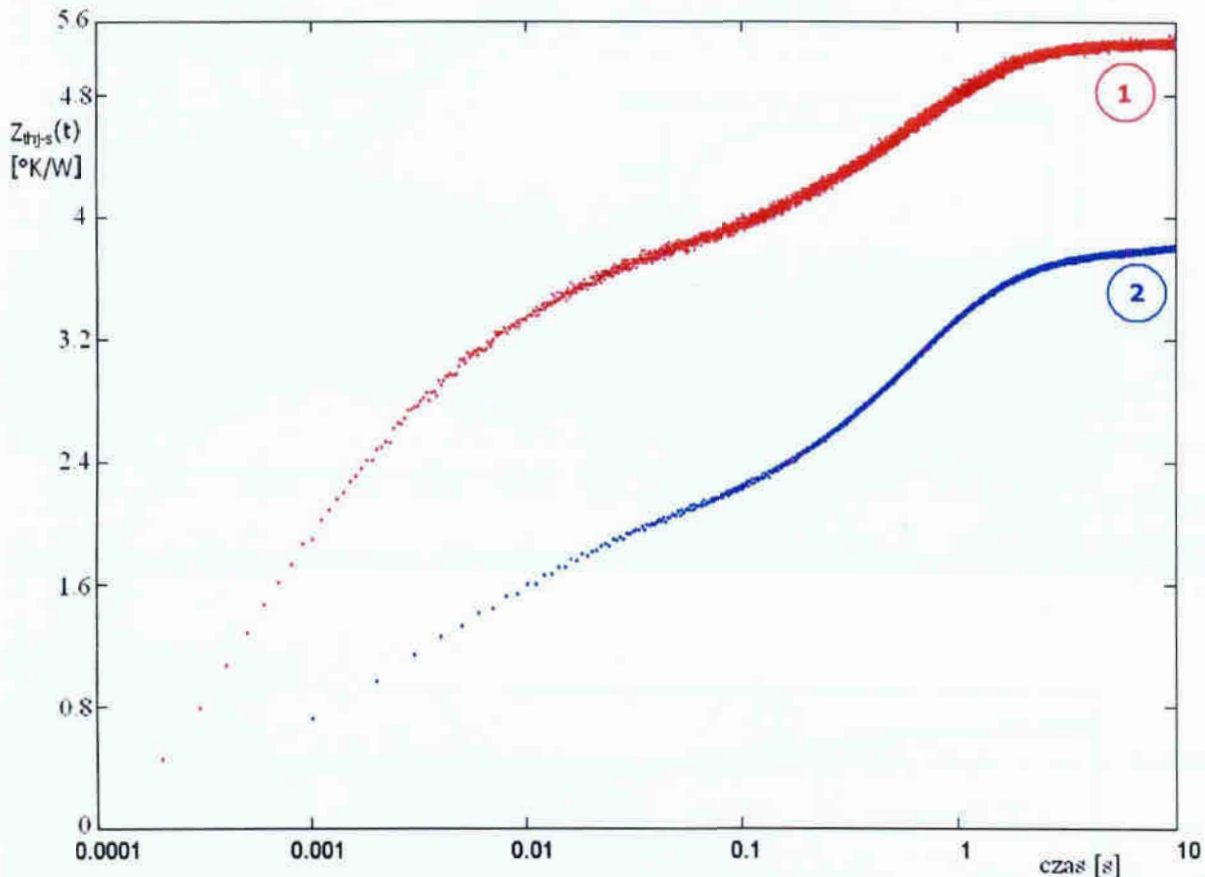


Rys. 17 Krzywa grzania (1) i odwrócona krzywa chłodzenia (2) tranzystora LKE21050T

Przykład krzywej grzania tranzystora LKE21050T otrzymanej dwoma różnymi metodami tzn. za pomocą metody grzania ciągłego oraz metody grzania impulsowego pokazano na rysunku 18.

Krzywa niebieska (2) została zarejestrowana za pomocą metody „grzanie impulsowe” dla przypadku, kiedy stosunek czasu trwania pojedynczego impulsu grzewczego do okresu sygnału wynosi 75%. Druga krzywa czerwona (1) została zarejestrowana za pomocą metody grzania ciągłego.

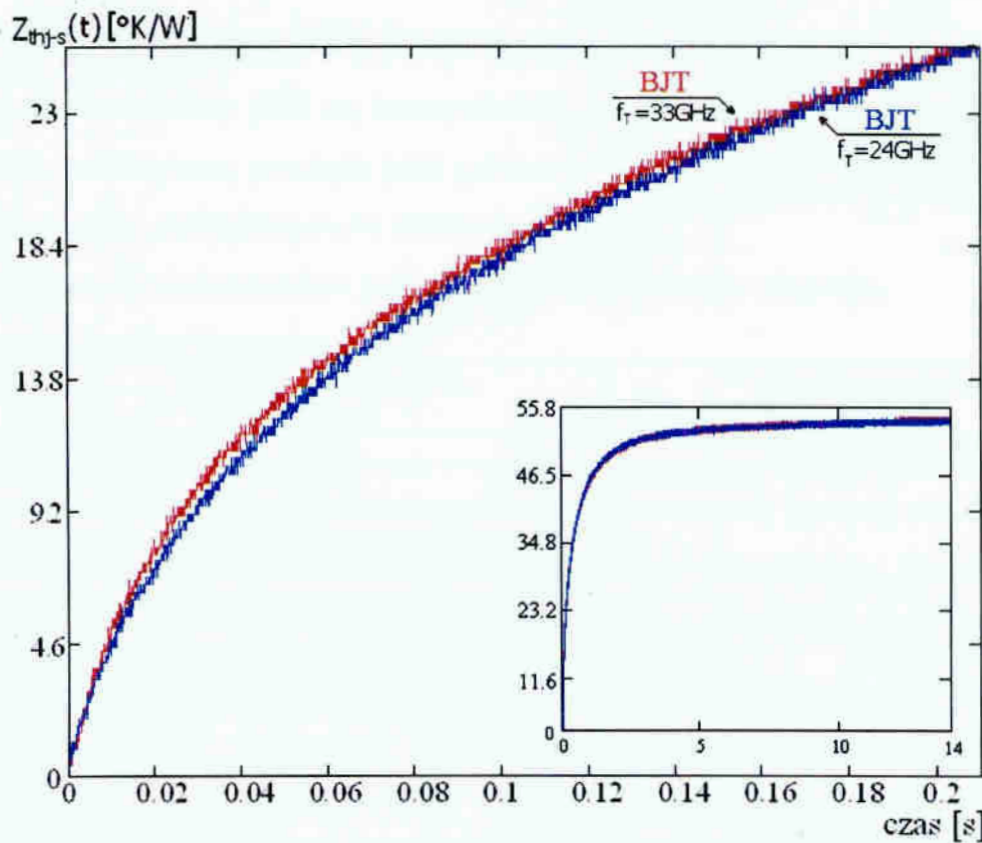
W wyniku porównania krzywej przejściowej impedancji termicznej (1) z krzywą termiczną (2) widać duże różnice, co do kształtu i wartości Z_{th} . Przyczyną wystąpienia różnic pomiędzy krzywymi jest nie spełnienie założenia wymaganego przy metodzie impulsowej, tj. czas grzania musi być dużo większy od czasu studzenia ($t_{on} \gg t_{off}$).



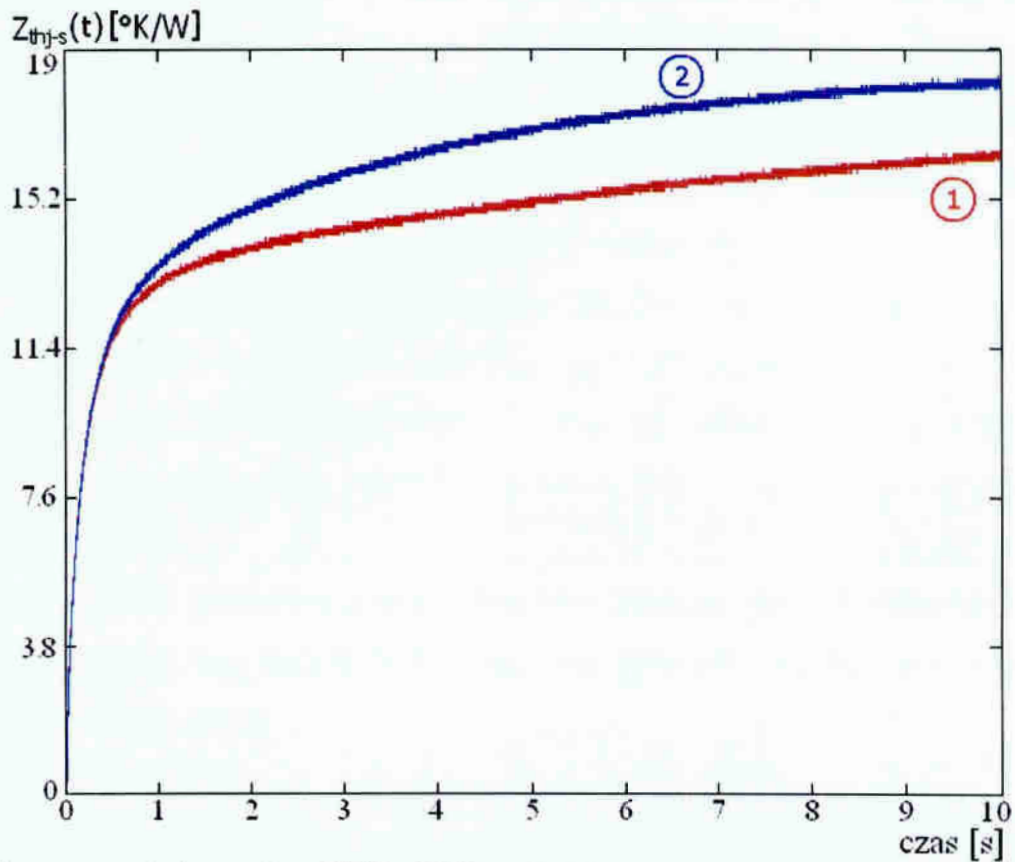
Rys. 18 Krzywa grzania dla metody ciągłej(1) i metody impulsowej (2) tranzystora LKE21050T

Przykładem tranzystorów o bardzo słabych właściwościach termicznych obudowy są tranzystory BFP540, BFP450 i 2sc3355. W tym przypadku elementem chłodzącym był zewnętrzny wentylator o stałej prędkości strumienia powietrza. Na rysunku 19 pokazano krzywe przejściowej impedancji termicznej dla ww. tranzystorów o identycznej obudowie, lecz o różnych częstotliwościach granicznych.

Przedstawiona na rysunku 20 krzywa termiczna nr 1 otrzymana została dla wymuszonego chłodzenia (wentylator) a krzywa termiczna nr 2 zarejestrowana została bez zastosowania elementu odprowadzającego ciepło z tranzystora.



Rys. 19 Krzywa grzania tranzystora BFP540 oraz BFP450 o różnych częstotliwościach granicznych f_T



Rys. 20 Krzywe grzania tranzystora BJT-2sc3355 z zainstalowanym wentylatorem (1) i bez wentylatora (2)

5.4 Tranzystory typu HBT (Heterojunction Bipolar Transistor)

Badane tranzystory HBT są tranzystorami ze strukturą germanowo-krzemową, a wielkością elektryczną przyjętą jako parametr termoczuły było napięcie U_{BE} przy ustalonym prądzie pomiarowym na złączu baza-emiter.

W pomiarach wykorzystano jedynie metodę chłodzenia ciągłego.

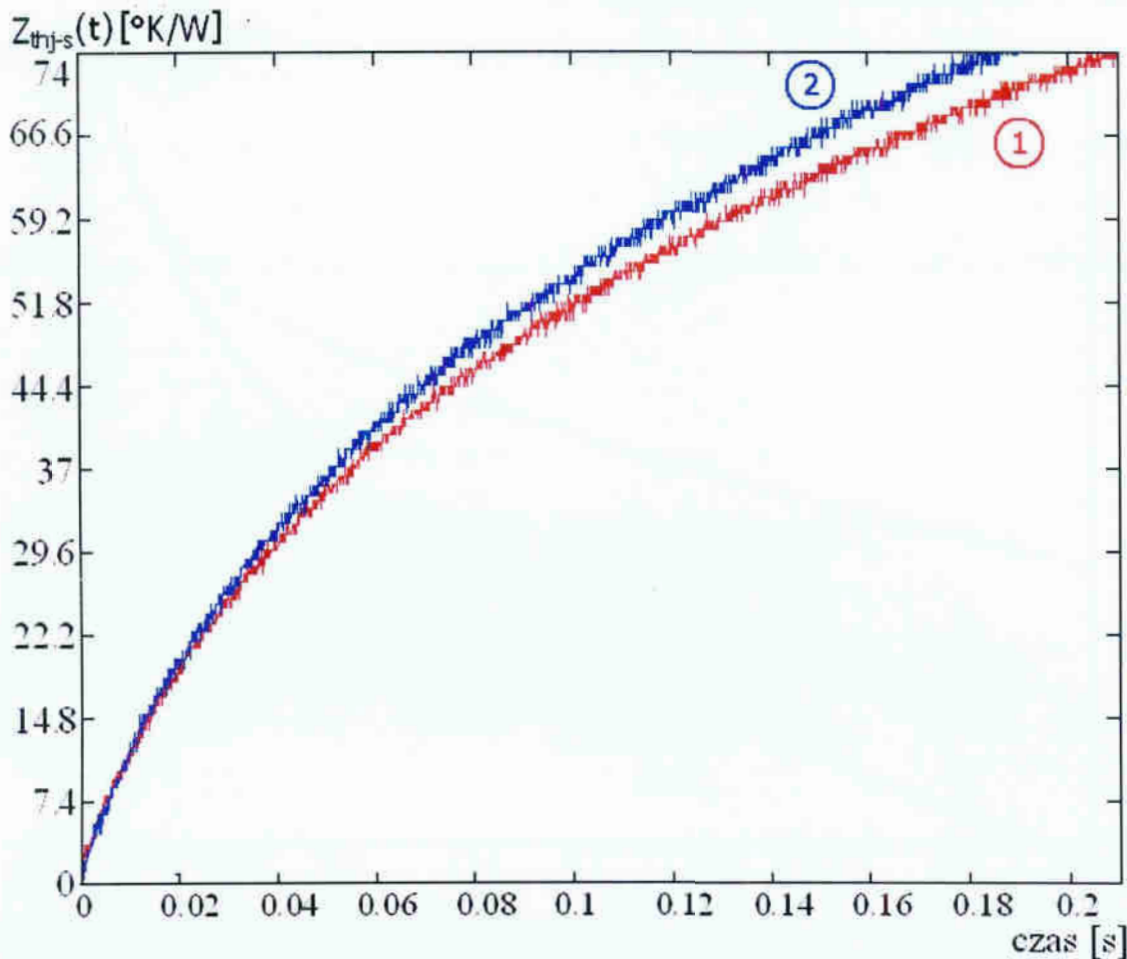
Tabela 5.3 Parametry tranzystorów

Typ	Częstotliwość graniczna f_T [MHz]	Moc dopuszczalna P_{tot} [W]
43RF0100	2000	0.9

Badane tranzystory HBT posiadały obudowę plastikową typową dla elementów SMD małej mocy, bez możliwości bezpośredniego mocowania tranzystora na radiatorze. Identycznie jak dla wybranych tranzystorów BJT elementem poprawiającym odprowadzanie ciepła z wnętrza tranzystora był zewnętrzny wentylator. W celu otrzymania krzywej przejściowej impedancji termicznej zarejestrowane krzywe chłodzenia zostały poddane prostemu działaniu matematycznemu „odwrócenie” (informacja w rozdziale 4).

5.4.1 Przykładowy wynik

Na rysunku 21 zamieszczono porównanie krzywych termicznych zarejestrowanych w warunkach wymuszonego chłodzenia - wentylatora jak i bez wentylatora.

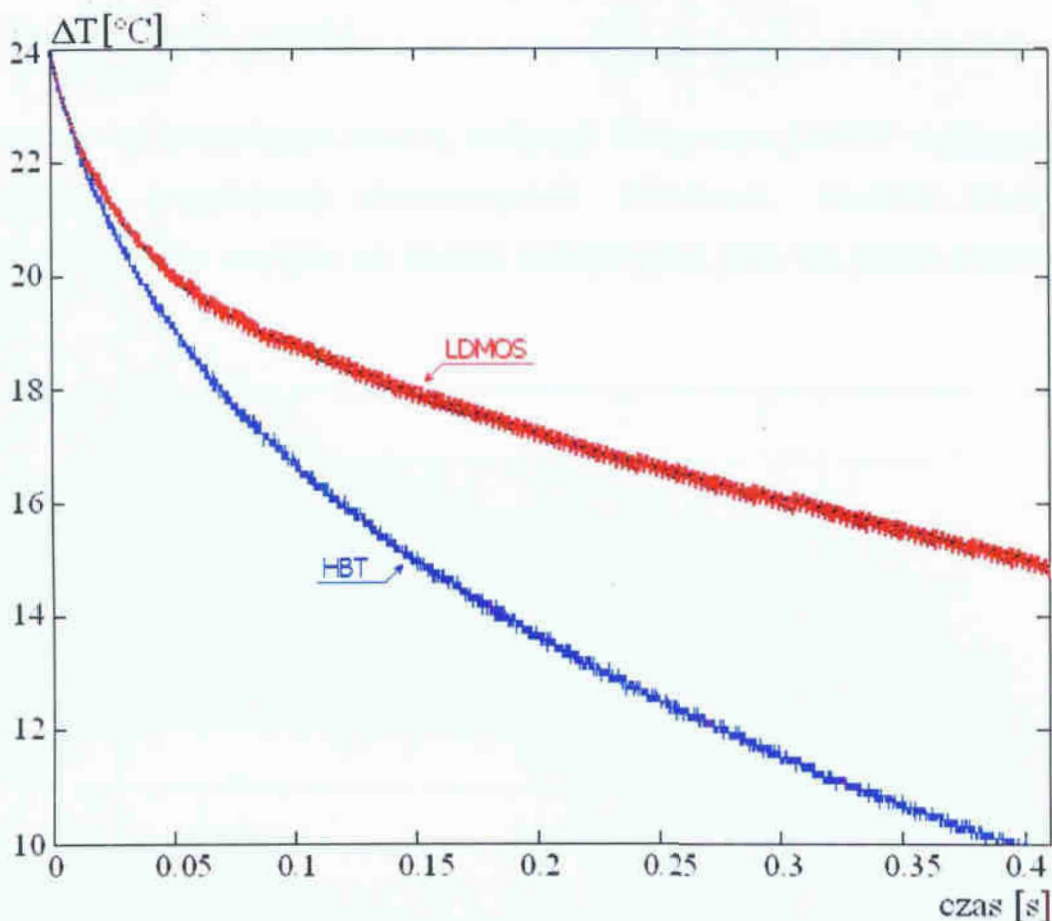


Rys. 21 Krzywa grzania dla tranzystora HBT z zainstalowanym wentylatorem (1) i bez wentylatora (2)

Na przykładzie krzywej termicznej tranzystora HBT oraz LDMOS z rysunku 22 pokazano szybkość odprowadzania ciepła z wnętrza tranzystorów o odmiennych konstrukcjach obudowy. Wartość użytej mocy grzewczej została dobrana tak, aby uzyskać identyczny przyrost temperatury dla badanych tranzystorów. Częstotliwość rejestracji zmian wartości napięcia U_{BE} (HBT) i U_D (LDMOS) wynosiła 5MHz.

Tranzystor HBT posiada plastikową obudowę typową dla elementów SMD małej mocy. Natomiast tranzystor LDMOS posiada połączoną metalowo-ceramiczną obudowę.

Na podstawie geometrycznych pomiarów struktur tranzystorów wyznaczono wielkość struktury tranzystora LDMOS, który ma 14-krotnie większą powierzchnię od struktury tranzystor HBT.



Rys. 22 Krzywa chłodzenia tranzystora LDMOS (PTF10122) i HBT (43RF100)

5.5 Tranzystory typu LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor)

Wszystkie badane tranzystory LDMOS są tranzystorami ze strukturą krzemową z wbudowaną diodą zabezpieczającą. W tym przypadku wielkością elektryczną było napięcie U_D przy ustalonym prądzie pomiarowym na diodzie włączonej między drenem a źródłem.

Tabela 5.4 Metody pomiarowe

Typ	Grzanie impulsowe	Chłodzenie ciągłe	Grzanie ciągłe
PTF10122	-	•	•
PTF10137	-	•	-

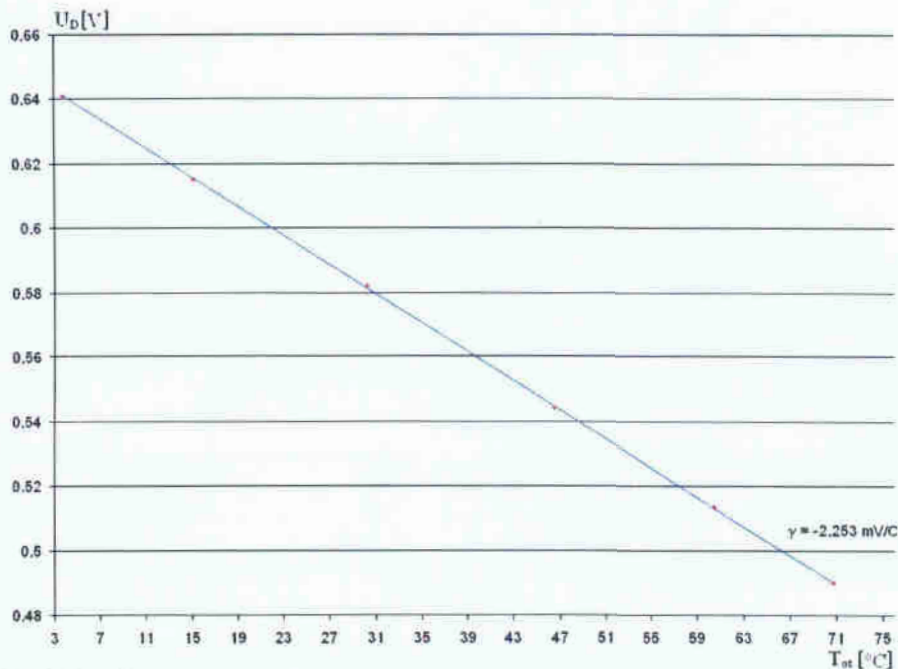
- – użyta metoda
- - nierealizowana metoda

Tabela 5.5 Parametry tranzystorów

Typ	Częstotliwość graniczna f_T [MHz]	Moc dopuszczalna P_{tot} [W]
PTF10122	2000	50
PTF10137	1000	12

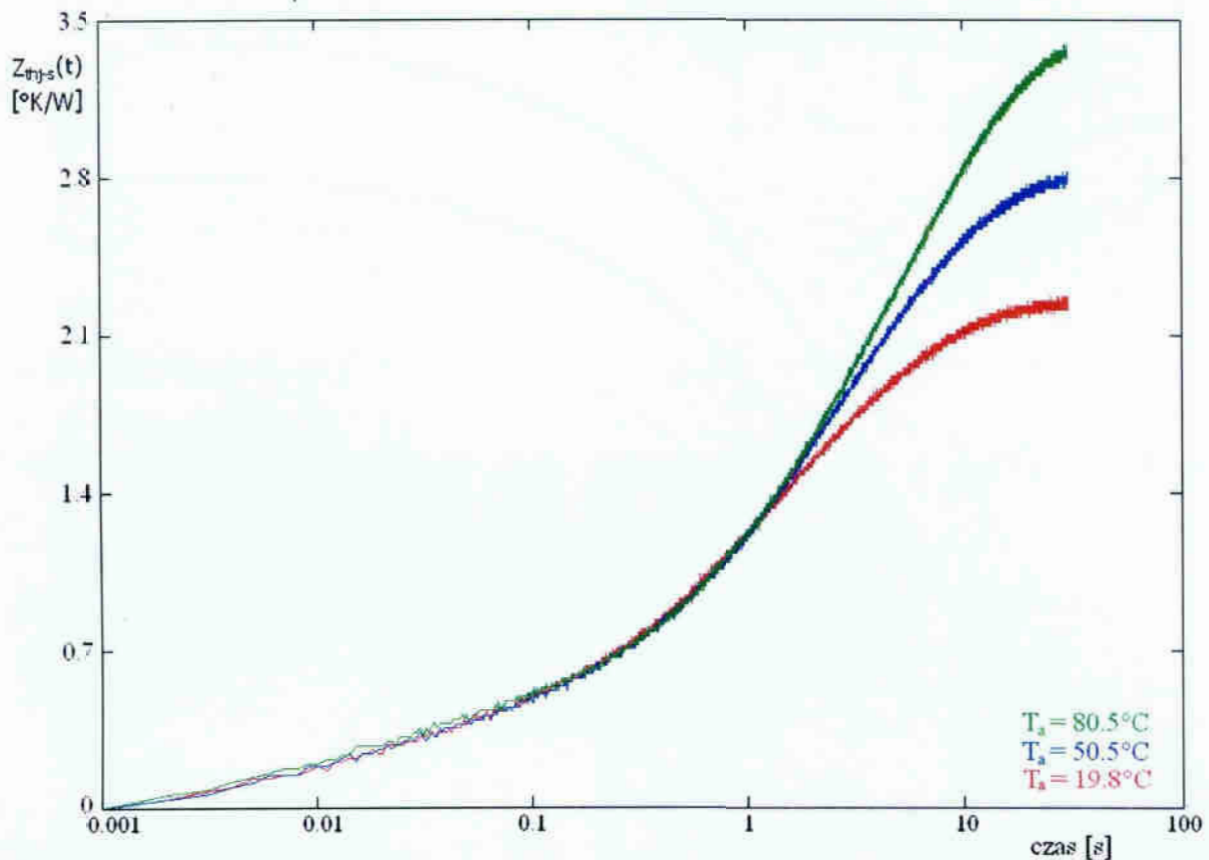
5.5.1 Przykładowe wyniki

Rysunek 23 przedstawia krzywą kalibracji tranzystora LDMOS wykorzystywaną do rejestracji przejściowej charakterystyki chłodzenia. Wartość termicznego współczynnika zmian napięcia na diodzie rejestrowana była dla prądu pomiarowego $I_M=3\text{mA}$.



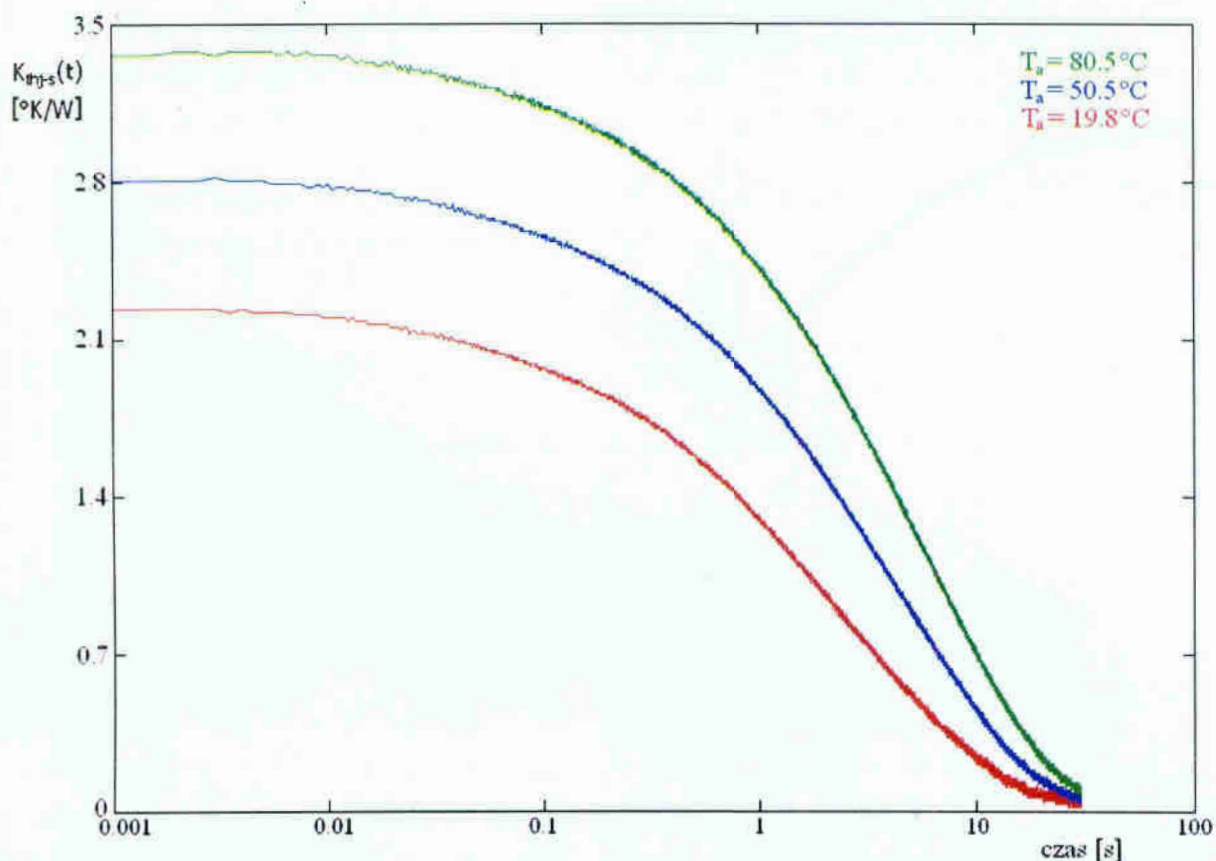
Rys. 23 Zależność napięcia na diodzie U_D od temperatury otoczenia tranzystora PTF10122 dla prądu pomiarowego $I_M(\gamma)=3\text{mA}$

Poniżej zamieszczono krzywe przejściowej impedancji termicznej otrzymane za pomocą metody grzania ciągłego. Częstotliwość próbkowania parametru termicznego w czasie pomiaru krzywej termicznej wynosiła 1kHz. Krzywe termiczne zostały zarejestrowane dla różnych temperatur otoczenia z przedziału $19,8^{\circ}\text{C} \div 80,5^{\circ}\text{C}$, co pokazano na rysunku 24.



Rys. 24 Krzywa grzania tranzystora PTF10122 dla różnych temperatur otoczenia 19.8°C, 50.5°C i 80.5°C

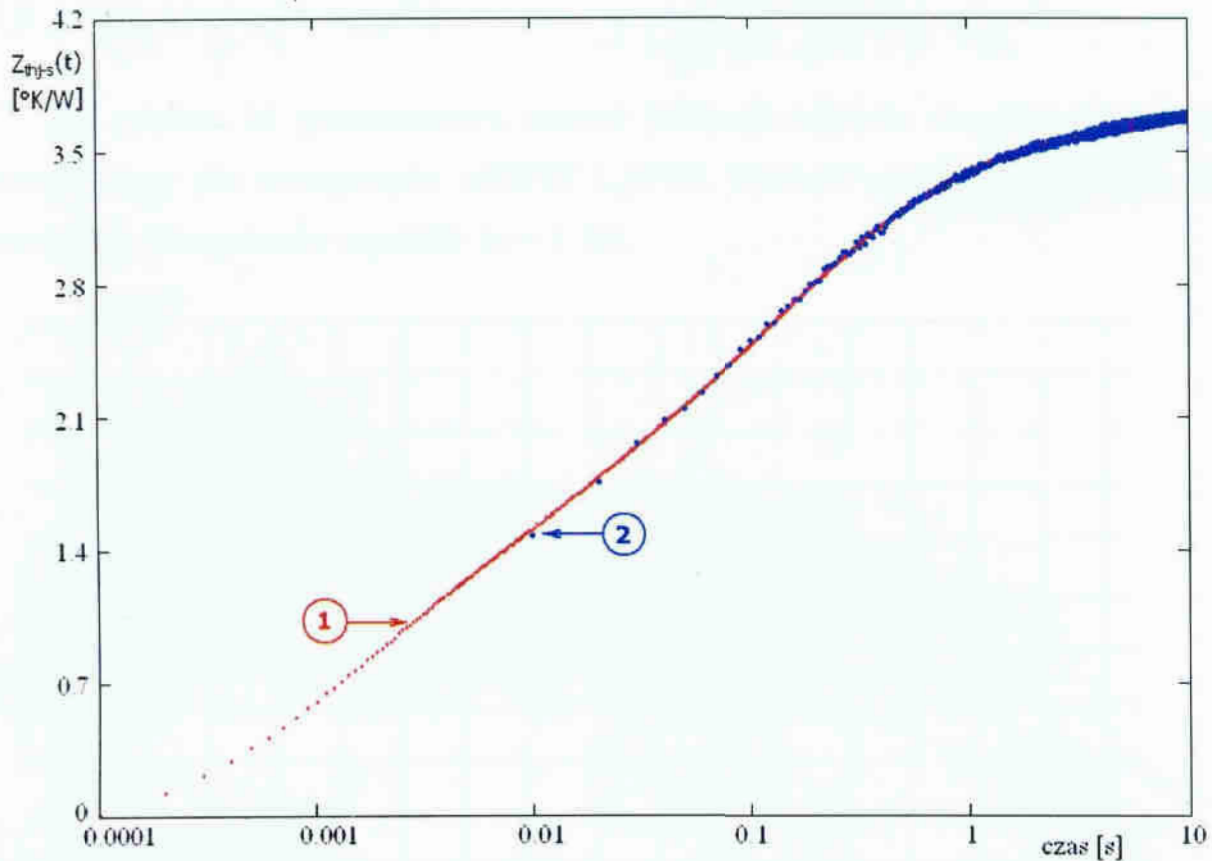
Prześciowa charakterystyka chłodzenia pokazana na rysunku 25 zarejestrowana była dla identycznej częstotliwości rejestrowania parametru termoczułego jak dla krzywych z rysunku 24. Dodatkowo zrealizowano pomiary charakterystyk termicznych tranzystorów dla różnych temperatur otoczenia dla zakresu 19.8°C ÷ 80.5°C z powodu zauważalnego wpływu temperatury otoczenia na krzywą $Z_{thj-s}(t)$.



Rys. 25 Krzywa studzenia tranzystora PTF10122 dla różnych temperatur otoczenia 19.8°C , 50.5°C i 80.5°C

Przykład krzywej grzania zarejestrowanej za pomocą dwóch metod pomiarowych pokazano na rysunku 26. Krzywą czerwoną 1 otrzymano za pomocą metody grzania ciągłego, a krzywą niebieską 2 metodą grzania impulsowego. Częstotliwość rejestrowania krzywej termicznej za pomocą metody grzania ciągłego wynosiła 10kHz , a dla metody grzania impulsowego 100Hz (współczynnik wypełnienia wynosił 97.5%).

Krzywa termiczna 1 ma identyczny kształt i wartości Z_{th} co krzywa termiczna 2 dla przedziału czas od 10ms do 10s . Dla czasu pomiaru mniejszego od 10ms krzywa termiczna 2 nie była rejestrowana z powodu przyjętej częstotliwości przełączania mocy z fazy grzania do fazy pomiar.



Rys. 26 Krzywa grzania dla metody impulsowej (krzywa niebieska nr2) i metody ciągłej (krzywa czerwona nr1) dla tranzystora PTF10122

5.6 Tranzystory typu MESFET & HFET (MEtal Semiconductor Field Effect Transistor & Heterostructure FET)

Jako parametr termoczuły dla tranzystorów MESFET i HFET wykorzystano napięcie U_{GS} na złączu bramka-źródło spolaryzowanym w kierunku przewodzenia dla ustalonego prądu pomiarowego.

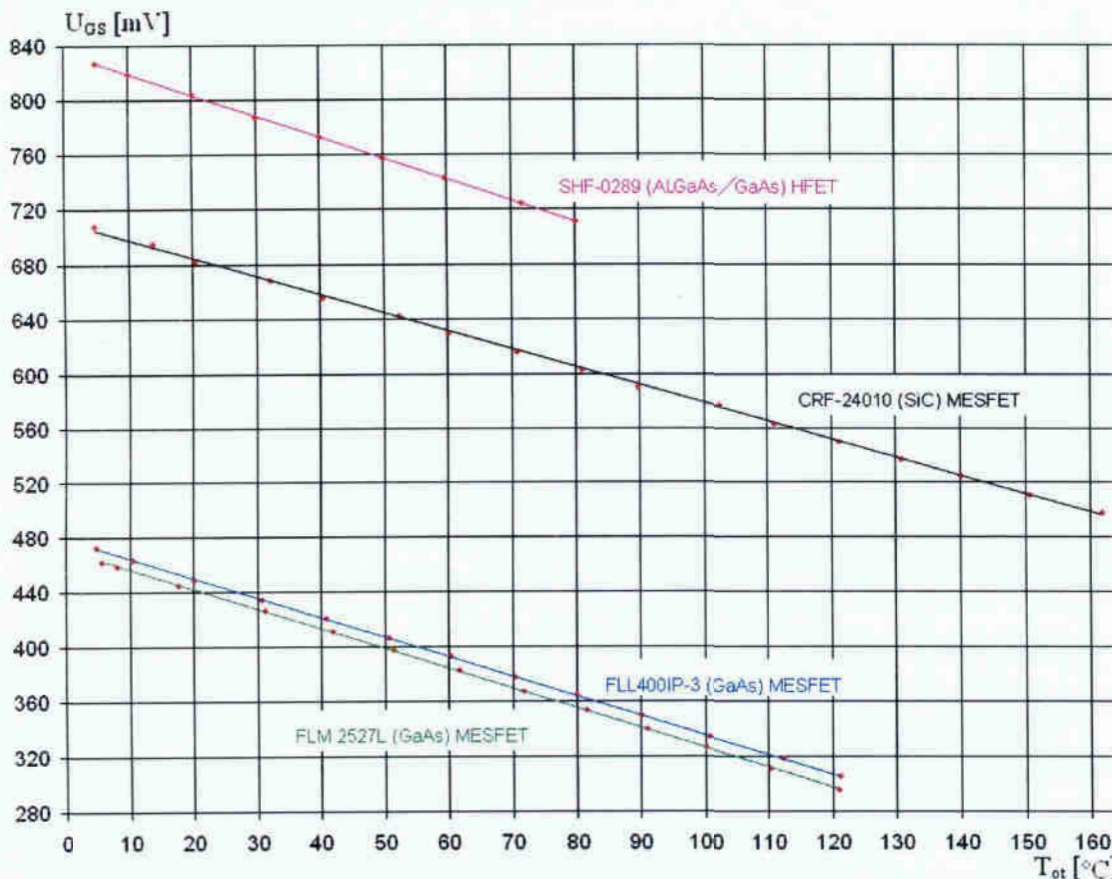
W pomiarach wykorzystano metodę grzania impulsowego i metodę chłodzenia dla otrzymania przejściowej impedancji termicznej.

Tabela 5.6 Parametry tranzystorów

Typ	Częstotliwość graniczna f_T [MHz]	Moc dopuszczalna P_{tot} [W]	Rodzaj struktury półprzewodnikowej
FLC097W - MESFET	6000	4	GaAs
SHF0289 - HFET	6000	1	AlGaAs/GaAs
FLM2527 - MESFET	2000	80	GaAs
CRF24010- MESFET	2000	10	SiC

5.6.1 Przykładowe wyniki

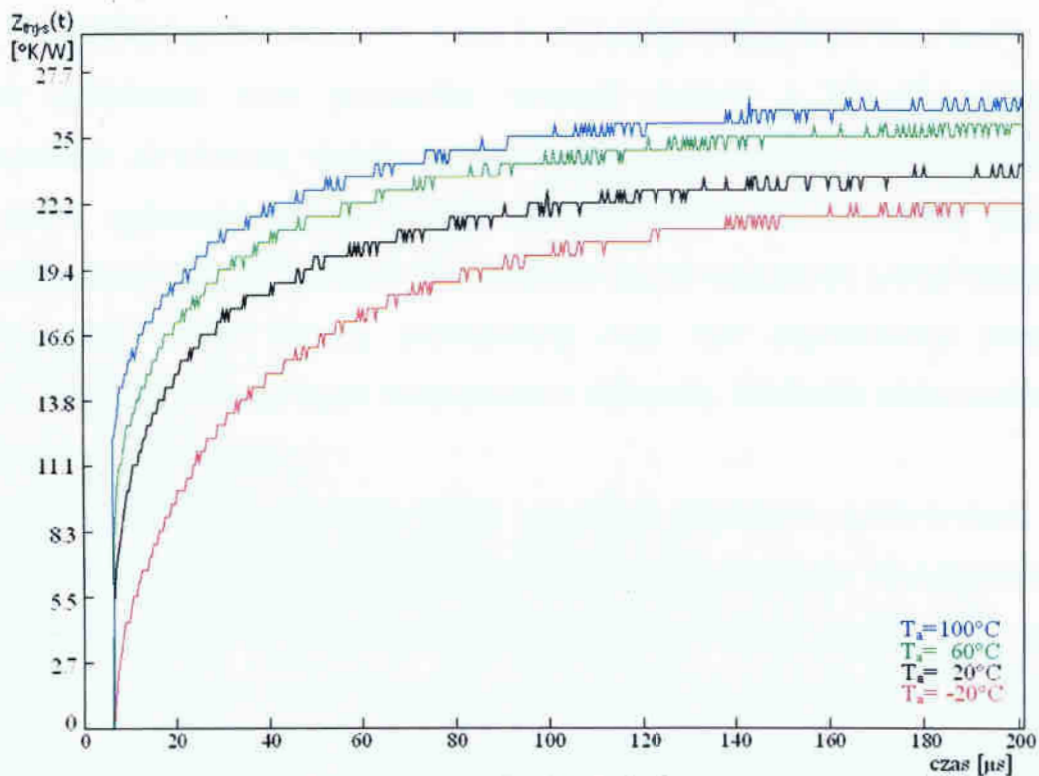
Na rysunku 27 przedstawiono krzywe kalibracji napięcia U_{GS} jako parametru termoczułego dla tranzystorów MESFET i HFET. Wartość prądu pomiarowego dla wszystkich tranzystorów wynosiła $I_M = 1$ mA.



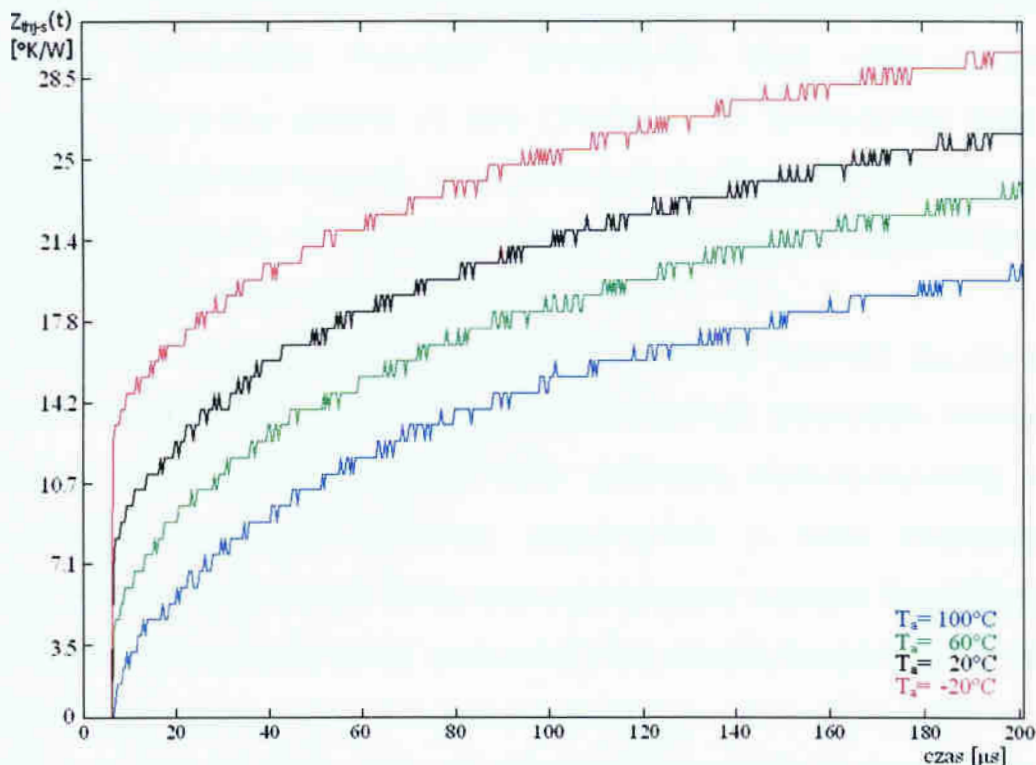
Rys. 27 Zależność napięcia U_{GS} od temperatury otoczenia dla tranzystorów HFET i MESFET

Rysunki 28 i 29 prezentują krzywe przejściowej impedancji termicznej dla różnych temperatur otoczenia otrzymanych na podstawie pomiaru krzywej chłodzenia po zastosowaniu działania matematycznego „odwrócenie” (informacja w rozdziale 4).

Prezentowane na rysunkach 28 i 29 charakterystyki termiczne tranzystora HFET (AlGaAs/GaAs) i MESFET (GaAs) wykazują przeciwny charakter zmian krzywej Z_{th} w funkcji temperatury otoczenia. W tym przypadku dla tranzystora MESFET ze wzrostem temperatury otoczenia wartość Z_{th} rośnie a dla tranzystora HFET wartości Z_{th} maleją. Ważna jest informacja, że oba tranzystory posiadały obudowy o odmiennych właściwościach termicznych tzn. tranzystor MESFET posiadał obudowę metalowo-ceramiczną a tranzystor HFET obudowę plastikową.



Rys. 28 Krzywa grzania tranzystora MESFET (FLC097W) dla temperatur otoczenia z przedziału $-20^{\circ}\text{C} \div 100^{\circ}\text{C}$



Rys. 29 Krzywa grzania tranzystora HFET (SHF0289) dla temperatur otoczenia z przedziału $-20^{\circ}\text{C} \div 100^{\circ}\text{C}$

Na rysunkach 28 i 29 widoczny jest efekt kwantowania w postaci schodkowego przebiegu spowodowanego wykorzystaniem 8 bitowego przetwornika A/C. W dalszej fazie badań pomiary tranzystory MESFET i HFET realizowano przy pomocy 12 bitowego przetwornika.

5.7 Wnioski

Na podstawie serii pomiarów krzywej $Z_{thj-s}(t)$ i $K_{thj-s}(t)$ tranzystorów mikrofalowych za pomocą standardowych metod pomiarowych wyciągnięto wnioski, że żadna z wykorzystywanych metod nie jest na tyle uniwersalna, aby mogła w sposób prosty i szybki posłużyć do pomiarów $Z_{th}(t)$ wszystkich typów tranzystorów mikrofalowych. Dobór metody pomiarowej musi być poprzedzony określeniem sposobu zasilania danego typu tranzystora i wyborem wielkości elektrycznej użytej jako parametr termoczuły.

Metoda impulsowa i metoda ciągła umożliwia poprawne rejestrowanie krzywej $Z_{th}(t)$, jeżeli spełni się stawiane założenia dla danej metody. Niewłaściwy dobór stosunku czasu trwania impulsu grzewczego do okresu zasilania w metodzie impulsowej powoduje duże różnice w kształcie i wartościach krzywej Z_{thj-s} . Przykładzie krzywej $Z_{thj-s}(t)$ zarejestrowanej dla źle dobranego stosunku czasu trwania impulsu grzewczego do okresu zasilania, który wynosił 0.75 zaprezentowano na rysunku 18. Innym założeniem stawianym metodzie impulsowej to minimalna częstotliwość powtarzania impulsów grzewczych. Zbyt niska częstotliwość przełączania mocy z fazy grzania do fazy (100Hz) może spowodować duże różnice w kształcie i wartościach krzywej $Z_{thj-s}(t)$ szczególnie dla krótkich czasów pomiaru. Przykład krzywej $Z_{thj-s}(t)$, dla której częstotliwość powtarzania impulsów grzewczych jest niska zaprezentowano na rysunku 26.

W metodzie ciągłej wykorzystywanej do pomiaru krzywej $Z_{thj-s}(t)$ istotnym problemem może być krzywa kalibracji odpowiedniego parametru termoczułego. Oznacza, że dla określonej wartości mocy grzewczej wykorzystywanej w czasie pomiaru należy wyznaczyć termiczny współczynnik γ . Czas załączenia mocy grzewczej powinien być na tyle mały, aby rejestrowane napięcie termoczułego były skutkiem określonej wartości mocy grzewczej a nie zmianą temperatury w strukturze tranzystora powstałej pod wpływem mocy grzewczej.

Pozostaje jeszcze możliwość wykorzystywania krzywej studzenia jako krzywej nagrzewania do oceny rozkładu temperatury wnętrza tranzystora (działanie matematyczne „odwrócenie”). Proces nagrzewania powinien być przeciwieństwem procesu studzenia w elementach półprzewodnikowych, a otrzymana krzywa grzania powinna pokrywać się z odwróconą krzywą studzenia. Niestety ze względu na pewne różnice spowodowane nieliniowymi zależnościami parametrów cieplnych od

temperatury w poszczególnych procesach, pojawiają się różnice pomiędzy krzywą grzania i odwróconą krzywą studzenia. Zamieszczone krzywe na rysunku 15 pokazują, że różnica pomiędzy krzywymi pojawia się tylko na początku charakterystyki. Dzięki niewielkim różnicom pomiędzy krzywymi, co do kształtu i wartości $Z_{thj-s}(t)$, można z dużą dokładnością wykorzystywać odwróconą krzywą studzenia jako krzywą grzania do oceny zmian temperatury w czasie nagrzewania.

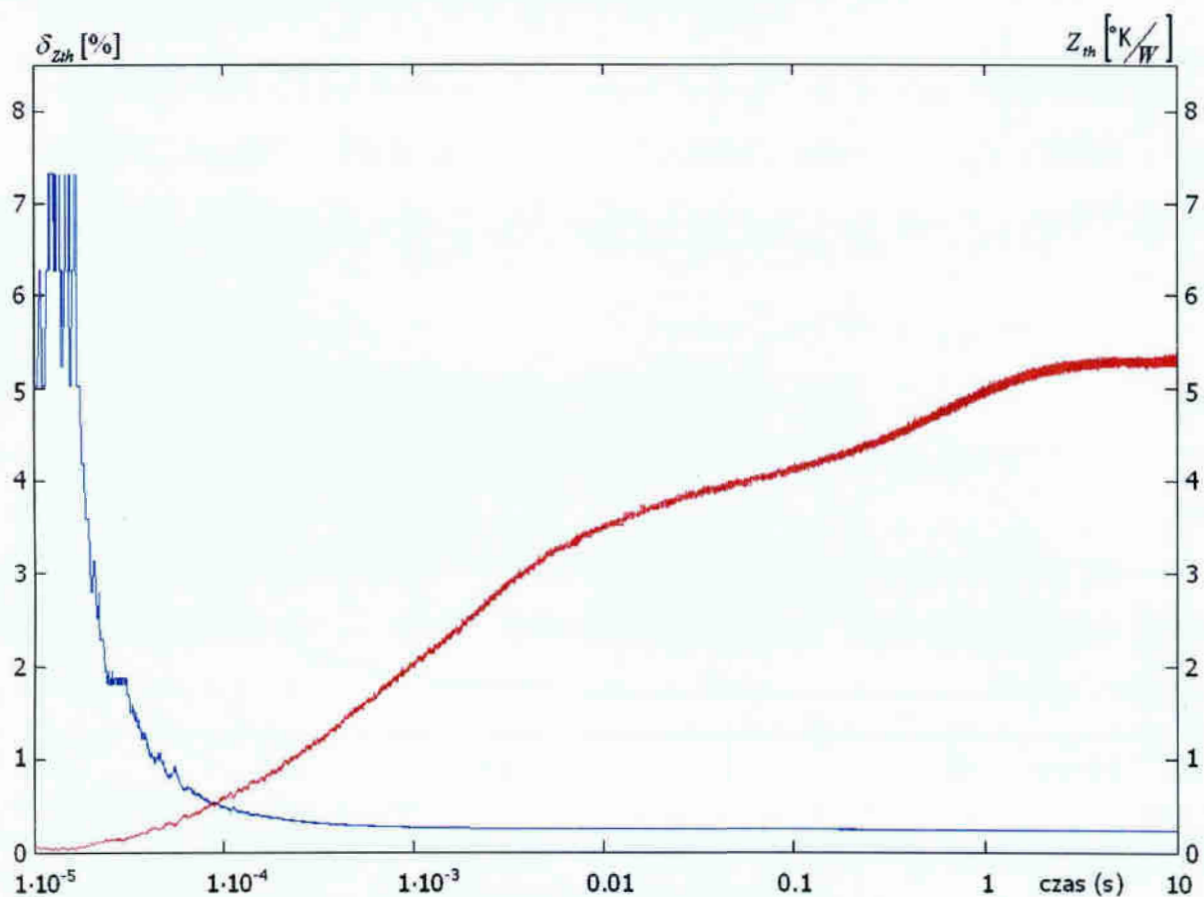
Dla wszystkich metod pomiarowych posiadanie dokładnej tablicy kalibracji jest bardzo istotne. Prezentowane krzywe kalibracji mają charakterystykę liniową niezależnie od typu badanego tranzystora, jest to bardzo wygodne przy przeliczaniu zarejestrowanych zmian napięcia pod wpływem wydzielanej mocy na temperaturę. Wyznaczony z krzywych kalibracji termiczny współczynnik zmian napięcia niezależnie od zastosowanej metody pomiarowej przyjmował wartość ujemną, ze wzrostem temperatury napięcie na tranzystorze malało. Przykłady krzywych kalibracji zamieszczono na rysunkach 13, 14 i 27.

Na podstawie otrzymanych charakterystyk termicznych np. $Z_{thj-s}(t)$ tranzystorów mikrofalowych typu: BJT, HBT, LDMOS, HFET MESFET można stwierdzić, że temperatura otoczenia istotnie wpływa na kształt i wartości krzywej $Z_{thj-s}(t)$ tranzystorów mikrofalowych. Na przykład wzrost temperatury otoczenia o 30°C spowodował dodatkowy przyrost temperatury wnętrza tranzystora o 5°C w czasie wydzielania mocy grzewczej. Wynika z tego, że nie uwzględnienie zmiennych warunków temperaturowych w czasie zasilania tranzystorów może doprowadzić do uszkodzenia tranzystora poprzez dodatkowy (stały) wzrost temperatury we wnętrzu tranzystora.

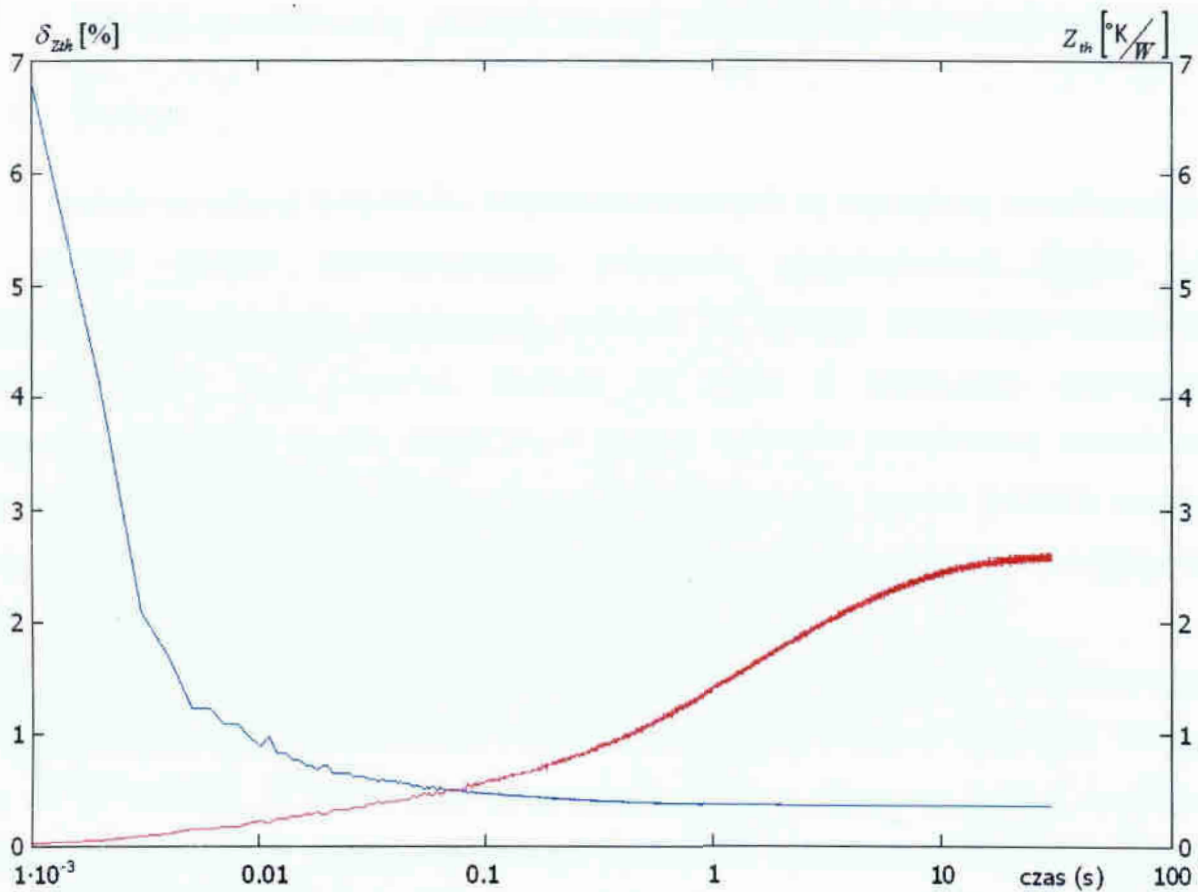
Nieefektywne odprowadzanie ciepła powodujące przegrzewanie się struktury najczęściej dotyczy tranzystorów, których obudowy mają słabe właściwości termiczne ze względu na zastosowany materiał np. plastikową obudowę. Przykładem są krzywe zamieszczone na rysunku 19. Obie zarejestrowane charakterystyki są identyczne, co do kształtu i wartości Z_{thj-s} mimo, że tranzystory posiadają różne częstotliwości graniczne tj. tranzystor nr1 ma $f_T=24\text{GHz}$, a tranzystor nr2 ma $f_T=33\text{GHz}$.

Na podstawie wyprowadzonych danych pomiarowych dla danego typu tranzystora i zależności (4.9), (4.13), (4.17) oraz rzeczywistego przebiegu Z_{thj-s} wyznaczono przebieg błędu (względny procentowy) przejściowej impedancji

termicznej tranzystora. Krzywą pomiarową Z_{th-s} dla tranzystorów BJT i LDMOS wraz z przebiegami błędów zamieszono poniżej na rysunkach.



Rys. 30 Przebieg $Z_{th}(t)$ (krzywa czerwona) wraz z przebiegiem błędu pomiaru $\delta_{Z_{th}}^{\%}$ (krzywa niebieska) dla tranzystora mikrofalowego BJT



Rys. 31 Przebieg $Z_{th}(t)$ (krzywa czerwona) wraz z przebiegiem błędu pomiaru $\delta_{Z_{th}}^{\%}$ (krzywa niebieska) dla tranzystora mikrofalowego LDMOS

Z zaprezentowanych przykładów oceny błędu pomiaru przejściowej impedancji termicznej wynika, że stanowisko pomiarowe umożliwia rejestrowanie temperatury wnętrza tranzystora z dużą dokładnością. Dodatkowo krzywe $\delta_{Z_{th}}^{\%}$ nie były poddawane żadnej operacji matematycznej uśredniania lub aproksymacji.

6. Model analityczny przejściowej impedancji termicznej $Z_{th}(t)$

6.1 Wstęp

Modele termiczne elementów półprzewodnikowych są najczęściej przedstawiane w postaci równań matematycznych (równanie przewodnictwa ciepła) lub elektrycznych schematów zastępczych opartych na analogii elektryczno-termicznej (układ Foster'a oraz Cauer'a). Spotyka się także w katalogach elementów półprzewodnikowych modele termiczne w postaci wykresów przejściowej impedancji termicznej $Z_{th}(t)$. Jednakże wykresy te nie obejmują zwykle bardzo krótkich czasów przebiegów temperatury, które są szczególnie istotne w elementach mikrofalowych [27, 28, 36, 41, 42].

W pracy autor posługuje się modelem skupionym tranzystora mikrofalowego tzn. nie uwzględnia przestrzennego rozkładu temperatury wnętrza elementu. Odnosi się to do sytuacji, w której jako temperaturę wnętrza elementu można rozważać temperaturę pewnego reprezentatywnego punktu lub temperaturę objętości czynnej elementu półprzewodnikowego, gdyż jest ona wielokrotnie mniejsza od objętości całego elementu wraz z obudową. Tworząc modele termiczne elementów półprzewodnikowych, można traktować te elementy jako odpowiednie połączenie struktur elementarnych, z których każda jest opisana modelem skupionym [26].

W prezentowanym rozdziale zamieszczono informację o oprogramowaniu GEN-IKT do identyfikacji parametrów przyjętego modelu analitycznego $Z_{th}(t)$. Oprogramowanie GEN-IKT opracowano przez zespół naukowy pracujący w ramach zagadnień termicznych elementów półprzewodnikowych.

Otrzymane zestawy współczynników równań analitycznych wraz z krzywą modelu termicznego $Z_{th}(t)$ zaprezentowano w dalszej części rozdziału.

6.2 Metoda identyfikacji parametrów modelu analitycznego

Na podstawie rzeczywistych krzywych termicznych tranzystorów mikrofalowych (BJT, HBT, LDMOS, HFET, MESFET, HEXFET) wyznaczono za pomocą odpowiedniej procedury identyfikacji zestawu współczynników K_i oraz τ_i przyjętego modelu analitycznego przejściowej impedancji termicznej.

Przejęciowa impedancja termiczna daje się dobrze aproksymować sumą przebiegów eksponencjalnych:

$$Z_{th}(t) \cong \sum_{i=1}^n K_i \left[1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_i}\right) \right] \quad (6.1)$$

Taką właśnie formę analitycznego opisu rzeczywistych przebiegów $Z_{th}(t)$ przyjęto w opracowanym programie GEN-IKT.

Zadanie identyfikacji polega na wyznaczeniu współczynników K_i oraz τ_i równania analitycznego $Z_{th}(t)$, dla których dopasowanie modelu analitycznego $Z_{th}(t)$ do rzeczywistej krzywej przejściowej impedancji termicznej jest najlepsze. Oznacza to, że miara dopasowania modelu analitycznego $Z_{th}(t)$ do krzywej przejściowej impedancji termicznej uzyskanej pomiarowo jest najmniejsza, w przypadku idealnego dopasowania wartość wyrażenia $F(\bar{K}, \bar{\tau})$ wynosi zero [23, 33, 42].

Miarę dopasowania opisuje wzór.

$$F(\bar{K}, \bar{\tau}) = \sum_{k=1}^M [Z_{th}(t_k) - Z_{th}^p(t_k)]^2 \quad (6.2)$$

gdzie:

$Z_{th}(t_k)$ - obliczona wartość przejściowej impedancji termicznej z równania (6.1),

$Z_{th}^p(t_k)$ - zmierzona wartość przejściowej impedancji termicznej w punkcie t_k ,

M - liczba punktów pomiarowych,

$\bar{K}, \bar{\tau}$ - wektory stanowiące zbiór współczynników K_i, τ_i .

W pracy autor wykorzystał opracowany program GEN-IKT do identyfikacji parametrów przyjętego modelu przejściowej impedancji termicznej $Z_{th}(t)$ wykorzystujący algorytmy genetyczne. Zastosowane algorytmy genetyczne wykorzystują mechanizmy doboru naturalnego: krzyżowanie, reprodukcję i mutację [28].

Do najważniejszych zalet programu GEN-IKT należy zaliczyć:

- 1) algorytmy genetyczne korzystają bezpośrednio z funkcji celu (6.2) (funkcja celu stanowi miarę odległości charakterystyki mierzonej i obliczonej z modelu), nie korzystają natomiast z pochodnych funkcji celu,
- 2) algorytmy genetyczne rozpoczynają poszukiwania wychodząc z pewnej populacji punktów startowych, a nie z pojedynczego punktu, co zmniejsza ryzyko przeoczenia optymalnego rozwiązania.

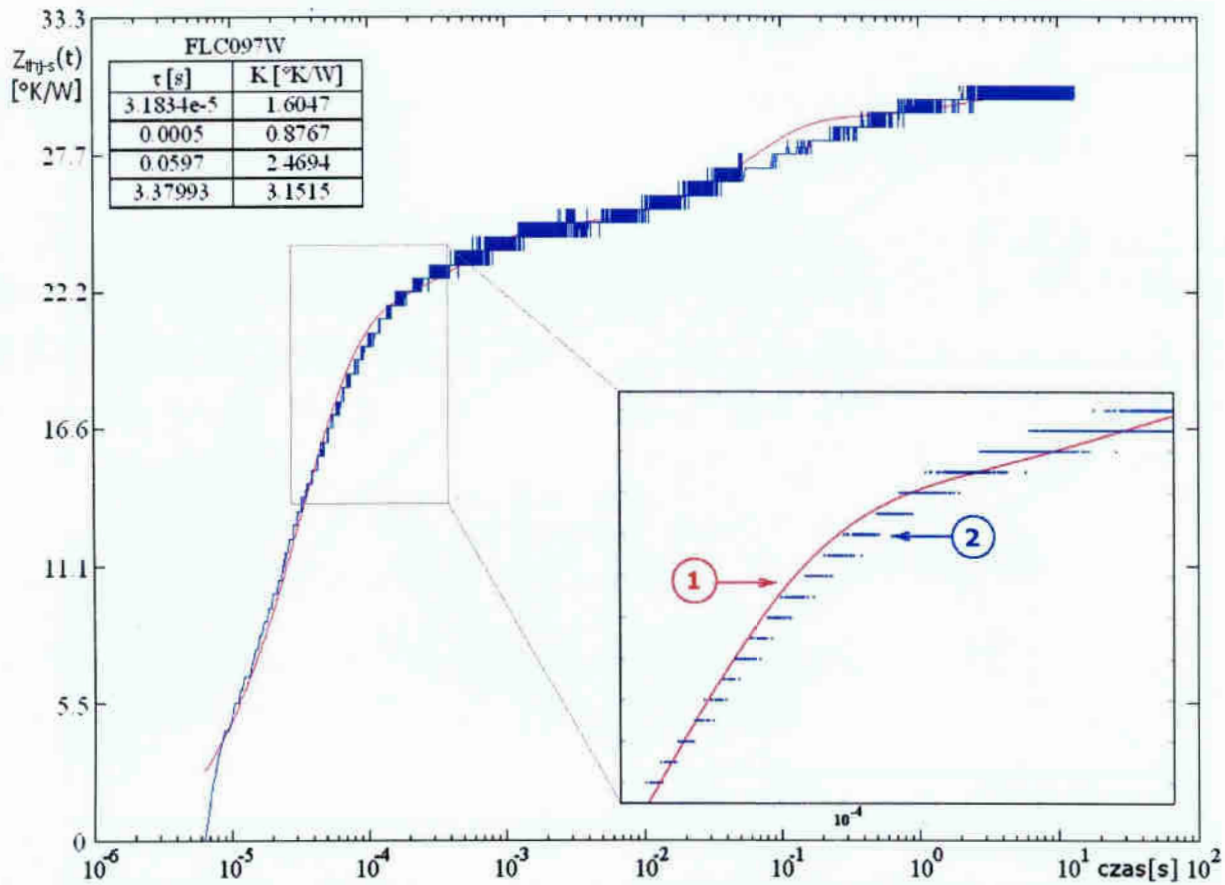
Szczegółowe informacje o programie GEN-IKT zaprezentowano w materiałach konferencyjnych [42].

6.2.1 Przykładowe wyniki

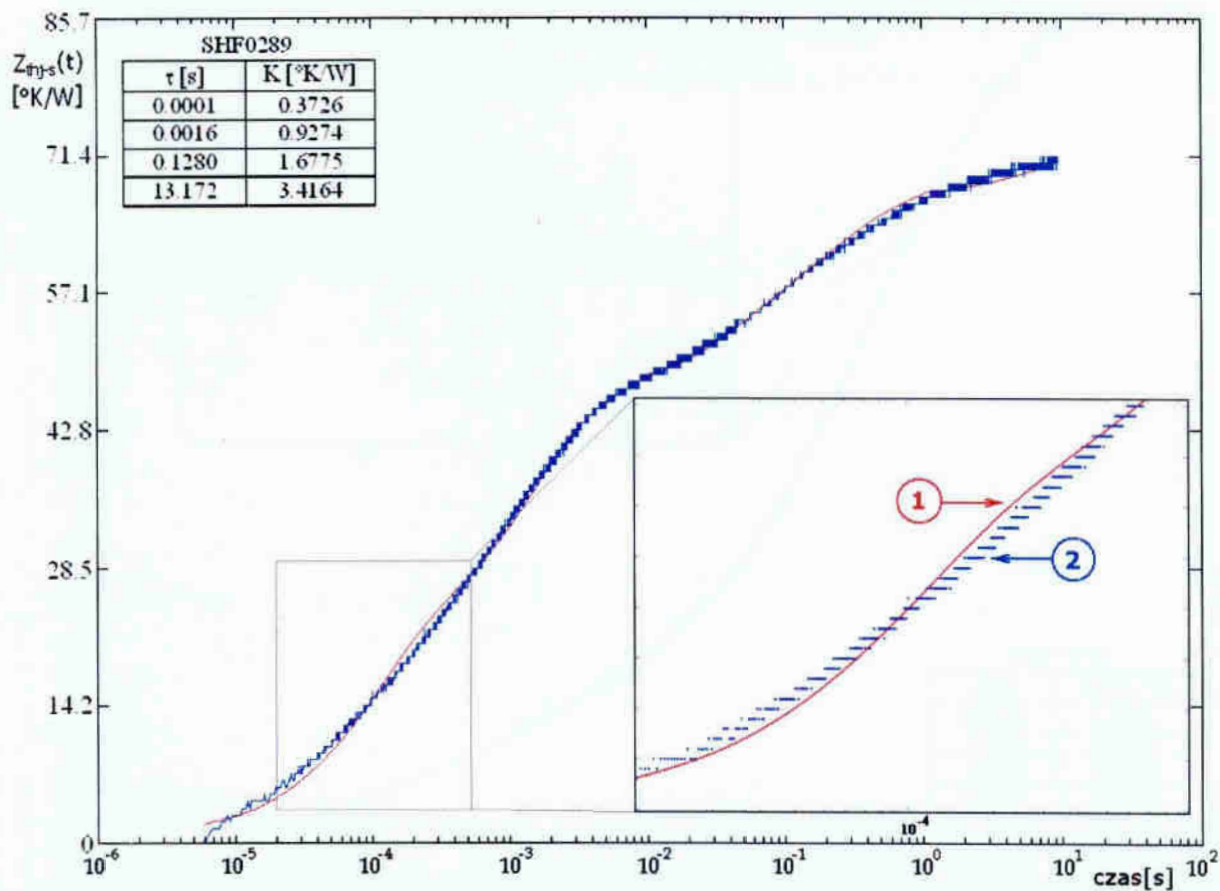
Do wyznaczania wartości współczynników K_i oraz τ_i równań analitycznych $Z_{th}(t)$ wykorzystano dane pomiarowe uzyskane z krzywych nagrzewania i studzenia. Charakterystyki termiczne zostały zarejestrowane z dużą częstotliwością, dzięki czemu zawierają dużo informacji o krótkich, szybkich przebiegach termicznych badanych tranzystorów mikrofalowych. Ilość wykorzystanych w modelu tranzystora współczynników K_i oraz τ_i ograniczona została do 4 par. Mimo tego ograniczenia uzyskano bardzo dobre odwzorowanie krzywych pomiarowych $Z_{th-s}(t)$. Przykłady dopasowań prezentowane są na rysunkach 32÷35. Zawierają one krzywą analityczną wraz z krzywą pomiarową dla wybranego tranzystora mikrofalowego. Dodatkowo na wykresach zamieszczono powiększony fragment wykresu i tabele z wartościami współczynników K_i oraz τ_i .

Ze względu na możliwość otrzymania zróżnicowanej dokładności krzywej analitycznej w różnych przedziałach czasu zamieszczono dodatkowe tego przykłady – rysunki 34 i 35. Zmianę dokładności krzywej analitycznej uzyskuje się poprzez wybór punktów startowych (warunki początkowe) wymaganych przy procedurze obliczania współczynników K_i oraz τ_i . W przykładach prezentowanych na rysunkach 34 i 35 błąd dopasowania jest większy od 1%

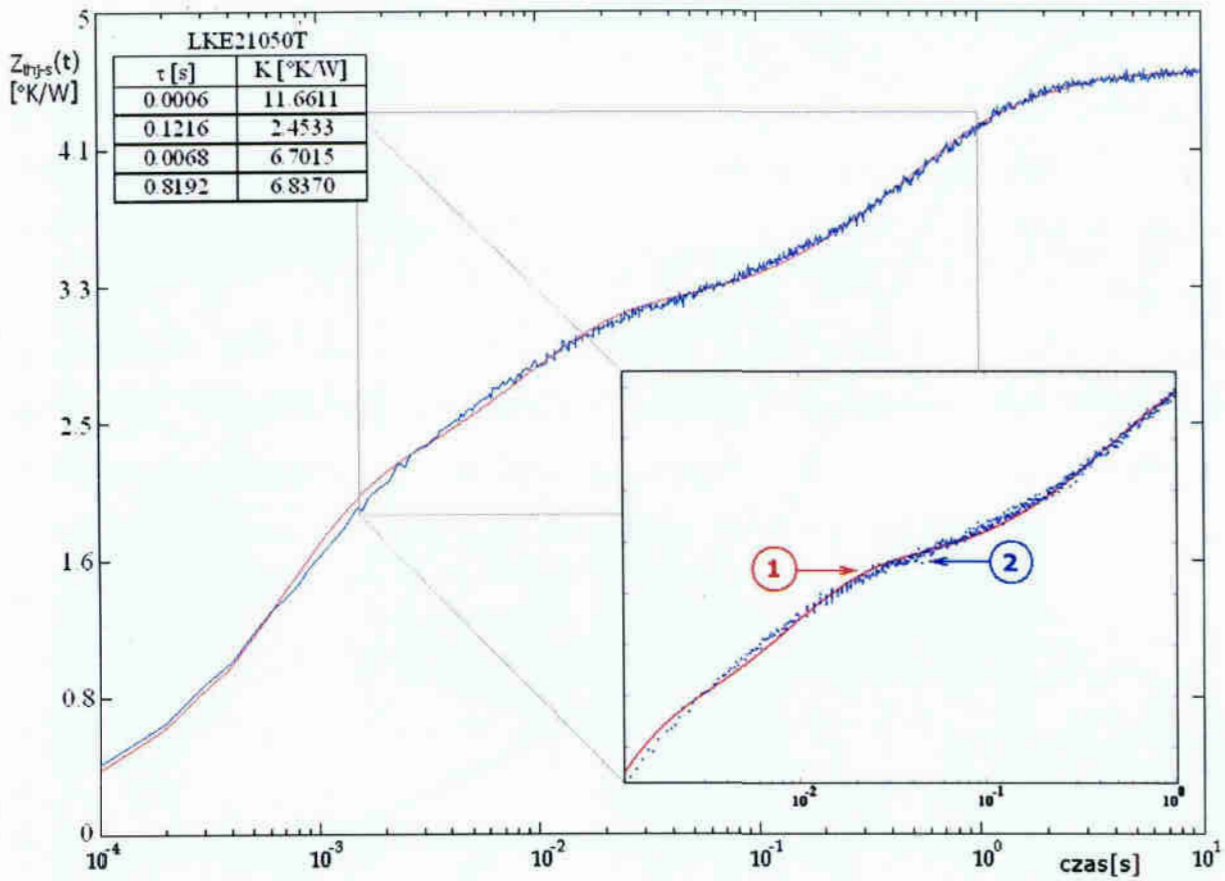
Najczęściej jednak dąży się do wybrania takich punktów startowych, dla których otrzymana krzywa analityczna obliczona z modelu bardzo dobrze odwzorowuje krzywą otrzymaną w drodze pomiaru, czyli miara dopasowania jest najmniejsza.



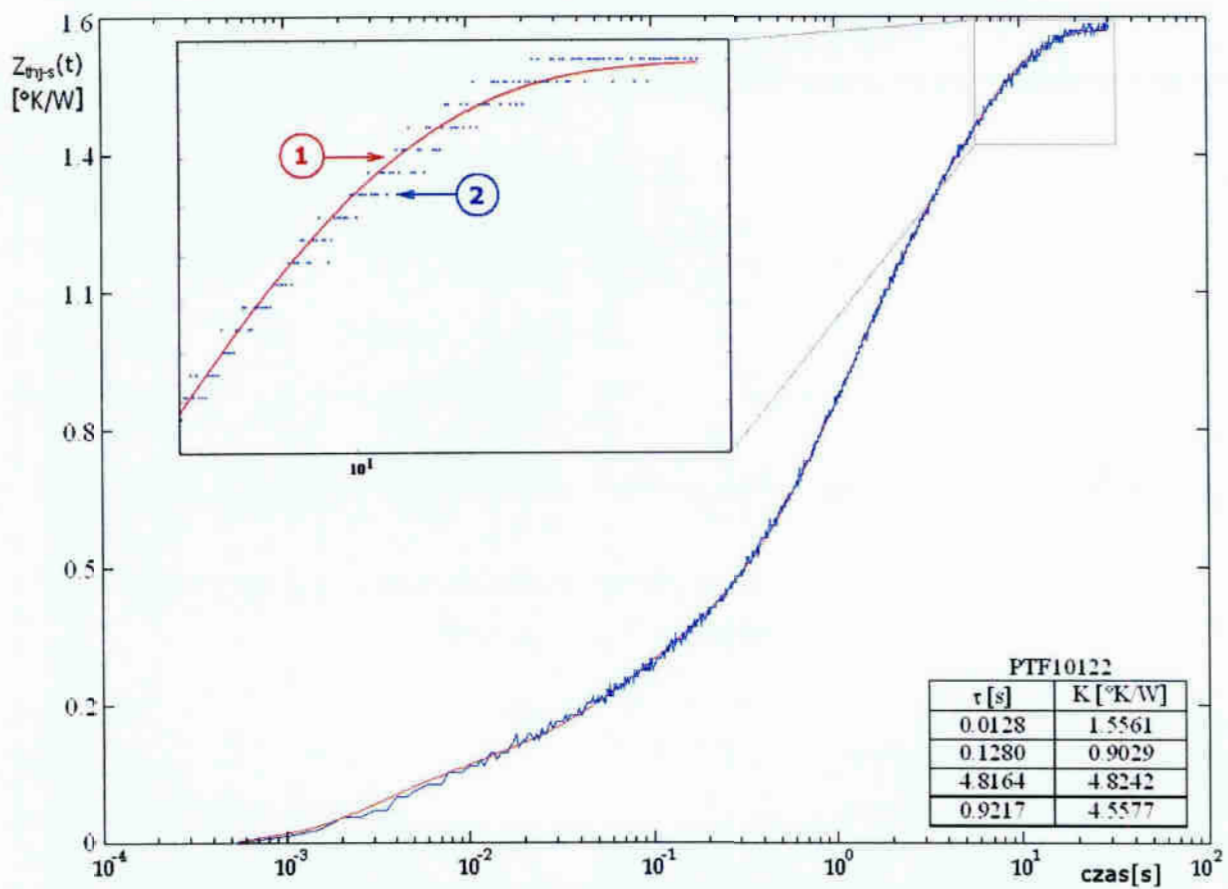
Rys. 32 Krzywa grzania tranzystora MESFET FLC097W (krzywa niebieska - 2) wraz z krzywą analityczną (krzywa czerwona - 1)



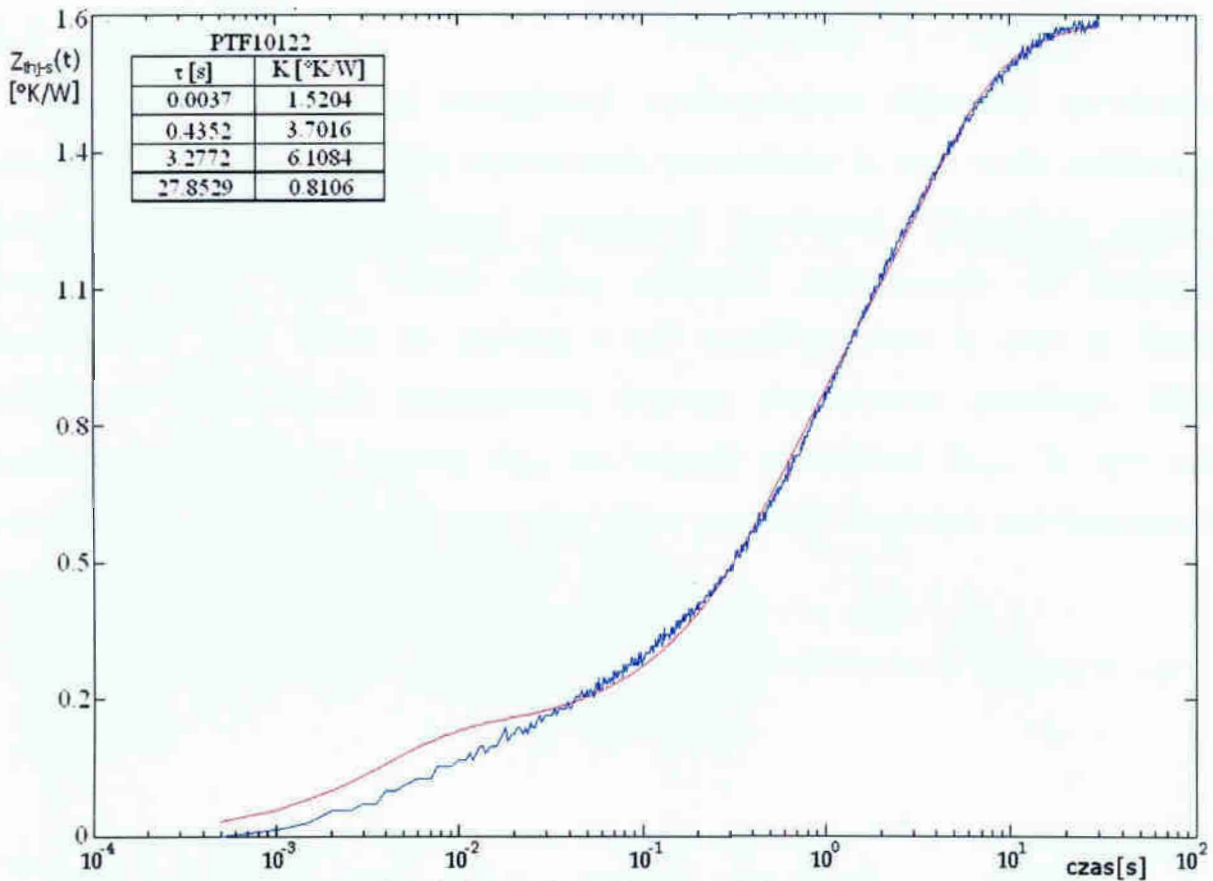
Rys. 33 Krzywa grzania tranzystora HFET SHF0289 (krzywa niebieska - 2) wraz z krzywą analityczną (krzywa czerwona - 1)



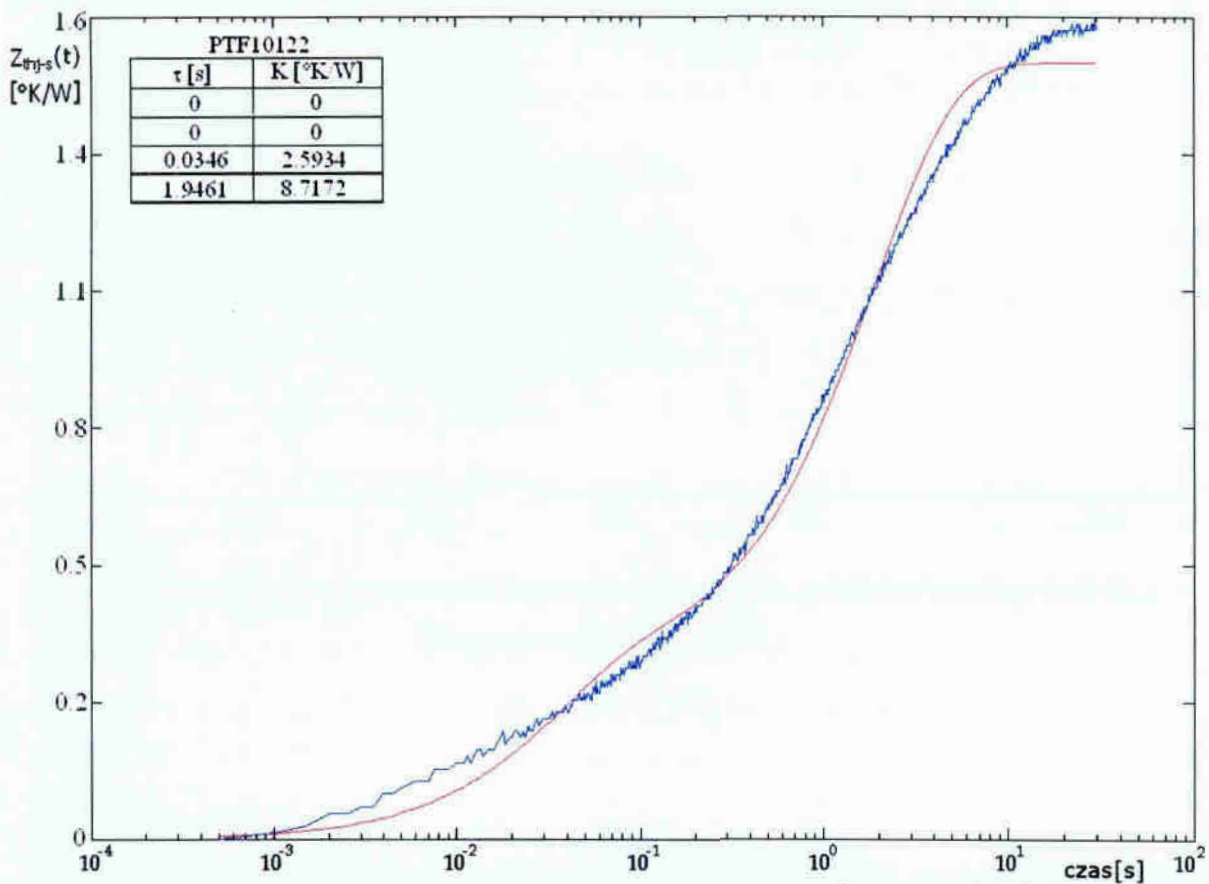
Rys. 34 Krzywa grzania tranzystora BJT LKE21050T (krzywa niebieska - 2) wraz z krzywą analityczną (krzywa czerwona - 1)



Rys. 35 Krzywa grzania tranzystora LDMOS PTF10122 (krzywa niebieska - 2) wraz z krzywą analityczną (krzywa czerwona - 1)



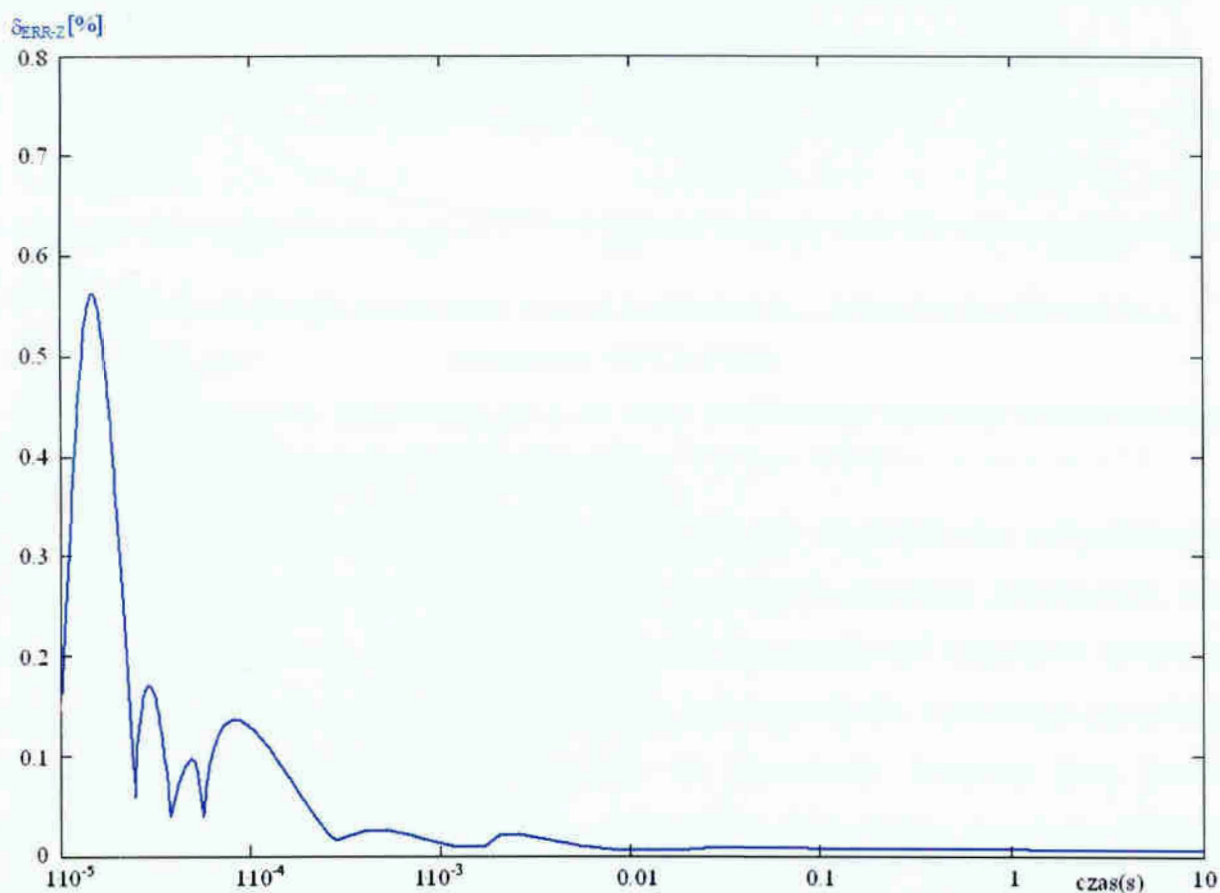
Rys. 36 Krzywa studzenia tranzystora LDMOS-PTF10122 (krzywa niebieska) wraz z krzywą analityczną (krzywa czerwona)



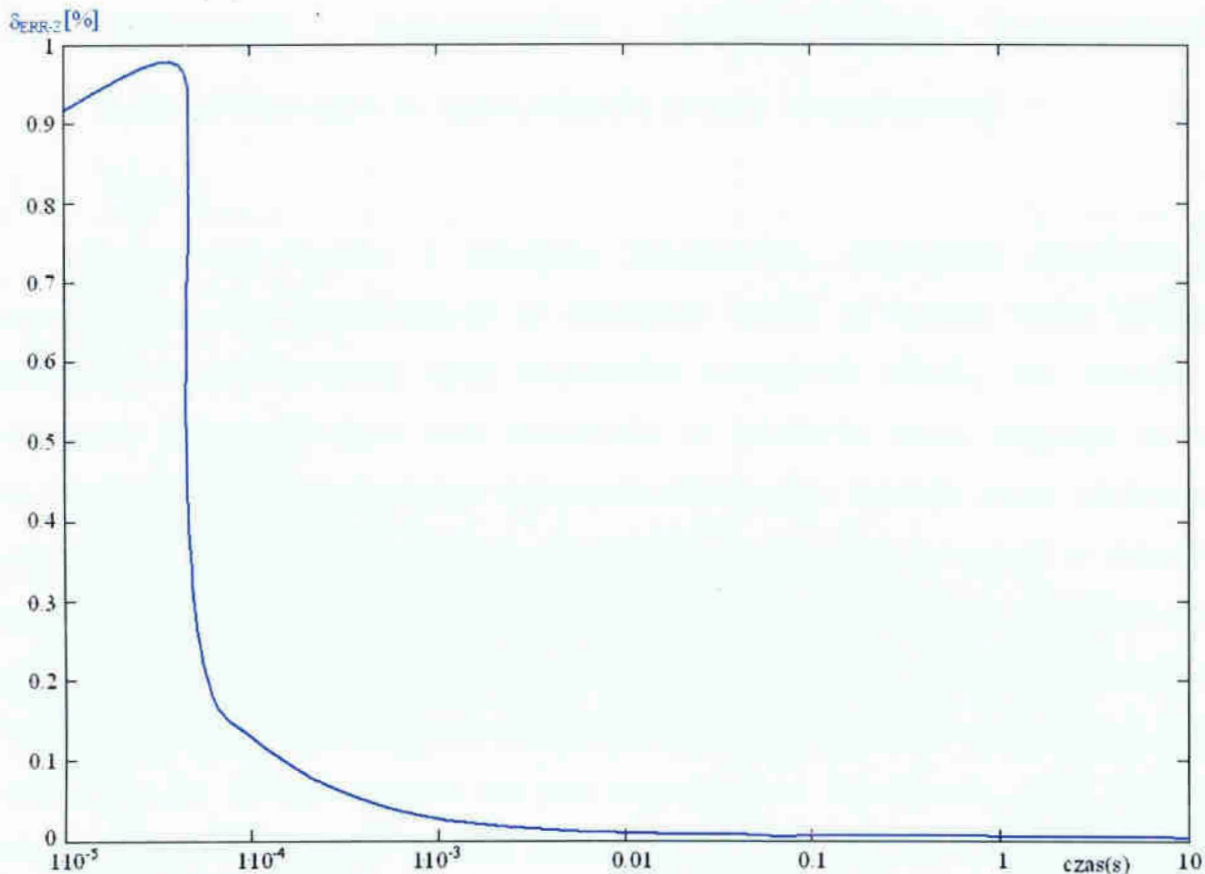
Rys. 37 Krzywa studzenia tranzystora LDMOS-PTF10122 (krzywa niebieska) wraz z krzywą analityczną (krzywa czerwona)

6.3 Wnioski

Zastosowana procedura identyfikacji wykorzystująca algorytmy genetyczne pozwala na dokładne i szybkie wyznaczenie parametrów K_i oraz τ_i dla założonego opisu analitycznego przejściowej impedancji termicznej. Otrzymane krzywe analityczne $Z_{th}(t)$ mają bardzo dobrą zgodność dopasowania do krzywych pomiarowych $Z_{th}(t)$ nawet za pomocą 4 par współczynników K_i oraz τ_i . Ocenę dokładności dopasowania zrealizowano poprzez wyznaczanie przebiegu błędu dopasowania obliczonej krzywej Z_{thj-s} do krzywej pomiarowej Z_{thj-s} . W tym celu wykorzystano zależność (4.19) oraz dwa różne przykłady krzywych zamieszczonych na rysunkach 33 i 34.



Rys. 38 Przebieg błędu dopasowania krzywej analitycznej Z_{thj-s} do krzywej pomiarowej Z_{thj-s} tranzystora BJT LKE21050T



Rys. 39 Przebieg błędu dopasowania krzywej analitycznej Z_{thj-s} do krzywej pomiarowej Z_{thj-s} tranzystora HFET SHF0289

Krzywe δ_{ERR-Z} na rysunkach 38 i 39 były poddawane operacji matematycznej aproksymacji.

Ze względu na szybkie przebiegi termiczne dla tranzystorów mikrofalowych stworzone oprogramowanie umożliwia dowolny wybór punktów startowych przy procedurze identyfikacji. Dzięki temu użytkownik ma możliwość uzyskania idealnego dopasowania krzywej analitycznej do krzywej pomiarowej dla wybranego przedziału czasu krzywej analitycznej. Oznacza to, że stworzony program jest bardzo uniwersalnym narzędziem, gdyż istnieje możliwość wykorzystania programu GEN-IKT dla innych elementów półprzewodnikowych np. diod.

Dodatkowo program GEN-IKT umożliwia tworzenie zestawu wyników o rozkładzie logarytmicznym w dziedzinie czasu na podstawie plików zawierających dane pomiarowe (krzywe pomiarowe), których dziedziną czasu jest liniowa.

7. Obliczanie przebiegów temperatury tranzystorów mikrofalowych w warunkach pracy impulsowej

7.1 Wstęp

W analizie układów o działaniu impulsowym, największe znaczenie ma symulacja stanów przejściowych w dziedzinie czasu. W trakcie takiej symulacji dokonuje się dyskretyzacji opisu elementów inercyjnych układu, tzn. stosuje się algorytmy przekształcające opis elementów w dziedzinie czasu ciągłego na opis w dziedzinie czasu dyskretnego (równania różnicowe). Istnieje wiele użytecznych algorytmów dyskretyzacji, nazywanych zwykle algorytmami symulacji w dziedzinie czasu. Większość z nich to algorytmy całkowania równań różniczkowych zwyczajnych. Przy ocenie przydatności algorytmu do danego zadania symulacyjnego bierze się pod uwagę jego złożoność, dokładność oraz stabilność numeryczną. Dobór algorytmu do danego zadania nie jest zagadnieniem trywialnym, gdyż algorytmy dokładniejsze są bardziej złożone numerycznie, zaś algorytmy zapewniające dużą dokładność i niewielką złożoność mają na ogół mniejszy obszar stabilności numerycznej. Dobór ten jest szczególnie trudny w przypadku symulacji systemów scharakteryzowanych przez stałe czasowe o znacznie różniących się wartościach, które są opisane przez tzw. równania sztywne.

Zasadniczy problem w tranzystorach mikrofalowych polega na tym, jak obliczyć czasowy przebieg temperatury obszaru aktywnego dla zadanego pobudzenia mocą cieplną. Chwilowy rozkład temperatury w takich elementach ma zasadniczy wpływ na charakterystyki elektryczne i parametry użytkowe elementu. Rozwiązać tak postawiony problem można na dwa sposoby:

- obliczyć $T_j(t)$ w oparciu o założony model termiczny o stałych rozłożonych (numeryczne rozwiązanie równania przewodnictwa ciepła),
- obliczyć $T_j(t)$ w oparciu o założony model termiczny o stałych skupionych.

W dalszej części rozdziału autor zamieszcza procedurę obliczania chwilowego rozkładu temperatury wnętrza tranzystora w oparciu o skupiony model termiczny z wykorzystaniem półanalitycznych rekurencyjnych algorytmów splotowych – SARA [27, 28]. Przykładowe wyniki symulacji dla dowolnych przebiegów mocy grzewczej zamieszczono w podrozdziale 7.2.

7.2 Metoda obliczania $T_j(t)$ tranzystorów mikrofalowych

Ze względu na zastosowany opis analityczny $Z_{th}(t)$ jako sumy wyrazów o postaci funkcji e^x i przyrostu temperatury opisanego splotem

$$\Delta T = p(t) * Z'_{th}(t) \quad (7.1)$$

wykorzystano algorytmy SARA (Semi-Analytical Recursive Algorithms) do obliczania $\Delta T_j(t)$ przy zadanym przebiegu mocy $p(t)$.

Wynikiem wyznaczenia splotu jest dyskretny ciąg przyrostów temperatury $\Delta T[n]$, a ogólną strukturę algorytmu SARA przedstawiono poniżej [27, 28].

$$\Delta T[n] = \sum_{i=1}^L \Delta T_i[n] \quad (7.2)$$

$$\Delta T_i[n] = \Phi_i \cdot \Delta T_i[n-1] + \sum_{k=0}^{R-1} A_{ik} \cdot p[n-k] \quad (7.3)$$

$$\Phi_i = \exp(\alpha_i \cdot h) \quad (7.4)$$

$$\alpha_i = \left(-\frac{1}{\tau_i} \right) \quad (7.5)$$

gdzie:

$\Delta T_i[n]$ - dyskretny ciąg przyrostu temperatury,

h - krok algorytmu (dyskretyzacji),

$p[n]$ - dyskretny ciąg próbek mocy rozproszonej,

Φ_i α_i współczynnik algorytmu SARA,

A_{ik} - współczynniki algorytmu SARA rzędu k -tego

Współczynniki A_{ik} są funkcją wielkości h i α . Szczegółowy wykaz wzorów na współczynniki A_{ik} dla określonego rzędu algorytmu podano w publikacji [27, 28].

Wykorzystując wspomniane algorytmy SARA drugiego rzędu napisano program do obliczania $T_j(t)$ tranzystorów mikrofalowych dla dowolnego pobudzenia mocą cieplną. Do tego celu wykorzystano środowisko Borland C++ Builder 6.

Podstawową zaletą stworzonego programu jest możliwość otrzymania przebiegu temperatury wnętrza tranzystora dla dowolnego pobudzenia mocą grzewczą. Użytkownik może wygenerować w programie przebieg pobudzający o wcześniej zdefiniowanym kształcie lub wczytać do programu własny dowolny przebieg mocy P_H . Definiowanie dowolnego kształtu przebiegu pobudzającego odbywa się przez zapisanie w jednej kolumnie wartości mocy grzewczej, a w drugiej

kolumnie czasu dla poszczególnych wartości mocy. Użytkownik po zdefiniowaniu kształtu mocy grzewczej w programie ustala czas trwania symulacji i wartość kroku algorytmu w symulacji. Ostatnimi parametrami wymaganymi do symulacji jest wprowadzenie wartości oraz ilości par współczynników K_i oraz τ_i . Ilość wykorzystywanych współczynników K_i oraz τ_i w programie ograniczono do 6 par.

Otrzymany wynik z programu, czyli przebieg przyrostu temperatury można zapisać w postaci pliku tekstowego, który zawiera dodatkowe informacje o wartościach współczynnika algorytmu A_{01} , A_{02} i Φ .

W załączniku B zamieszczono wydruk programu, widok paneli użytkownika programu oraz przykładowy plik wyjściowy.

Poniżej zamieszczono wyprowadzenie równania służące do obliczenia $\Delta T_j(t)$ tranzystora dla poszczególnych kroków algorytmów SARA.

Dla kroku $n=1$:

$$\Delta T_i[n] = A_{01i} \cdot P [n] \quad (7.6)$$

$$A_{01i} = \frac{\Phi_i - 1}{\alpha_i} \cdot \frac{K_i}{\tau_i} \quad (7.7)$$

po podstawieniu do wzoru (7.6) zależności (7.7), (7.5) oraz (7.4) otrzymujemy zależność:

$$\Delta T_i = P \cdot \left[K_i - K_i \cdot \exp\left(-\frac{h}{\tau_i}\right) \right] \quad (7.8)$$

gdzie:

τ_i, K_i – współczynniki opisu analitycznego przejściowej impedancji termicznej,

Dla kroku $n \geq 2$:

$$\Delta T_i[n] = \Phi_i \cdot \Delta T_i[n-1] + A_{02i} \cdot P[n] + A_{12i} \cdot P[n-1] \quad (7.9)$$

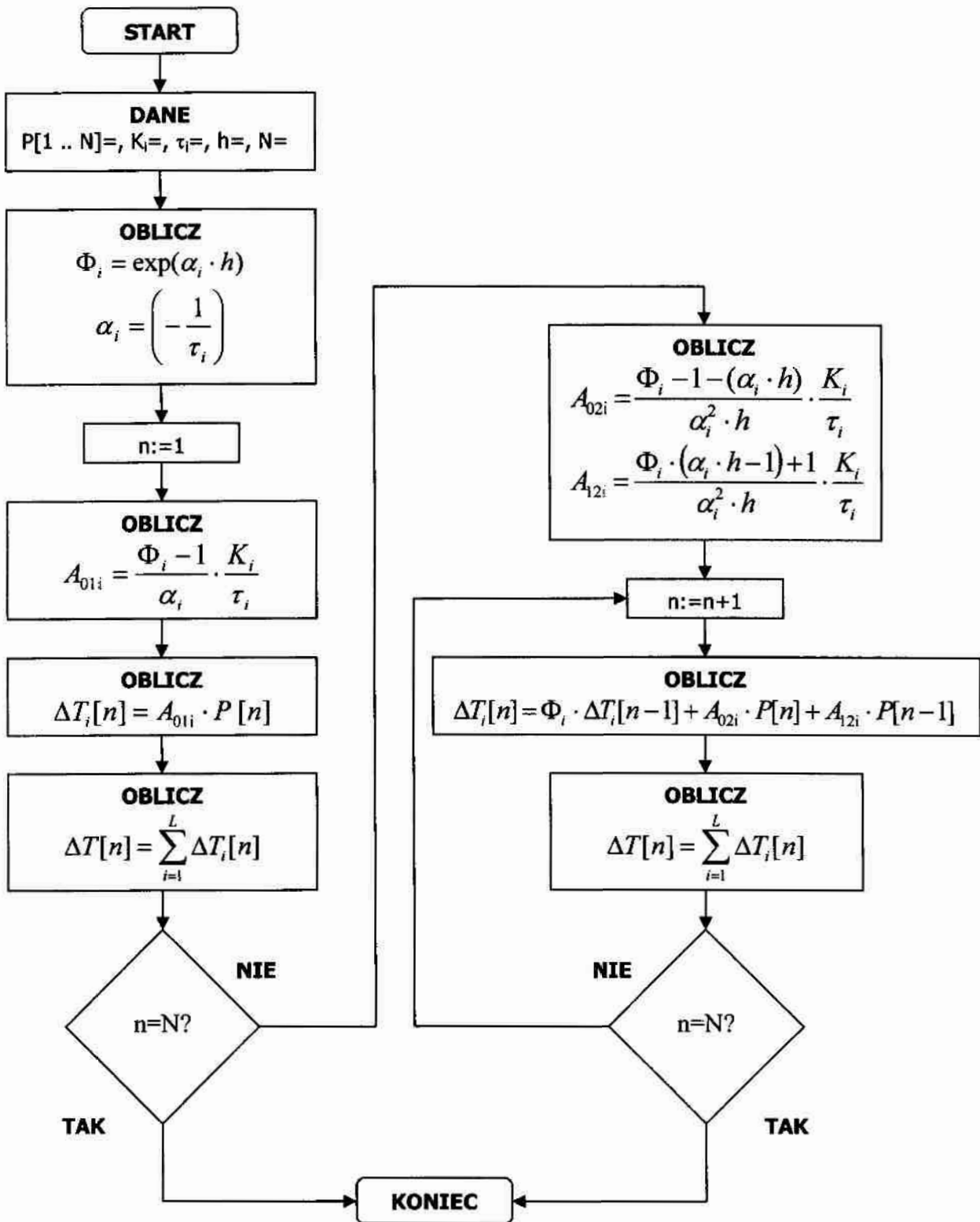
$$A_{02i} = \frac{\Phi_i - 1 - (\alpha_i \cdot h)}{\alpha_i^2 \cdot h} \cdot \frac{K_i}{\tau_i} \quad (7.10)$$

$$A_{12i} = \frac{\Phi_i \cdot (\alpha_i \cdot h - 1) + 1}{\alpha_i^2 \cdot h} \cdot \frac{K_i}{\tau_i} \quad (7.11)$$

po podstawieniu do wzoru (7.9) zależności (7.10), (7.11), (7.5) oraz (7.4) otrzymujemy zależność

$$\begin{aligned} \Delta T_i[n] = & \exp\left(-\frac{h}{\tau_i}\right) \cdot \Delta T_i[n-1] + P[n] \cdot \left[K_i - K_i \cdot \frac{\tau_i}{h} + K_i \cdot \frac{\tau_i}{h} \cdot \exp\left(-\frac{h}{\tau_i}\right) \right] + \\ & + P[n-1] \cdot \left[K_i \cdot \frac{\tau_i}{h} - K_i \cdot \exp\left(-\frac{h}{\tau_i}\right) - K_i \cdot \frac{\tau_i}{h} \cdot \exp\left(-\frac{h}{\tau_i}\right) \right] \end{aligned} \quad (7.12)$$

Schemat blokowy algorytmów SARA do obliczania przebiegu nadwyżki temperatury wnętrza ponad temperaturę odniesienia przedstawiono na rysunku 40.



Rys. 40 Algorytm programu do wyznaczenia $T_j(t)$ tranzystora dla zestawu współczynników K_i i τ_i

7.2.1 Przykładowe wyniki

W pierwszej części przykładów (etap-I) zamieszczono wybrane przebiegi przyrostów temperatury $T_j(t)$ tranzystora dla dowolnego kształtu mocy grzewczej. Zadaniem przeprowadzonego testu było sprawdzenie możliwości wykorzystania algorytmów SARA pod kątem wyznaczania $\Delta T_j(t)$ dla nietypowych pobudzeń mocą grzewczą. Wszystkie założone parametry w symulacjach przyjęto losowo a poszczególne współczynniki zamieszczono w tabelach 7.1 i 7.2. Dla wybranego pobudzenia wykorzystywano 2 różne zestawy współczynników K_j oraz τ_j .

Druga część przykładów (etap-II) zawiera przebiegi przyrostu $T_j(t)$ tranzystora mikrofalowego przy pobudzeniu podstawowymi impulsami mocy. Wszystkie założone parametry w symulacjach uzyskane były na podstawie wcześniej realizowanych pomiarów a poszczególne współczynniki zamieszczono w tabelach 7.3 i 7.4.

Do każdego przykładu zamieszczono wyliczone wartości współczynników algorytmów SARA czyli: Φ , A_{01} , A_{02} oraz krok algorytmu h .

Trzecia część przykładów (etap-III) zawiera przebiegi przyrostu $T_j(t)$ tranzystora mikrofalowego przy pobudzeniu impulsem mocy wykorzystywanym w rzeczywistych wzmacniaczy mocy z tranzystorami mikrofalowym. Wszystkie założone parametry w symulacjach uzyskane były na podstawie wcześniej realizowanych pomiarów lub danych pochodzących od producentów tranzystorów mikrofalowych. Najważniejsze informacje i dane założone w symulacji zamieszczono w tabeli danego przykładu.

7.2.2 Przykładowe wyniki etap - I

Dla przykładów od 1 do 4 założone wartości współczynników dla algorytmów SARA oraz obliczone wartości współczynników algorytmów SARA podano w tabelach 7.1 i 7.2.

Tabela 7.1 Założone wartości współczynników dla algorytmów SARA

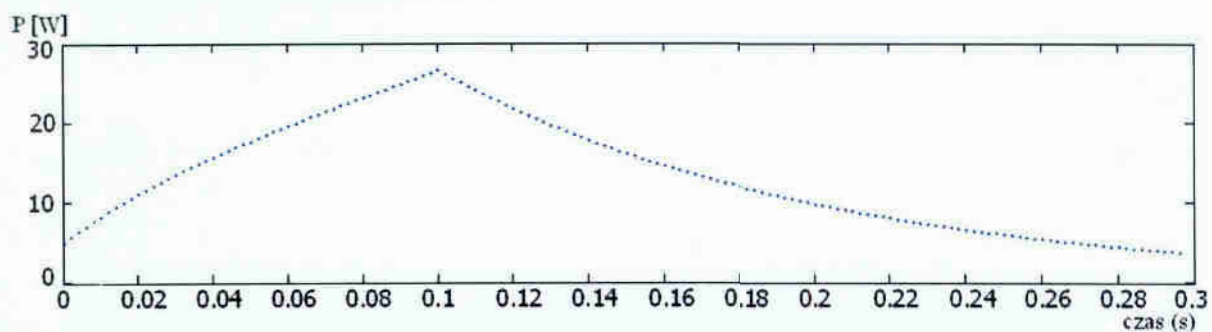
Dla przykładu 1	krzywa nr 2	$\tau_1=0.1s$	$K_1=1/W$
		$\tau_2=0.01s$	$K_2=0.5K/W$
		$\tau_3=0.05s$	$K_3=1/W$
		$\tau_4=0.1s$	$K_4=10/W$
	krzywa nr 1	$\tau_1=0.0128s$	$K_1=1.5561K/W$
		$\tau_2=0.1280s$	$K_2=0.9029K/W$
		$\tau_3=4.8164s$	$K_3=4.8242K/W$
		$\tau_4=0.9217s$	$K_4=4.5577K/W$
Dla przykładu 2	krzywa nr 2	$\tau_1=0.1s$	$K_1=1/W$
		$\tau_2=0.01s$	$K_2=0.5K/W$
		$\tau_3=0.05s$	$K_3=1/W$
		$\tau_4=0.1s$	$K_4=10/W$
	krzywa nr 1	$\tau_1=0.0006s$	$K_1=11.6611K/W$
		$\tau_2=0.1216s$	$K_2=2.4533K/W$
		$\tau_3=0.0068$	$K_3=6.7015K/W$
		$\tau_4=0.8192s$	$K_4=6.8370K/W$
Dla przykładu 3	krzywa nr 2	$\tau_1=0.1s$	$K_1=1/W$
		$\tau_2=0.01s$	$K_2=0.5K/W$
		$\tau_3=0.05s$	$K_3=1/W$
		$\tau_4=0.1s$	$K_4=10/W$
	krzywa nr 1	$\tau_1=0.0128s$	$K_1=1.5561K/W$
		$\tau_2=0.1280s$	$K_2=0.9029K/W$
		$\tau_3=4.8164s$	$K_3=4.8242K/W$
		$\tau_4=0.9217s$	$K_4=4.5577K/W$
Dla przykładu 4	krzywa nr 2	$\tau_1=0.1s$	$K_1=1/W$
		$\tau_2=0.01s$	$K_2=0.5K/W$
		$\tau_3=0.05s$	$K_3=1/W$
		$\tau_4=0.1s$	$K_4=10/W$
	krzywa nr 1	$\tau_1=0.0128s$	$K_1=1.5561K/W$
		$\tau_2=0.1280s$	$K_2=0.9029K/W$
		$\tau_3=4.8164s$	$K_3=4.8242K/W$
		$\tau_4=0.9217s$	$K_4=4.5577K/W$

Tabela 7.2 Obliczone wartości współczynników algorytmów SARA

Dla przykładu 1 (krzywa nr 2)	$A_0(1)=0.0099336673651$	$A_1(1)=0.00986766202247$	$\Phi(1)=0.9801986$
	$A_0(2)=0.0468333339865$	$A_1(2)=0.04380666723380$	$\Phi(2)=0.8187307$
	$A_0(3)=0.0197360013784$	$A_1(3)=0.01947458267511$	$\Phi(3)=0.9607894$
	$A_0(4)=0.0993366736510$	$A_1(4)=0.09867662022474$	$\Phi(4)=0.9801986$
Dla przykładu 1 (krzywa nr 1)	$A_0(1)=0.1154858680721$	$A_1(1)=0.10961783453317$	$\Phi(1)=0.8553453$
	$A_0(2)=0.0070173108107$	$A_1(2)=0.00698085694529$	$\Phi(2)=0.9844964$
	$A_0(3)=0.0010014808487$	$A_1(3)=0.0010013422374$	$\Phi(3)=0.9995848$
	$A_0(4)=0.0049413102670$	$A_1(4)=0.0049377375029$	$\Phi(4)=0.9978324$
Dla przykładu 2 (krzywa nr 2)	$A_0(1)=0.004983375351$	$A_1(1)=0.00496679168254$	$\Phi(1)=0.9900498$
	$A_0(2)=0.024187500348$	$A_1(2)=0.02339416699221$	$\Phi(2)=0.9048374$
	$A_0(3)=0.009933667365$	$A_1(3)=0.00986766202247$	$\Phi(3)=0.9801986$
	$A_0(4)=0.049833753515$	$A_1(4)=0.04966791682543$	$\Phi(4)=0.9900498$
Dla przykładu 2 (krzywa nr 1)	$A_0(1)=0.0592331301191$	$A_1(1)=0.0577100847966$	$\Phi(1)=0.924848$
	$A_0(2)=0.0035177863622$	$A_1(2)=0.0035086373542$	$\Phi(2)=0.992217$
	$A_0(3)=0.0005007750790$	$A_1(3)=0.0005007404225$	$\Phi(3)=0.999792$
	$A_0(4)=0.0024715485662$	$A_1(4)=0.0024706548908$	$\Phi(4)=0.998915$
Dla przykładu 3 (krzywa nr 1)	$A_0(1)=3.7903074968802$	$A_1(1)=2.8155498342647$	$\Phi(1)=0.434598$
	$A_0(2)=0.0050368849515$	$A_1(2)=0.0050299860500$	$\Phi(2)=0.995896$
	$A_0(3)=0.2404510009400$	$A_1(3)=0.2346277884006$	$\Phi(3)=0.929108$
	$A_0(4)=0.0020860623843$	$A_1(4)=0.0020856380170$	$\Phi(4)=0.999389$
Dla przykładu 3 i 4 (krzywe nr 2)	$A_0(1)=0.0024958387180$	$A_1(1)=0.00249168244660$	$\Phi(1)=0.9950124$
	$A_0(2)=0.0122942710135$	$A_1(2)=0.01209104184085$	$\Phi(2)=0.9512294$
	$A_0(3)=0.0049833753515$	$A_1(3)=0.00496679168254$	$\Phi(3)=0.9900498$
	$A_0(4)=0.0249583871802$	$A_1(4)=0.02491682446608$	$\Phi(4)=0.9950124$
Dla przykładu 4 (krzywa nr 1)	$A_0(1)=0.0300007079295$	$A_1(1)=0.0296125796739$	$\Phi(1)=0.9616906$
	$A_0(2)=0.0017611826474$	$A_1(2)=0.0017588909317$	$\Phi(2)=0.9961013$
	$A_0(3)=0.0002503962038$	$A_1(3)=0.0002503875392$	$\Phi(3)=0.9998961$
	$A_0(4)=0.0012359977322$	$A_1(4)=0.0012357742528$	$\Phi(4)=0.9994576$

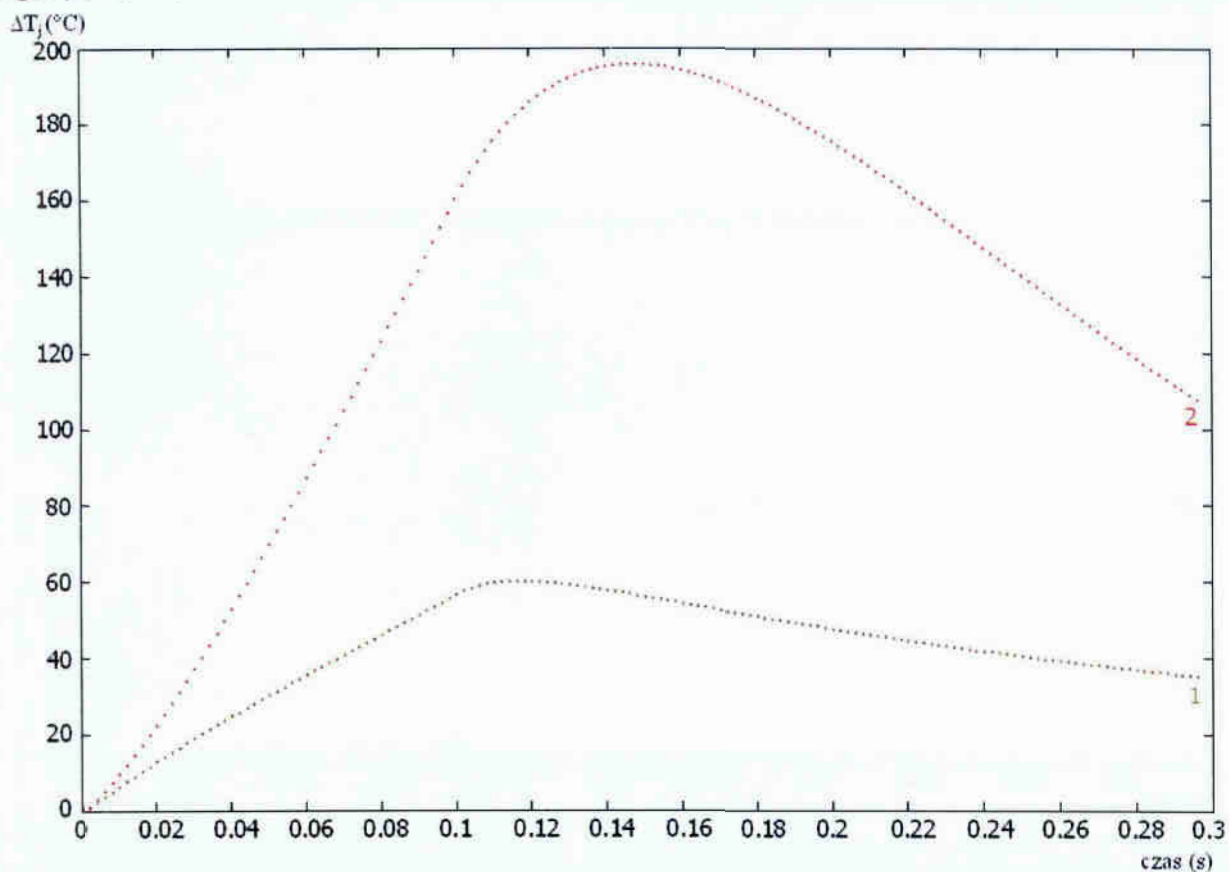
Przykład 1

Kształt założonego przebiegu mocy:



Rys. 41 Kształt przebiegu mocy

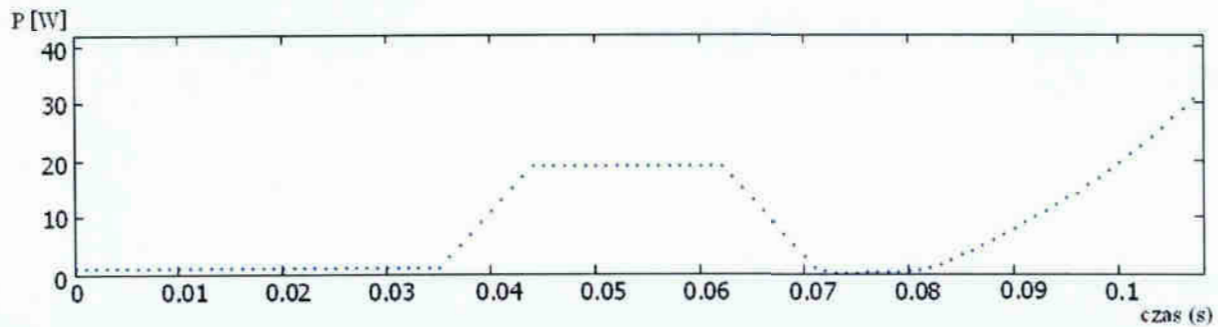
Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora za pomocą algorytmów SARA:



Rys. 42 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora dla 2 różnych zestawów współczynników K i τ przy pobudzeniu przebiegiem mocy podanym na rys. 41

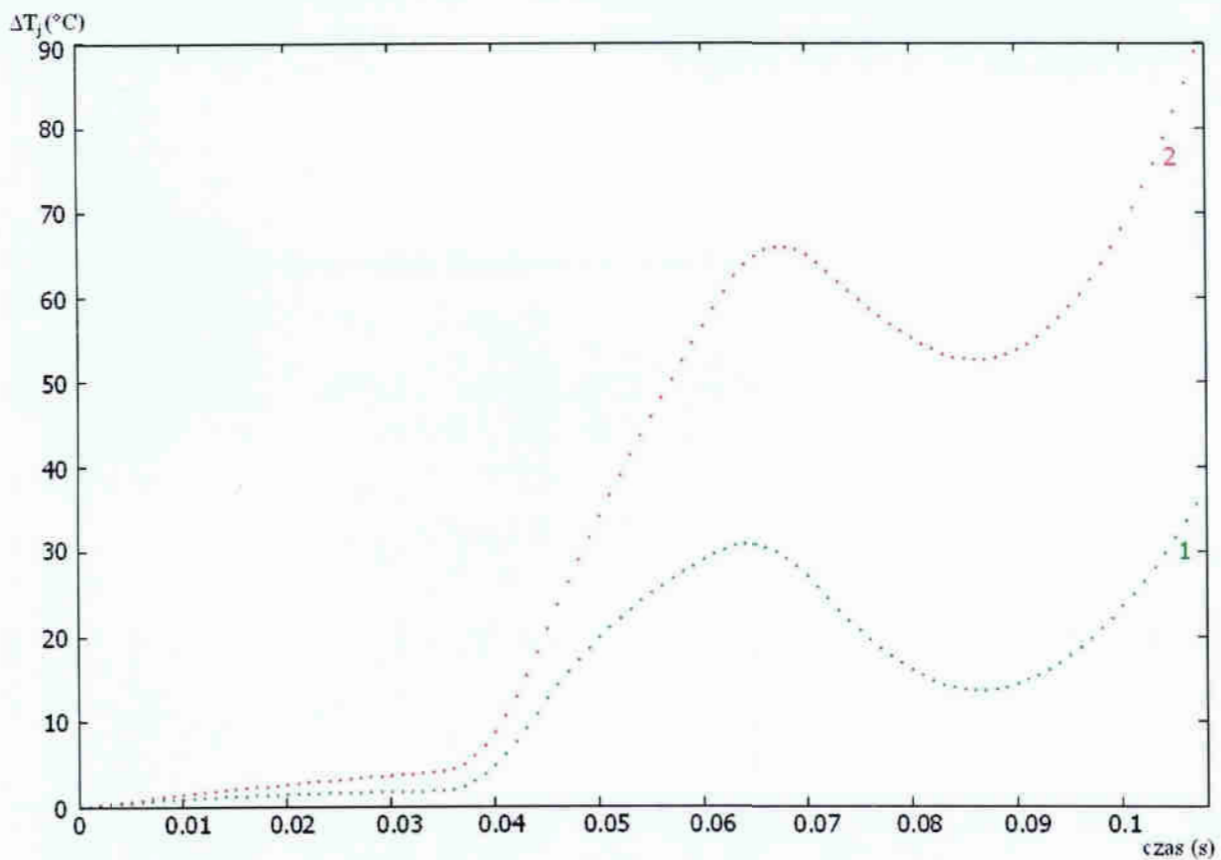
Przykład 2

Kształt założonego przebiegu mocy:



Rys. 43 Kształt przebiegu mocy

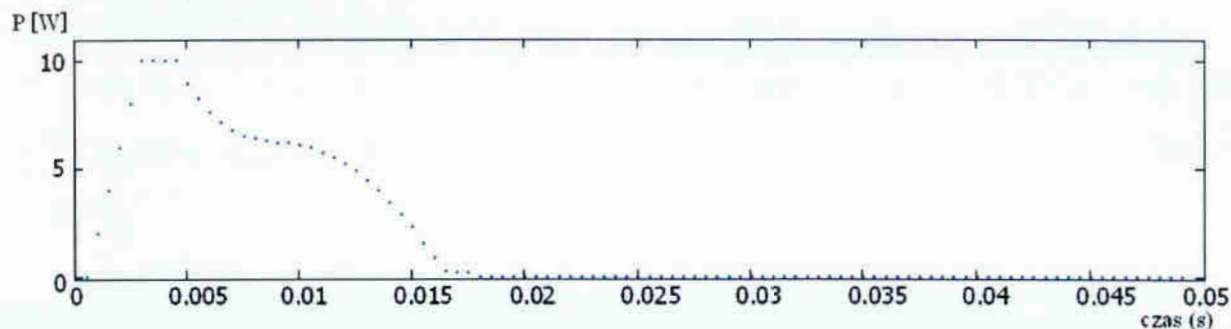
Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora za pomocą algorytmów SARA:



Rys. 44 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora dla 2 różnych zestawów współczynników K i τ przy pobudzeniu przebiegiem mocy podanym na rys. 43

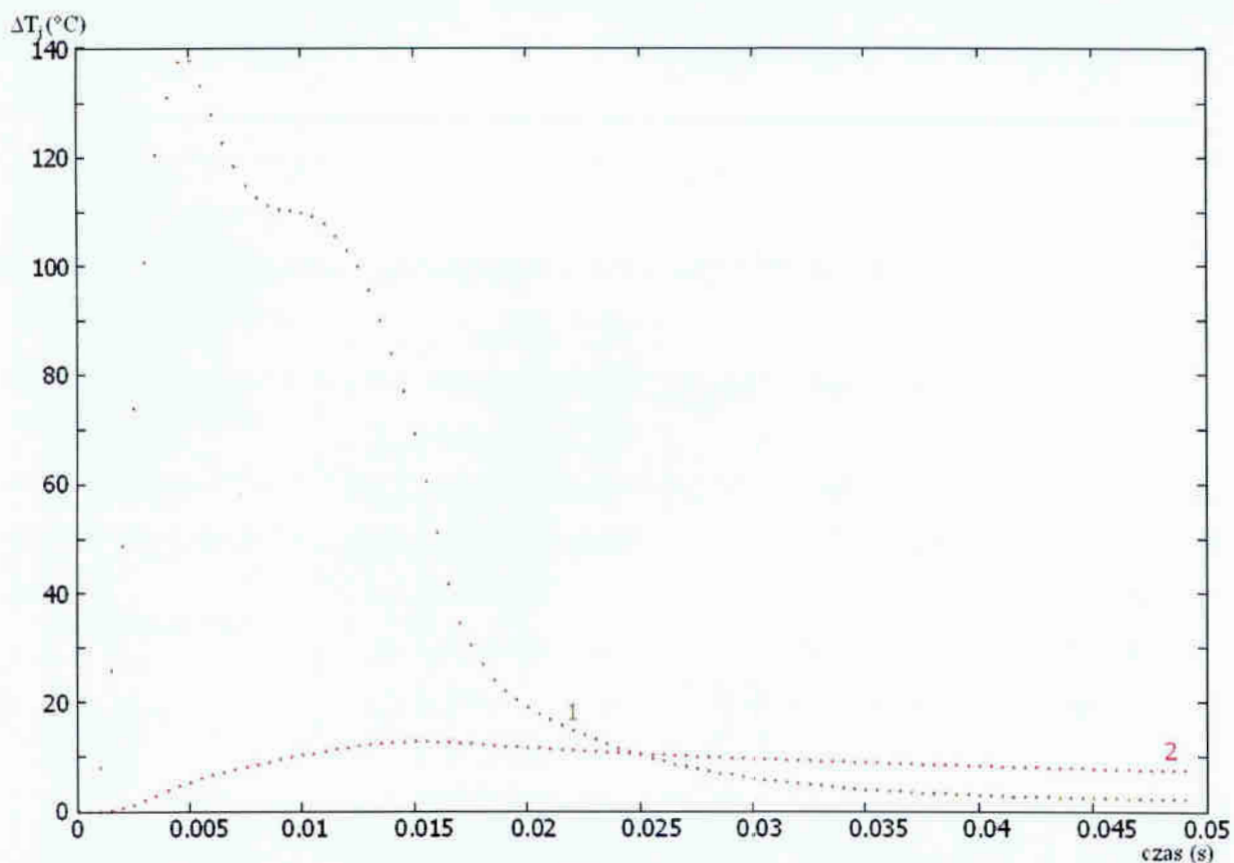
Przykład 3

Kształt założonego przebiegu mocy:



Rys. 45 Kształt przebiegu mocy

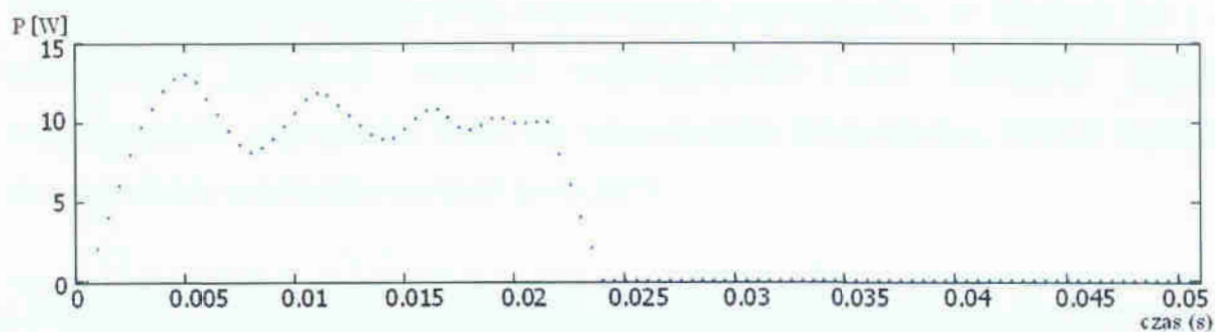
Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora za pomocą algorytmów SARA:



Rys. 46 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora dla 2 różnych zestawów współczynników K i τ przy pobudzeniu przebiegiem mocy podanym na rys. 45

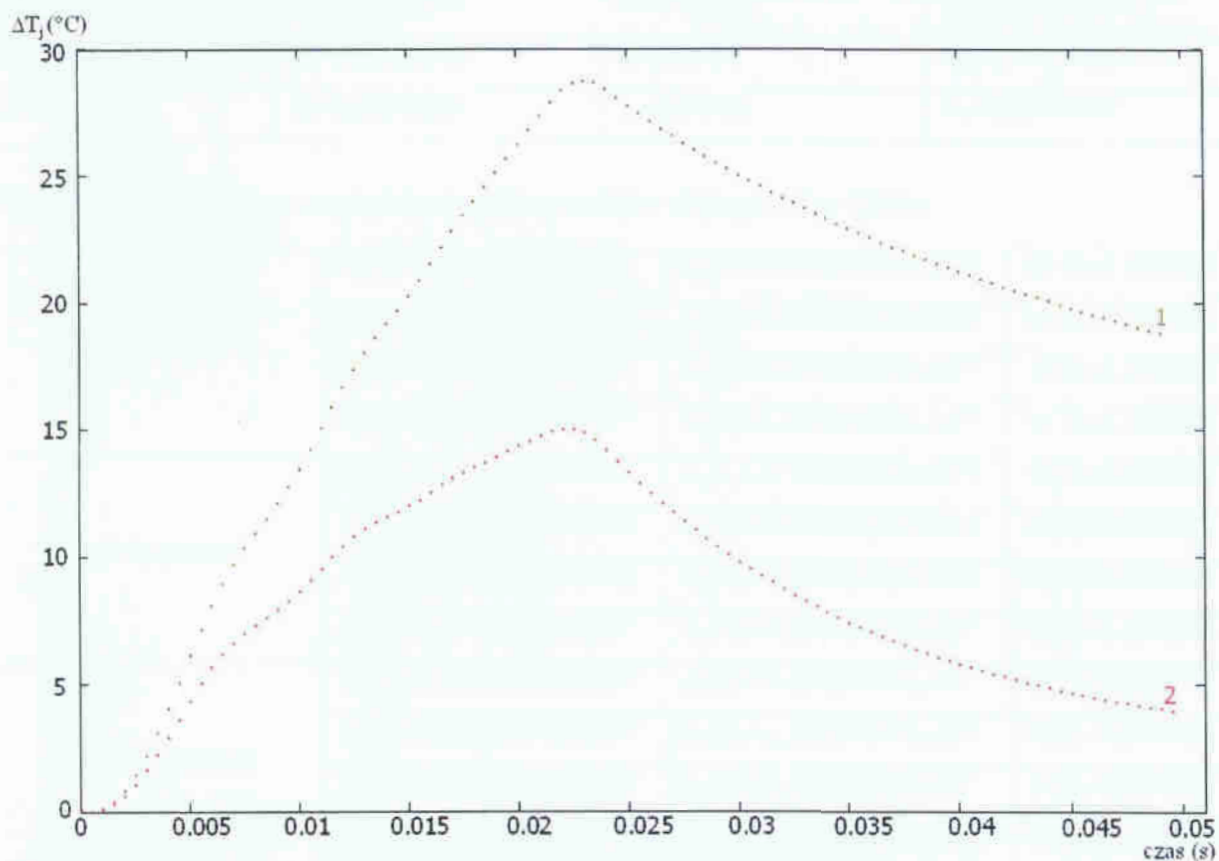
Przykład 4

Kształt założonego przebiegu mocy:



Rys. 47 Kształt przebiegu mocy

Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora za pomocą algorytmów SARA:



Rys. 48 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora dla 2 różnych zestawów współczynników K i τ przy pobudzeniu przebiegiem mocy podanym na rys. 47

7.2.3 Przykładowe wyniki etap - II

Dla przykładów 5, 6, 7 i 8 założone wartości współczynników dla algorytmów SARA pozyskano z rozdziału 6 dla odpowiednich tranzystorów. W tabelach 7.3 i 7.4 zamieszczono założone wartości współczynników oraz obliczone wartości współczynników algorytmów SARA dla odpowiednich tranzystorów. Krok w symulacji dla wszystkich przykładów wynosił $h=4 \times 10^{-6}$ s

Tabela 7.3 Założone wartości współczynników dla algorytmów SARA

MESFET FLC097W		HFET SHF0289	
$\tau_1=0.0000318$ s	$K_1=1.6047$ K/W	$\tau_1=0.0001$ s	$K_1=23.6392$ K/W
$\tau_2=0.0005$ s	$K_2=0.8767$ K/W	$\tau_2=0.0013$ s	$K_2=36.1402$ K/W
$\tau_3=0.0597$ s	$K_3=2.4694$ K/W	$\tau_3=0.0872$ s	$K_3=27.1890$ K/W
$\tau_4=3.3799$ s	$K_4=3.1515$ K/W	$\tau_4=6.8753$ s	$K_4=11.2536$ K/W

LDMOS PTF10122		BJT LKE21050T	
$\tau_1=0.0128$ s	$K_1=1.5561$ K/W	$\tau_1=0.0006$ s	$K_1=11.6611$ K/W
$\tau_2=0.1280$ s	$K_2=0.9029$ K/W	$\tau_2=0.1216$ s	$K_2=2.4533$ K/W
$\tau_3=4.8164$ s	$K_3=4.8242$ K/W	$\tau_3=0.0068$	$K_3=6.7015$ K/W
$\tau_4=0.9217$ s	$K_4=4.5577$ K/W	$\tau_4=0.8192$ s	$K_4=6.8370$ K/W

Tabela 7.4 Obliczone wartości współczynników algorytmów SARA

MESFET FLC097W	$A_0(1)=0.0968259636715$	$A_1(1)=0.0928470769226$	$\Phi(1)=0.881803$
	$A_0(2)=0.0034974670145$	$A_1(2)=0.0034881528352$	$\Phi(2)=0.992031$
	$A_0(3)=8.272511459 \times 10^{-5}$	$A_1(3)=8.272326704 \times 10^{-5}$	$\Phi(3)=0.999933$
	$A_0(4)=1.864847266 \times 10^{-6}$	$A_1(4)=1.864846530 \times 10^{-6}$	$\Phi(4)=0.999998$
HFET SHF0289	$A_0(1)=0.4665432717475$	$A_1(1)=0.4603635434675$	$\Phi(1)=0.960789$
	$A_0(2)=0.0555433262150$	$A_1(2)=0.0554863878819$	$\Phi(2)=0.996927$
	$A_0(3)=0.0006235913478$	$A_1(3)=0.0006235818128$	$\Phi(3)=0.999954$
	$A_0(4)=3.273631278 \times 10^{-6}$	$A_1(4)=3.273630643 \times 10^{-6}$	$\Phi(4)=0.999999$
LDMOS PTF10122	$A_0(1)=4.360485439 \times 10^{-5}$	$A_1(1)=4.360358221 \times 10^{-5}$	$\Phi(1)=0.999912$
	$A_0(2)=1.246275493 \times 10^{-5}$	$A_1(2)=1.246270948 \times 10^{-5}$	$\Phi(2)=0.999989$
	$A_0(3)=6.731395087 \times 10^{-6}$	$A_1(3)=6.731389609 \times 10^{-6}$	$\Phi(3)=0.999997$
	$A_0(4)=2.195972663 \times 10^{-6}$	$A_1(4)=2.195972242 \times 10^{-6}$	$\Phi(4)=0.999999$
BJT LKE21050T	$A_0(1)=0.0387840966607$	$A_1(1)=0.0386980053114$	$\Phi(1)=0.993355$
	$A_0(2)=4.034988170 \times 10^{-5}$	$A_1(2)=4.034943933 \times 10^{-5}$	$\Phi(2)=0.999967$
	$A_0(3)=0.0019706429330$	$A_1(3)=0.0019702565703$	$\Phi(3)=0.999411$
	$A_0(4)=1.669186699 \times 10^{-5}$	$A_1(4)=1.669183982 \times 10^{-5}$	$\Phi(4)=0.999995$

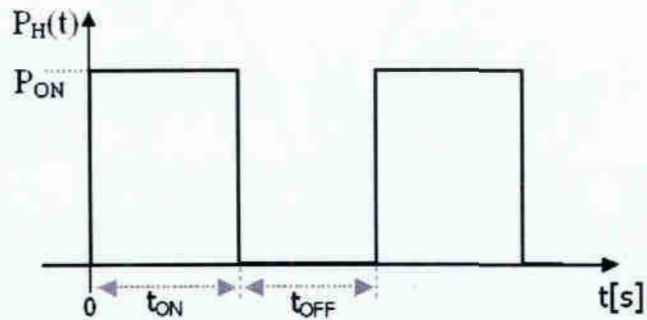
Przykład 5

Kształt oraz założone parametry przebiegu mocy:

$$P_{ON}=1W,$$

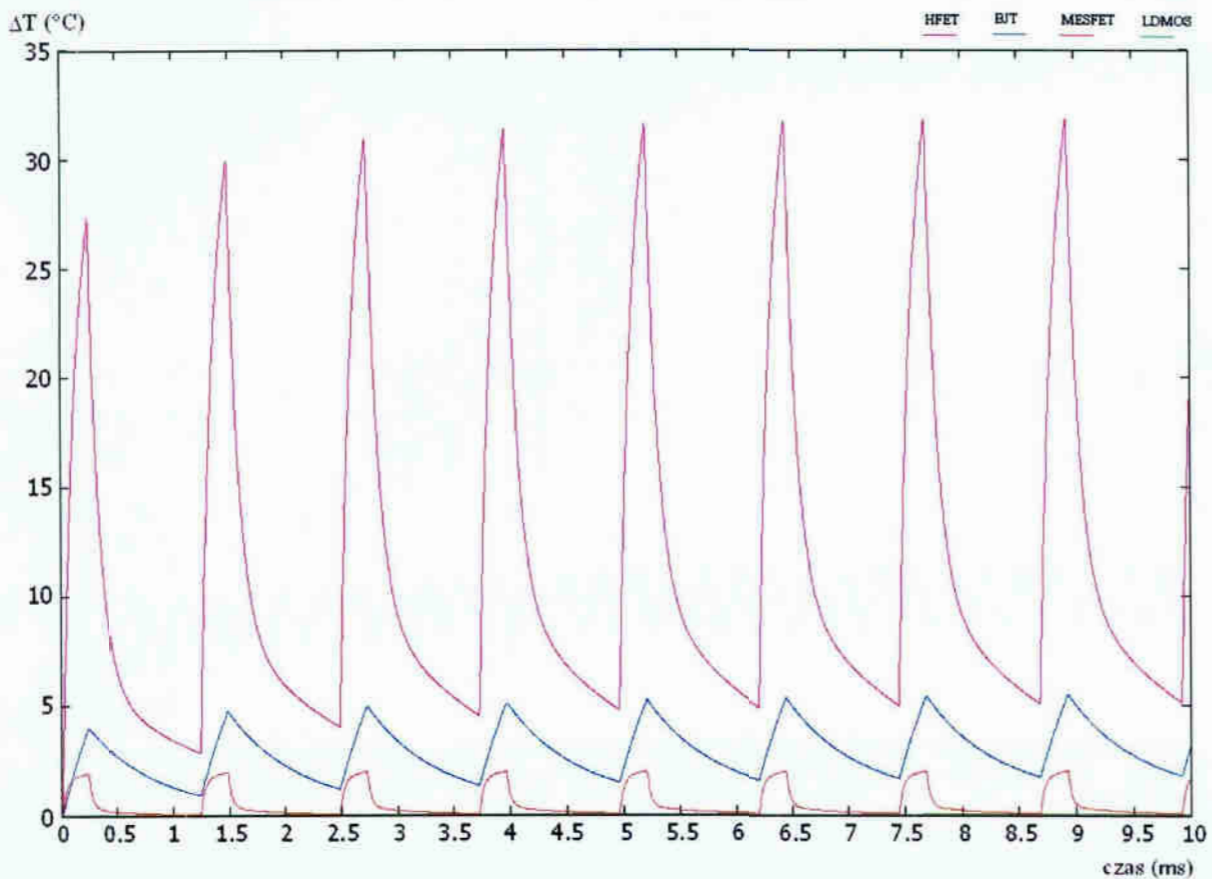
$$t_{on}=240\mu s,$$

$$t_{off}=1ms$$



Rys. 50 Kształt przebiegu mocy

Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystorów za pomocą algorytmów SARA:



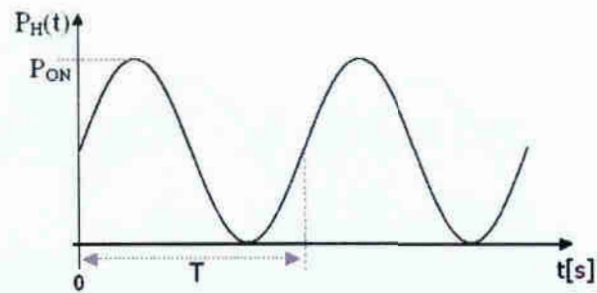
Rys. 51 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystorów HFET, MESFET, LDMOS i BJT przy pobudzeniu przebiegiem mocy podanym na rys. 50

Przykład 6

Kształt oraz założone parametry przebiegu mocy:

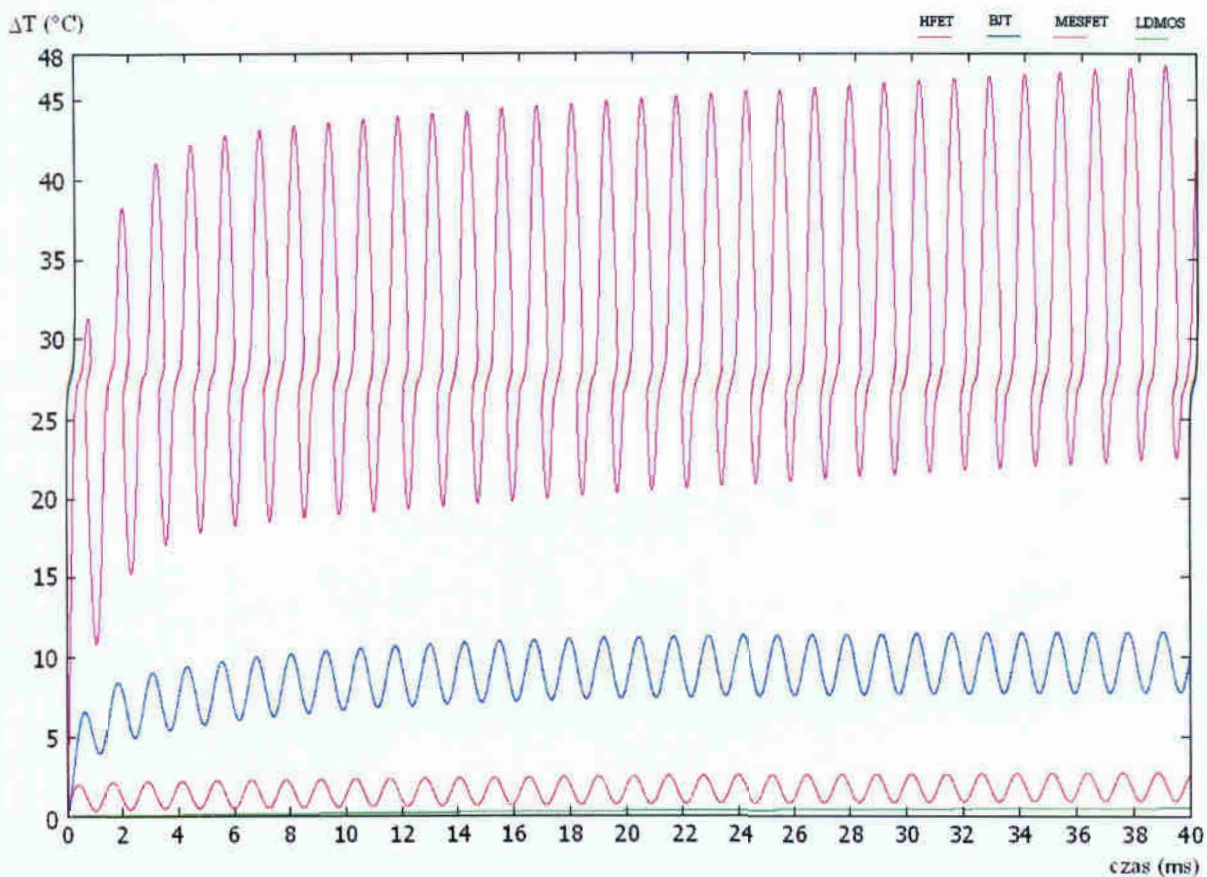
$$P_{ON}=1W$$

$$T=1.24ms$$



Rys. 52 Kształt przebiegu mocy

Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystorów za pomocą algorytmów SARA:



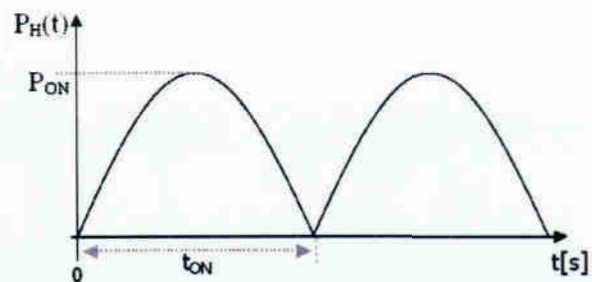
Rys. 53 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystorów HFET, MESFET, LDMOS i BJT przy pobudzeniu przebiegiem mocy podanym na rys. 52

Przykład 7

Kształt oraz założone parametry przebiegu mocy:

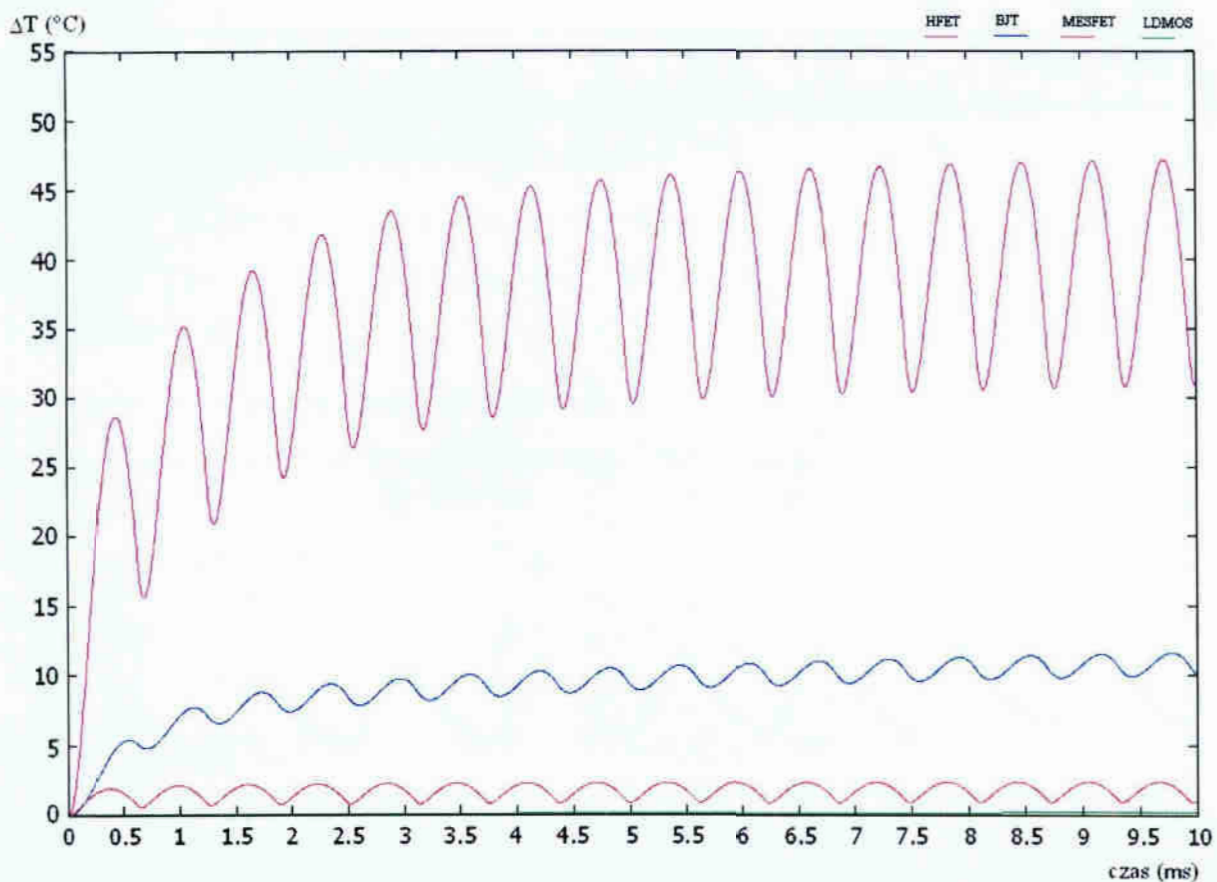
$$P_{ON}=1W$$

$$t_{ON}=620\mu s$$



Rys. 54 Kształt przebiegu mocy

Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystorów za pomocą algorytmów SARA:



Rys. 55 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystorów HFET, MESFET, LDMOS i BJT przy pobudzeniu przebiegiem mocy podanym na rys. 54

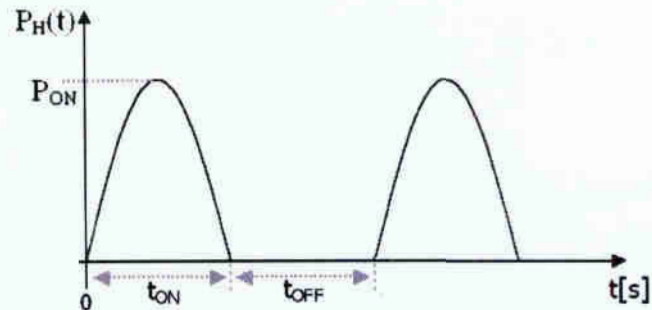
Przykład 8

Kształt oraz założone parametry przebiegu mocy:

$$P_{ON}=1W$$

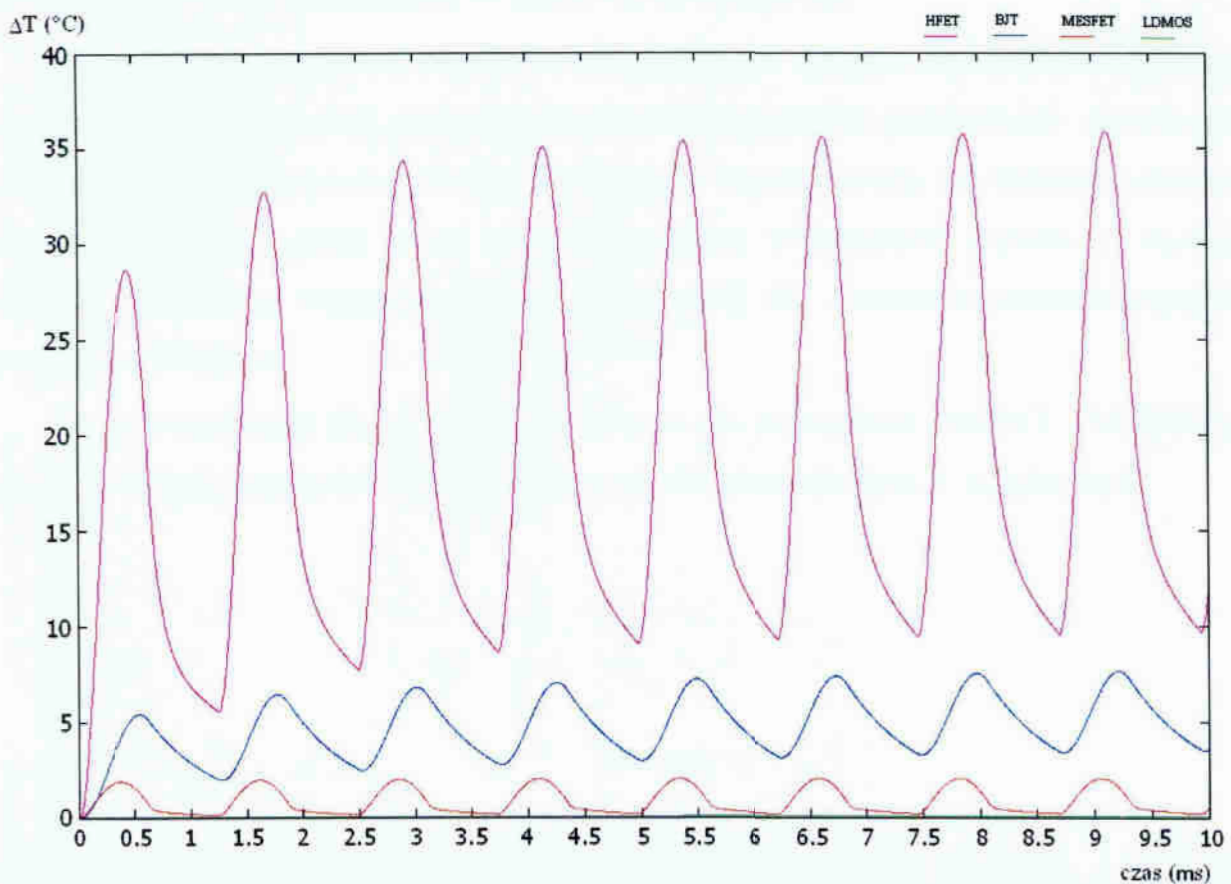
$$t_{ON}=620\mu s$$

$$t_{OFF}=620\mu s$$



Rys. 56 Kształt przebiegu mocy

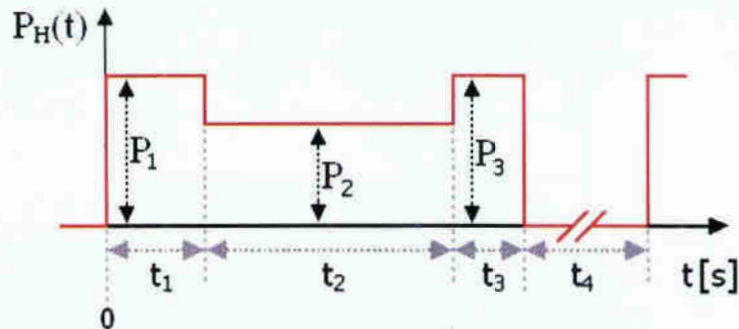
Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystorów za pomocą algorytmów SARA:



Rys. 57 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystorów HFET, MESFET, LDMOS i BJT przy pobudzeniu przebiegiem mocy podanym na rys. 56

7.2.4 Przykładowe wyniki etap - III

W trzeciej części wyników zamieszczono przebiegi temperatury wnętrza tranzystora przy pobudzeniu impulsem mocy wykorzystywanym w rzeczywistych wzmacniaczach mocy [16, 48]. Kształt impulsu mocy zamieszczono na rysunku 58.



Rys. 58 Kształt przebiegu wraz z parametrami charakteryzującymi impuls mocy $P_H(t)$

Symulacje przeprowadzono dla tranzystorów mikrofalowych typu: BJT, LDMOS, HFET i MESFET. Założone wartości współczynników K_i oraz τ_i opisu analitycznego $Z_{thj-s}(t)$ uzyskano w oparciu o dane pomiarowe $Z_{thj-s}(t)$ dla odpowiednich typów tranzystorów. Dane umieszczono w tabeli 7.3 na stronie 90.

Przykłady zamieszczone poniżej zrealizowano dla różnych ustawień parametrów charakteryzujących kształt mocy grzewczej. We wszystkich przypadkach dążono do znalezienia jak najlepszych ustawień parametrów impulsu mocy, dla którego wahania temperatury w przedziale czasu t_2 są najmniejsze. Wypełnienie impulsu ($t_1+t_2+t_3$) oraz okres impulsu mocy ($t_1+t_2+t_3+t_4$) był stały dla wszystkich prezentowanych poniżej przykładów.

Wyniki symulacji zaprezentowano jedynie dla tranzystora MESFET (FLC097W). Dla pozostałych tranzystorów przykładowe wyniki zamieszczono w załączniku C.

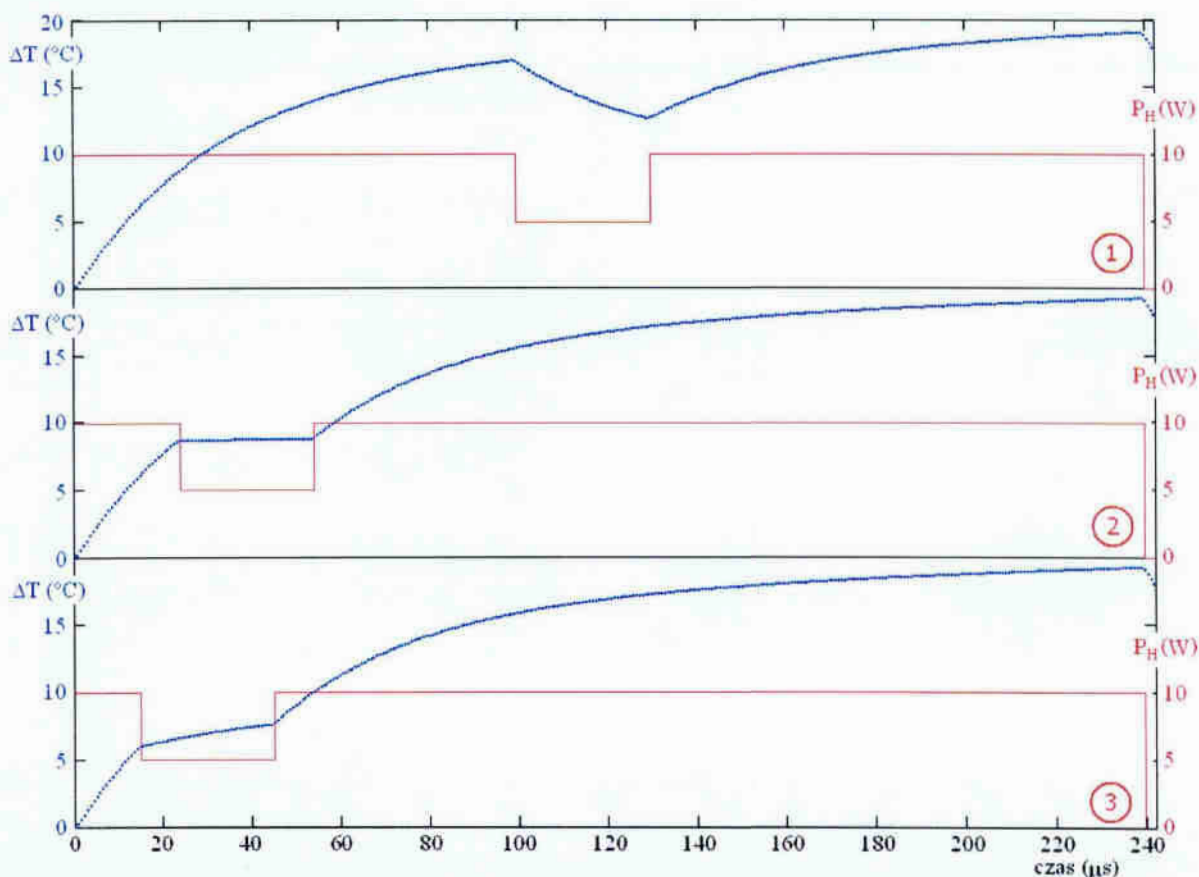
Przykład 9

Dla różnych wartości t_1 impulsu mocy $P_H(t)$ z rysunku 58, ustalenie minimalnej wartości skoku temperatury wnętrza tranzystora dla przedziału czasu t_2 impulsu mocy. Założone parametry impulsu mocy zamieszczono w tabeli 7.5.

Tabela 7.5 Parametry impulsu mocy

	$P_H(t) - 1$	$P_H(t) - 2$	$P_H(t) - 3$
P_1	10W		
t_1	100 μ s	24 μ s	15 μ s
P_2	5 W		
t_2	30 μ s		
P_3	10 W		
t_3	110 μ s	186 μ s	195 μ s
t_4	5.76ms		

Impulsy mocy $P_H(t)$ wraz z obliczonymi przebiegami przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA:



Rys. 59 Krzywa nagrzewania tranzystora MESFET (kolor niebieski) wraz z przebiegiem mocy grzewczej (kolor czerwony) dla różnych wartości parametru t_1 impulsu mocy $P_H(t)$

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr1 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 4.35°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr2 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 0.08°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr3 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 1.69°C

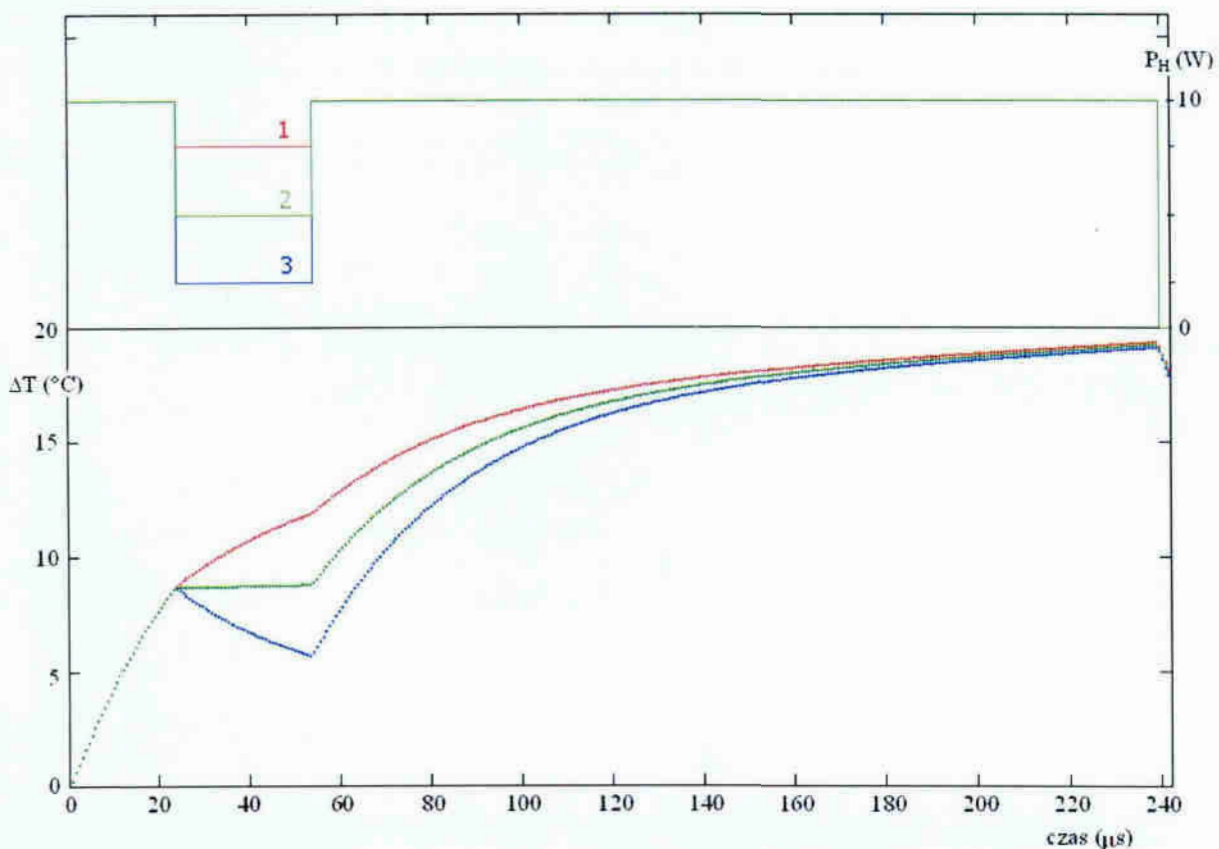
Przykład 10

Dla różnych wartości P_2 impulsu mocy $P_H(t)$ z rysunku 58, ustalenie minimalnej wartości skoku temperatury wnętrza tranzystora dla przedziału czasu t_2 impulsu mocy. Założone parametry impulsu mocy zamieszczono w tabeli 7.6.

Tabela 7.6 Parametry impulsu mocy

	$P_H(t) - 1$	$P_H(t) - 2$	$P_H(t) - 3$
P_1	10W		
t_1	24 μ s		
P_2	8W	5W	2W
t_2	30 μ s		
P_3	10W		
t_3	186 μ s		
t_4	5.76ms		

Impulsy mocy $P_H(t)$ wraz z obliczonymi przebiegami przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA:



Rys. 60 Krzywa nagrzewania tranzystora MESFET wraz z przebiegiem mocy grzewczej dla różnych wartości mocy impulsu $P_H(t)$

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr1 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 3.2°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr2 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 0.08°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr3 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 2.96°C

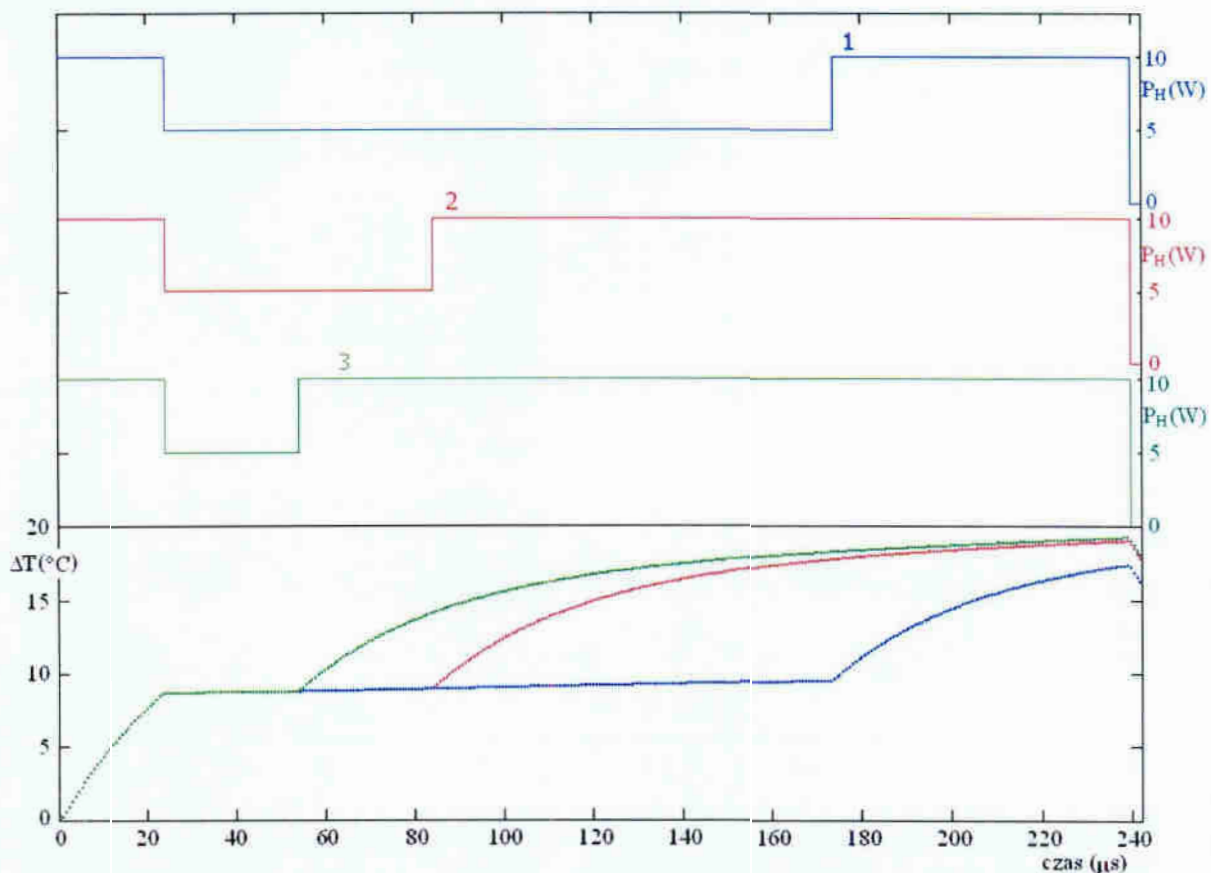
Przykład 11

Dla różnych wartości t_2 impulsu mocy $P_H(t)$ z rysunku 58, ustalenie minimalnej wartości skoku temperatury wnętrza tranzystora dla przedziału czasu t_2 impulsu mocy. Założone parametry impulsu mocy zamieszczono w tabeli 7.7.

Tabela 7.7 Parametry impulsu mocy

	$P_H(t) - 1$	$P_H(t) - 2$	$P_H(t) - 3$
P_1	10W		
t_1	24 μ s		
P_2	5W		
t_2	150 μ s	60 μ s	30 μ s
P_3	10W		
t_3	66 μ s	156 μ s	186 μ s
t_4	5.76ms		

Impulsy mocy $P_H(t)$ wraz z obliczonymi przebiegami przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA:



Rys. 61 Krzywa nagrzewania tranzystora MESFET wraz z przebiegiem mocy grzewczej dla różnych wartości parametru t_2 impulsu mocy $P_H(t)$

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr1 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 0.83°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr2 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 0.26°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr3 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 0.08°C

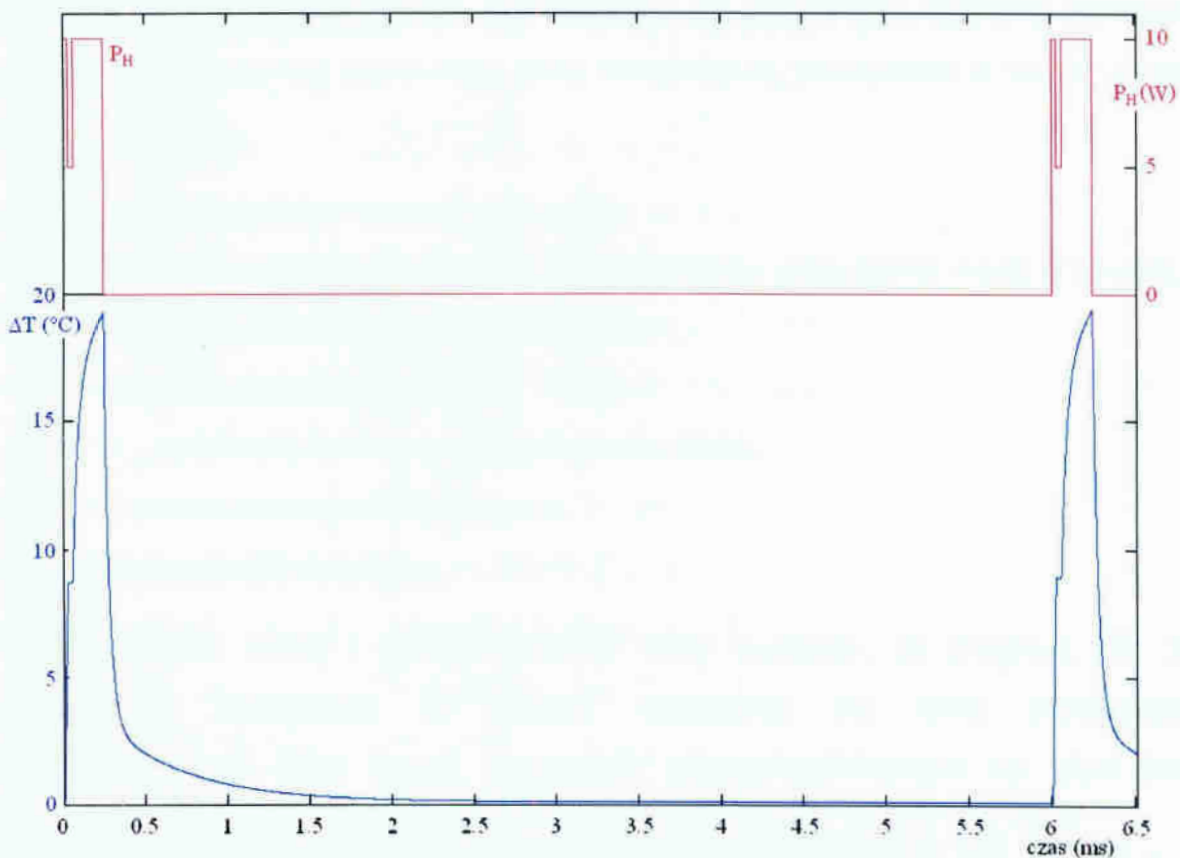
Przykład 12

Weryfikacja założonego czasu studzenia t_4 impulsu mocy $P_H(t)$ z rysunku 58 dla najlepszych wartości impulsu mocy zamieszczonych w tabeli 7.8.

Tabela 7.8 Parametry impulsu mocy

	$P_H(t)$
P_1	10W
t_1	24 μ s
P_2	5W
t_2	30 μ s
P_3	10W
t_3	186 μ s
t_4	5.76ms

Impuls mocy $P_H(t)$ wraz z obliczonym przebiegiem przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA:



Rys. 62 Krzywa nagrzewania tranzystora MESFET wraz z przebiegiem mocy grzewczej $P_H(t)$

7.3 Wnioski

Na podstawie przeprowadzonych symulacji i testów wynika, że założony model termiczny tranzystora o parametrach skupionych pozwala na wyznaczenie przebiegu przyrostu temperatury $T_j(t)$ tranzystorów mikrofalowych dla dowolnego kształtu pobudzenia mocą grzewczą.

Program nie wymaga szczegółowych danych od producenta o parametrach materiałowych czy geometrycznych tranzystorów, jakie należałoby posiadać przy obliczaniu $\Delta T_j(t)$ tranzystora za pomocą równania przewodnictwa ciepła R.P.C.. Właściwości zastosowanych algorytmów SARA do wyznaczania przyrostu temperatury zapewniają dokładność i stabilność numeryczną obliczeń. Mały stopień złożoności numerycznej przekłada się na szybkość działania programu i jego nieduże wymagania sprzętowe.

W rozdziale pokazano symulacje mające na celu znalezienie jak najlepszych ustawień parametrów charakteryzujących impuls mocy grzewczej, dla którego wahania temperatury są najmniejsze w określonym przedziale czasu (czas trwania impulsu AC). Otrzymane wyniki potwierdziły, że poprawnie dobrane parametry impulsu mocy grzewczej zapewniają stałą temperaturę tranzystora w czasie trwania impulsu AC.

Do głównych zalet programu zaliczamy:

1. możliwość definiowania własnego kształtu pobudzenia mocą grzewczą,
2. archiwizowanie wyników obliczeń,
3. intuicyjna obsługa,
4. stabilność numeryczna algorytmów SARA,
5. małe wymagania sprzętowe,
6. szybkość obliczeń.

Wymienione zalety i przeprowadzone testy wykazały, że program ten jest uniwersalnym narzędziem do analizy termicznej nie tylko tranzystorów mikrofalowych, ale także innych elementów półprzewodnikowych np. diod dużej mocy.

8. Weryfikacja skupionego modelu termicznego tranzystorów

8.1 Zasady i warunki przeprowadzanego testu

W niniejszym rozdziale przedstawiono test wiarygodności otrzymywanych przebiegów przyrostu temperatury $T_j(t)$ tranzystora wyznaczanych za pomocą programu opisanego w rozdziale 7.

Idea testu polega na porównaniu przebiegu przyrostu temperatury $T_j(t)$ wyznaczonej z pomocą algorytmów SARA z przebiegiem przyrostu temperatury $T_j(t)$ zarejestrowanym w czasie pomiaru dla identycznego pobudzenia impulsem mocy. Do testu wybrano po jednym tranzystorze danego typu tj. HFET, LDMOS i MESFET różniące się mocą dopuszczalną.

System pomiarowy został ustawiony na rejestrację przejściowej charakterystyki chłodzenia ze względu na duże zróżnicowanie typów tranzystorów oraz dużą dokładność rejestrowanych krzywych termicznych. Dlatego przy weryfikacji porównywano krzywe studzenia. Test przeprowadzono dla impulsu mocy o kształcie prostokątnym. Wybór kształtu impulsu pobudzającego podyktowany był łatwością wygenerowania i dużą powtarzalnością przy wykorzystaniu miernika PIT.

W programie do obliczenia przebiegu temperatury $\Delta T_j(t)$ wykorzystano 4 pary wyliczonych współczynników K_i oraz τ_i , dla danego typu tranzystora. W tabeli 7.3 na stronie 90 znajdują się wartości współczynników wykorzystywanych przy algorytmach SARA dla tranzystorów MESFET, HFET, LDMOS.

W prezentowanych przykładach zamieszczono informacje o kształcie impulsu pobudzającego oraz w tabeli podano częstotliwość rejestracji krzywej pomiarowej, krok symulacji i wartości poszczególnych współczynników wyznaczanych przez algorytm SARA. Częstotliwość rejestracji krzywej pomiarowej oraz krok przyjęty do symulacji zamieszczono poniżej w tabeli 8.1, a obliczone wartości współczynników algorytmów SARA podano w tabeli 8.2 dla odpowiednich tranzystorów. Oznaczenie na rysunkach „pomiar” odnosi się do krzywej pomiarowej natomiast oznaczenie „symulacja 1” do krzywej otrzymanej za pomocą algorytmów SARA.

Tabela 8.1 Częstotliwość rejestracji krzywej pomiarowej f_M oraz krok w symulacji h

Tranzystor	f_M [kHz]	h [s]
MESFET FLC097W	1000	4×10^{-7}
HFET SHF0289	1000	4×10^{-7}
LDMOS PTF10122 - v01	10	6×10^{-4}
LDMOS PTF10122 - v02	10	2×10^{-3}

Tabela 8.2 Obliczone wartości współczynników algorytmów SARA

MESFET FLC097W	$A_0(1)=0.010050269$	$A_1(1)=0.0100082179$	$\Phi(1)=0.987500$
	$A_0(2)=0.000350586$	$A_1(2)=0.0003504929$	$\Phi(2)=0.999200$
	$A_0(3)=8.272678078 \times 10^{-6}$	$A_1(3)=8.272659602 \times 10^{-6}$	$\Phi(3)=0.999993$
	$A_0(4)=1.864847972 \times 10^{-7}$	$A_1(4)=1.864847899 \times 10^{-7}$	$\Phi(4)=0.999999$
HFET SHF0289	$A_0(1)=0.000744207$	$A_1(1)=0.0007432158$	$\Phi(1)=0.996007$
	$A_0(2)=0.000115915$	$A_1(2)=0.0001159056$	$\Phi(2)=0.999750$
	$A_0(3)=2.6210907 \times 10^{-6}$	$A_1(3)=2.6210880 \times 10^{-6}$	$\Phi(3)=0.999996$
	$A_0(4)=5.187367063 \times 10^{-8}$	$A_1(4)=5.187367010 \times 10^{-8}$	$\Phi(4)=0.999999$
LDMOS PTF10122 - v01	$A_0(1)=0.004347918$	$A_1(1)=0.0043352514$	$\Phi(1)=0.991285$
	$A_0(2)=0.001245825$	$A_1(2)=0.0012453714$	$\Phi(2)=0.998906$
	$A_0(3)=0.000673085$	$A_1(3)=0.0006730305$	$\Phi(3)=0.999755$
	$A_0(4)=0.000219593$	$A_1(4)=0.0002195889$	$\Phi(4)=0.999942$
LDMOS PTF10122 - v02	$A_0(1)=0.021488483$	$A_1(1)=0.0211772602$	$\Phi(1)=0.957180$
	$A_0(2)=0.006220053$	$A_1(2)=0.0062087211$	$\Phi(2)=0.994544$
	$A_0(3)=0.003364331$	$A_1(3)=0.0033629626$	$\Phi(3)=0.998780$
	$A_0(4)=0.001097881$	$A_1(4)=0.0010977762$	$\Phi(4)=0.999712$

8.2 Przykładowe wyniki

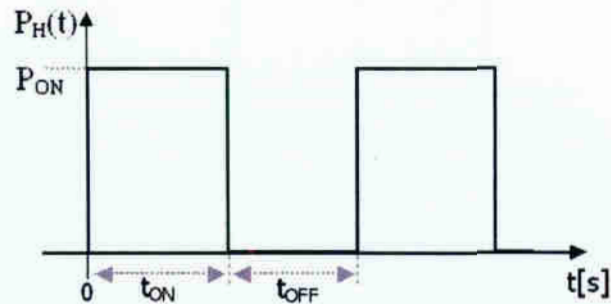
Tranzystor HFET

Kształt oraz założone parametry przebiegu mocy:

$$P_{ON}=0.23W$$

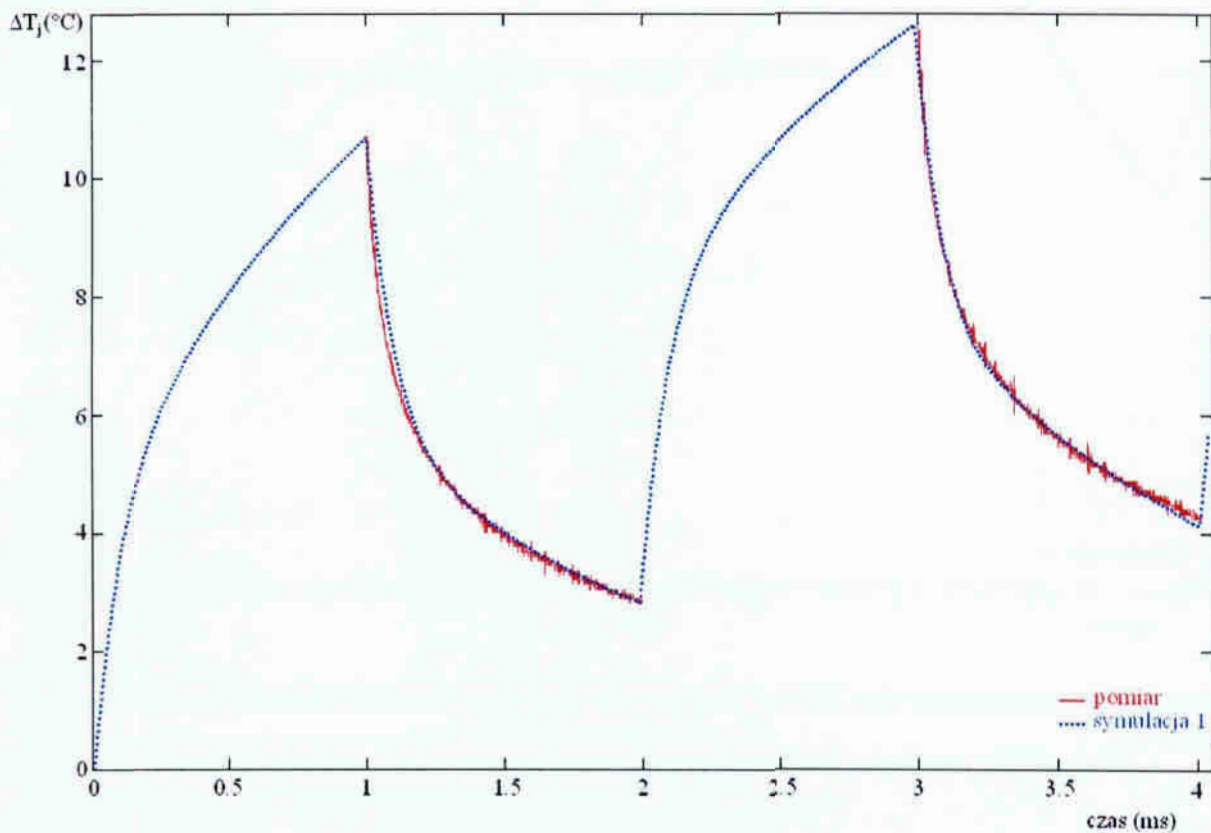
$$t_{ON}=1ms$$

$$t_{OFF}=1ms$$



Rys. 63 Kształt przebiegu mocy

Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA oraz pomierzony:



Rys.64 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora HFET przy pobudzeniu przebiegami mocy podanymi na rys. 63

Krzywa czerwona – krzywa pomiarowa, krzywą niebieską – krzywa obliczona

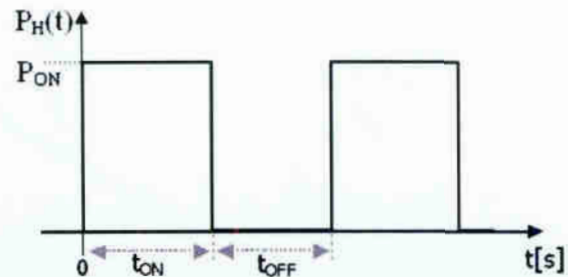
Tranzystor LDMOS

Kształt oraz założone parametry przebiegu mocy:

$$P_{ON}=6W$$

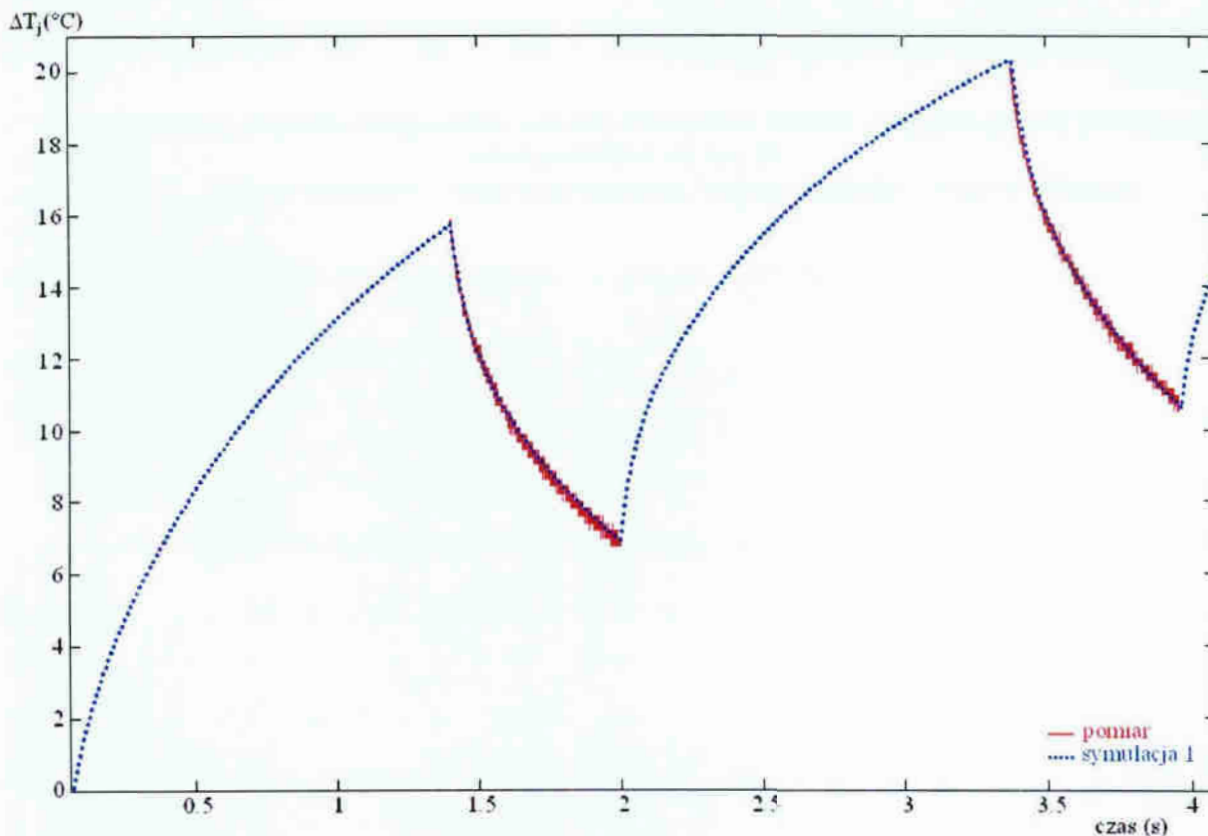
$$t_{ON}=1.401s$$

$$t_{OFF}=0.6s$$



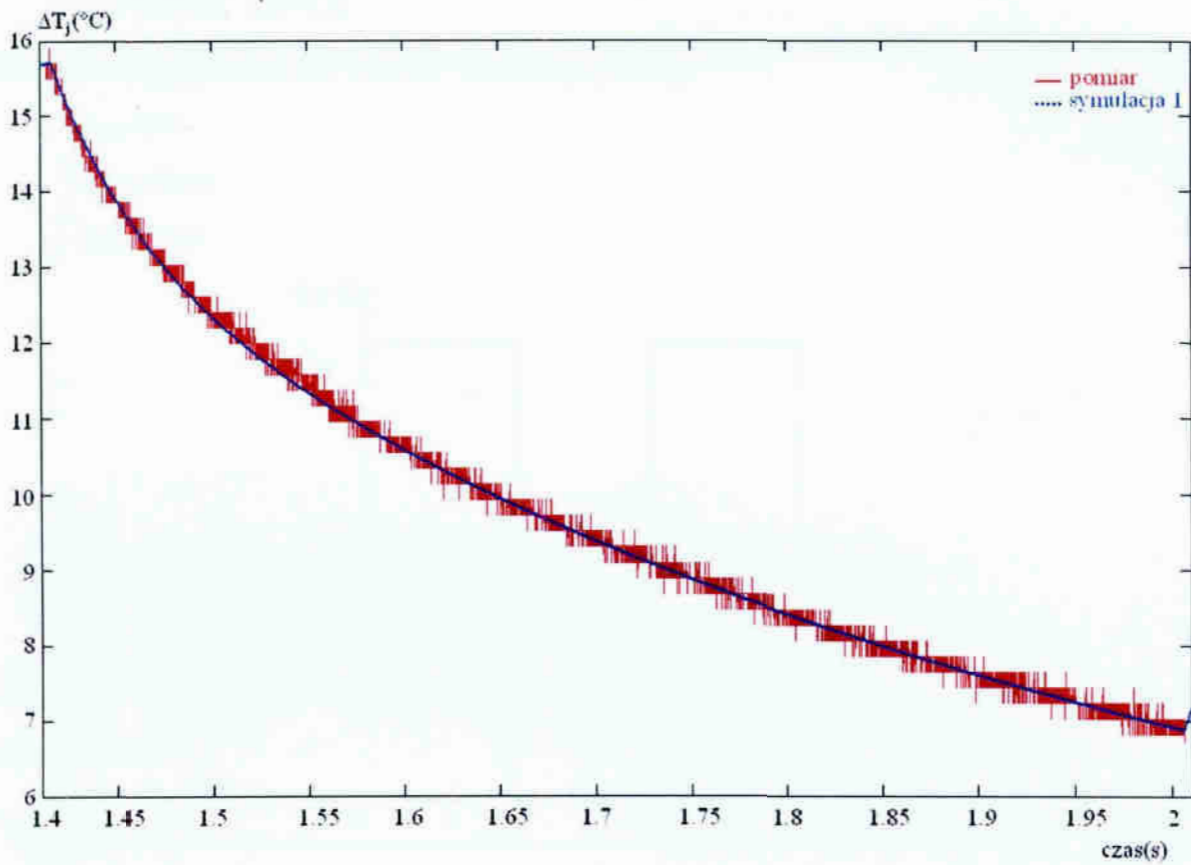
Rys. 65 Kształt przebiegu mocy

Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA oraz pomierzony:



Rys. 66 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora LDMOS przy pobudzeniu przebiegami mocy podanymi na rys. 65.

Krzywa czerwona – krzywa pomiarowa, krzywą niebieską – krzywa obliczona



Rys.67 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora MESFET przy pobudzeniu przebiegami mocy podanymi na rys. 65
 Krzywa czerwona – krzywa pomiarowa, krzywą niebieską – krzywa obliczona

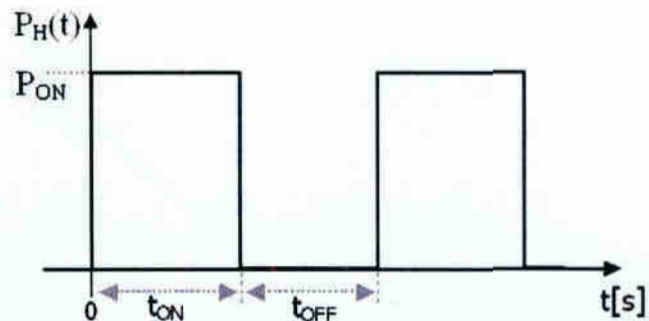
Tranzystor LDMOS

Kształt oraz założone parametry przebiegu mocy:

$$P_{ON}=6W$$

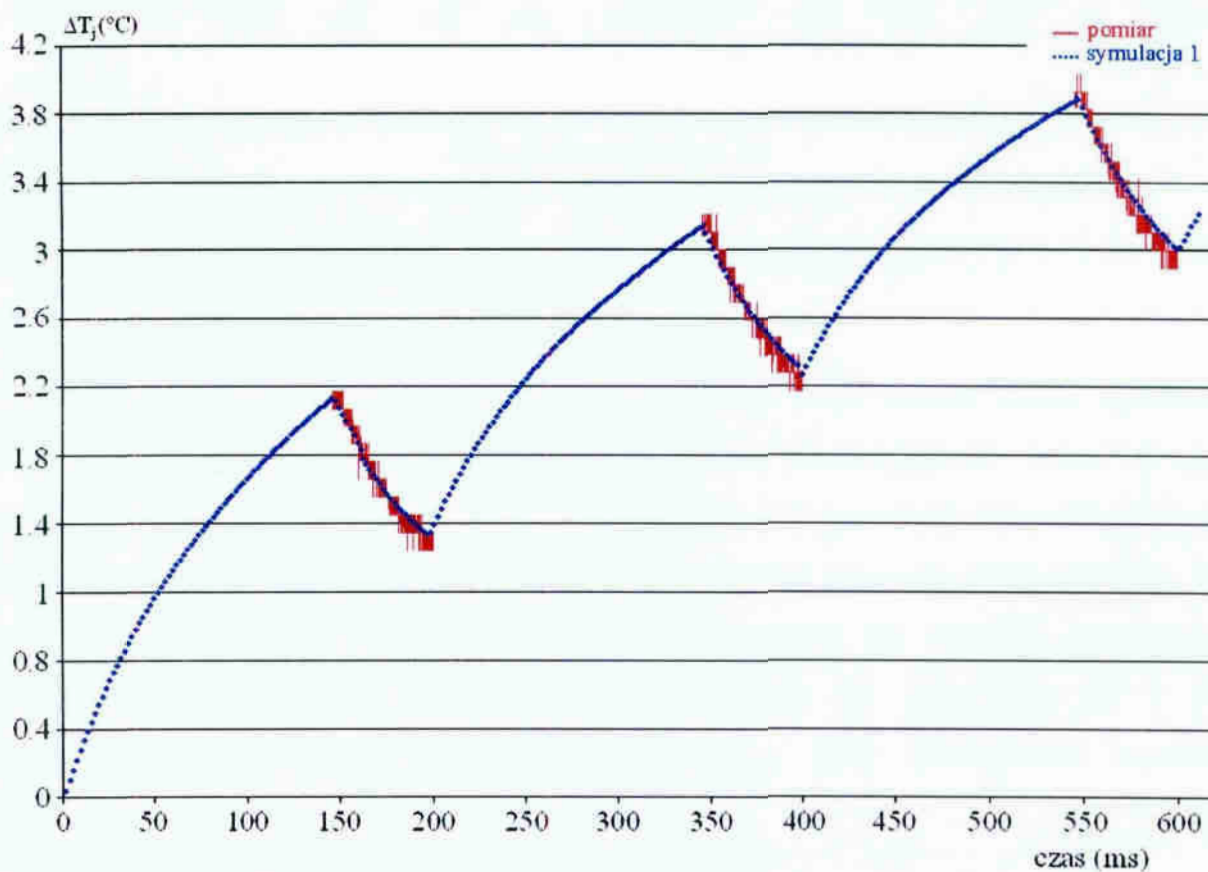
$$t_{ON}=140ms$$

$$t_{OFF}=60ms$$



Rys. 68 Kształt przebiegu mocy

Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA oraz pomierzony:



Rys.69 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora LDMOS przy pobudzeniu przebiegami mocy podanymi na rys. 68

Krzywa czerwona – krzywa pomiarowa, krzywą niebieską – krzywa obliczona

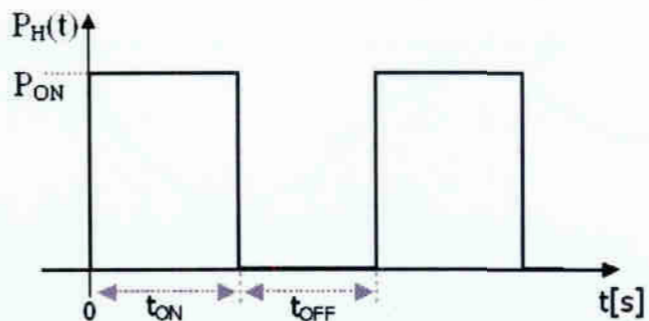
Tranzystor MESFET

Kształt oraz założone parametry przebiegu mocy:

$$P_{ON}=1.9W$$

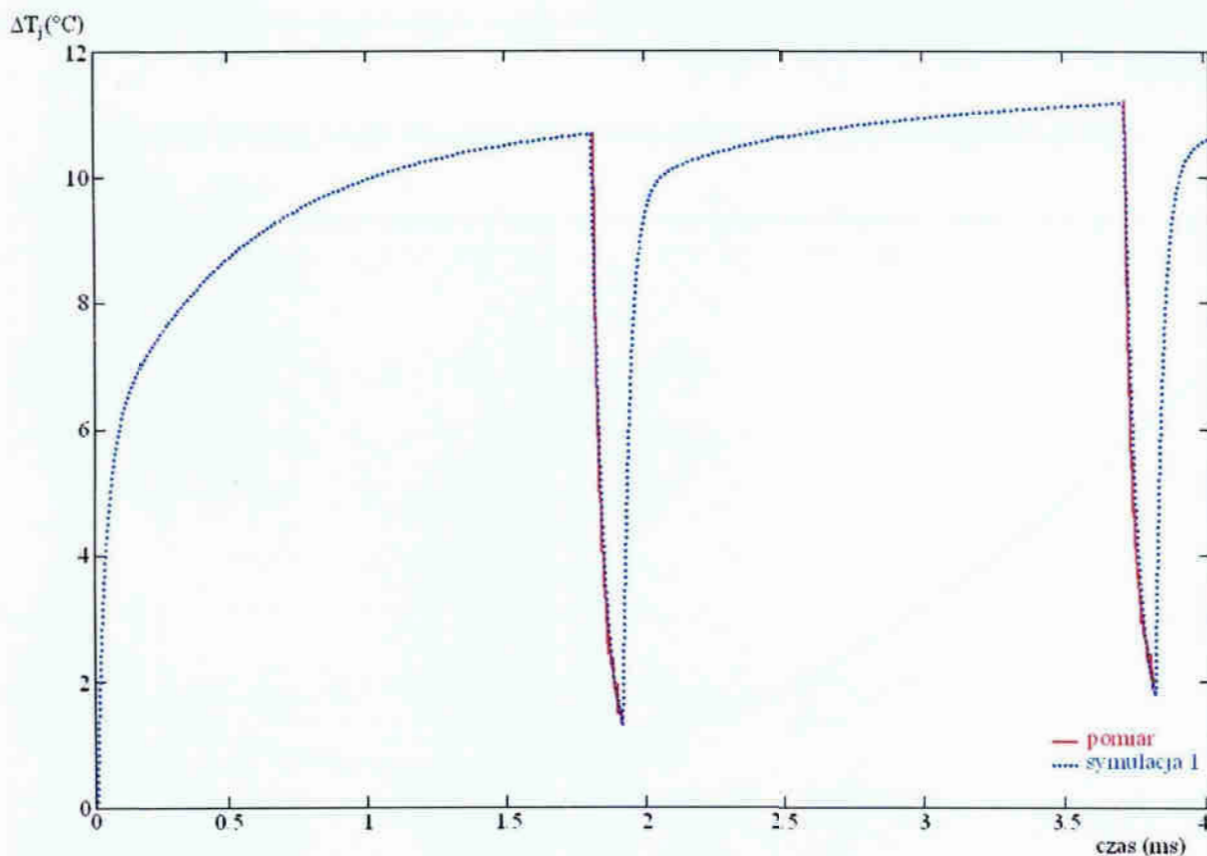
$$t_{ON}=1.8ms$$

$$t_{OFF}=0.1ms$$



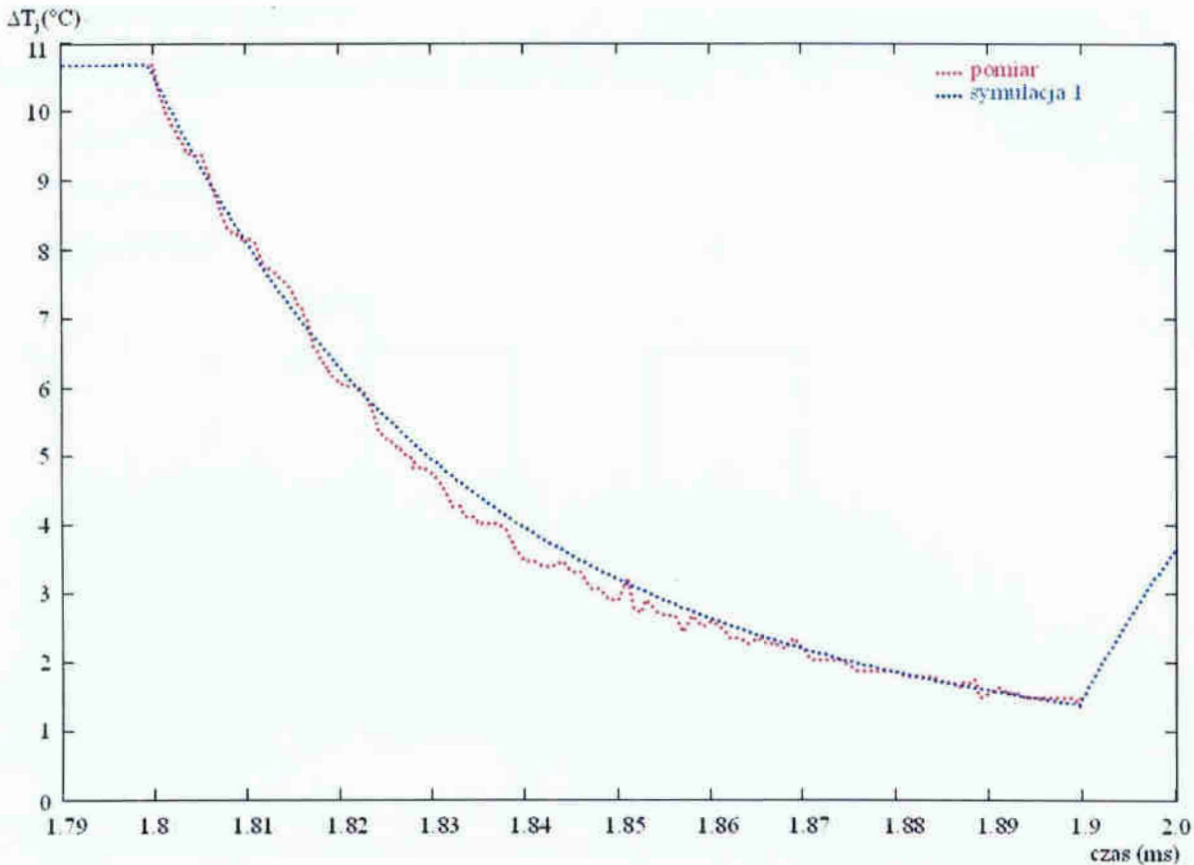
Rys. 70 Kształt przebiegu mocy

Obliczony przebieg przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA oraz pomierzony:



Rys.71 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora MESFET przy pobudzeniu przebiegami mocy podanymi na rys. 70

Krzywa czerwona – krzywa pomiarowa, krzywą niebieską – krzywa obliczona

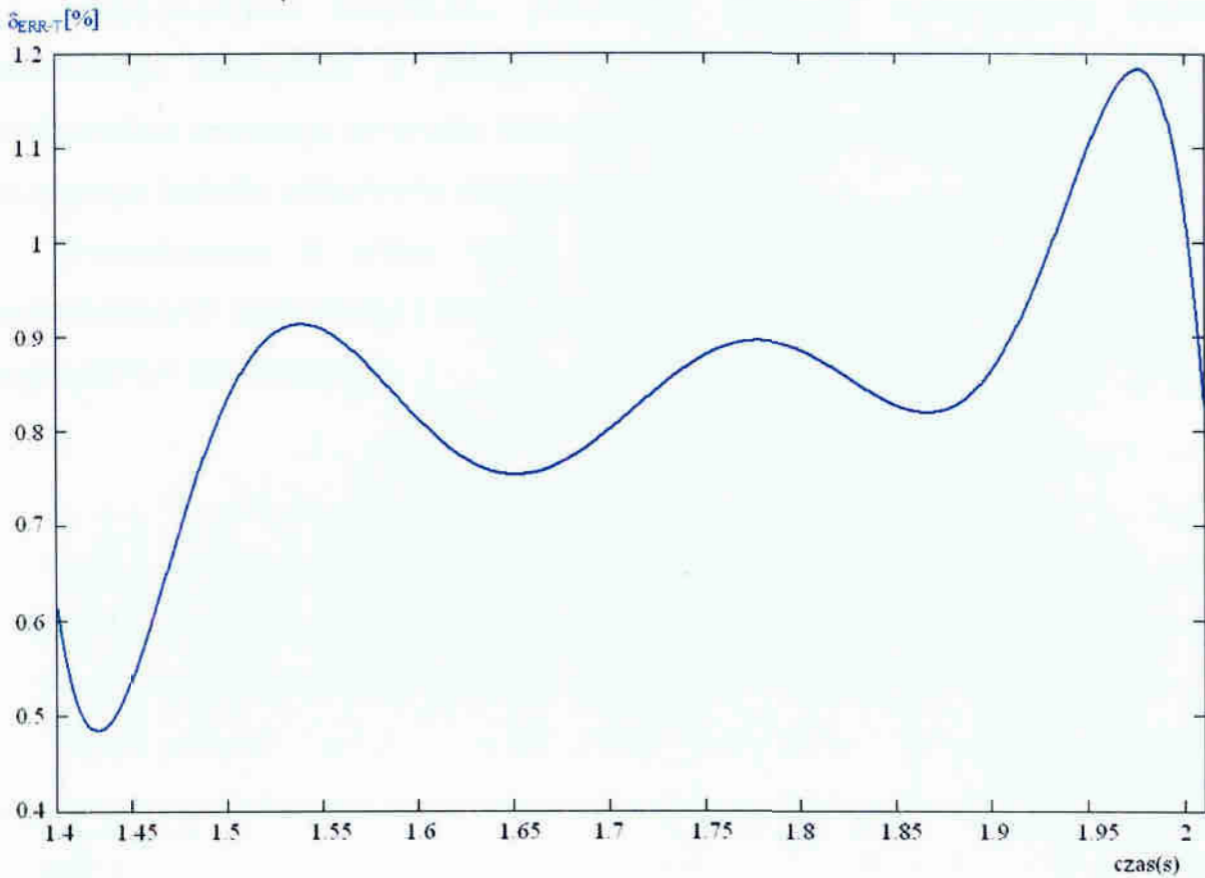


Rys.72 Przebieg przyrostu temperatury wnętrza tranzystora MESFET przy pobudzeniu przebiegami mocy podanymi na rys. 70
 Krzywa czerwona – krzywa pomiarowa, krzywą niebieską – krzywą obliczoną

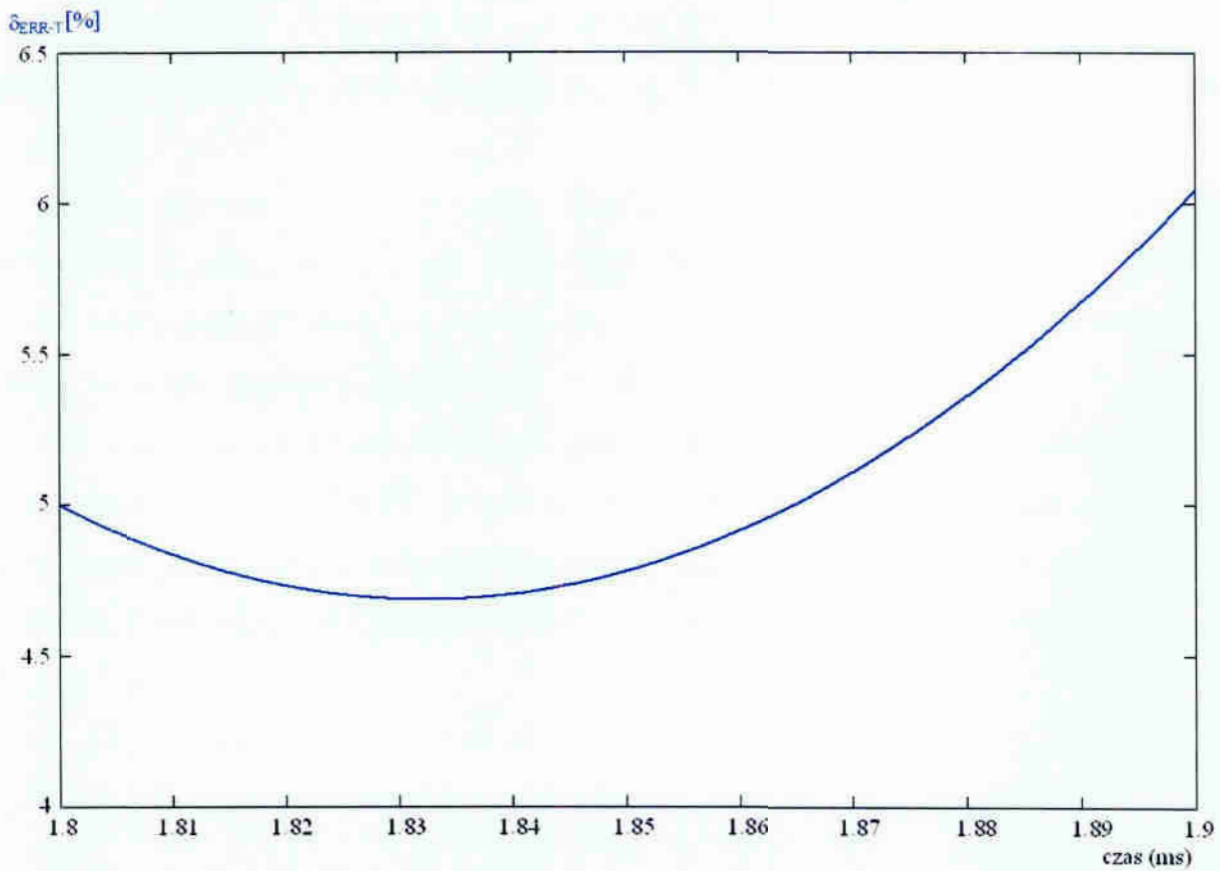
8.3 Wnioski

Uzyskane w drodze symulacji krzywe termiczne mają bardzo dobrą zgodność dopasowania do krzywych pomiarowych mimo wykorzystania tylko 4 par współczynników K_j i τ_j . Otrzymane krzywe termiczne z symulacji nie odbiegają od krzywych pomiarowych pod względem kształtu i wartości przyrostu temperatury.

Przebieg błędu dopasowania krzywej symulacyjnej do krzywej pomiarowej wyznaczono dla dwóch przykładów zamieszczonych na rysunkach 67 i 72. Wyznaczone krzywe błędów dopasowania δ_{ERR-T} były poddawane operacji matematycznej aproksymacji.



Rys. 73 Przebieg błędu dopasowania dla krzywych z rysunku 67 (tranzystor LDMOS)



Rys. 74 Przebieg błędu dopasowania dla krzywych z rysunku 72 (tranzystor MESFET)

Przeprowadzona weryfikacja potwierdza słuszność wykorzystania modelu termicznego tranzystora o parametrach skupionych do wyznaczenia z dużą dokładnością przebiegu przyrostu temperatury $T_j(t)$ tranzystorów mikrofalowych dla dowolnego kształtu pobudzenia mocą grzewczą.

Prezentowane w pracy wyniki potwierdziły wiarygodność i skuteczność wykorzystanych algorytmów i opracowanego programu do obliczania przyrostu $T_j(t)$ tranzystorów mikrofalowych.

9. Podsumowanie

Głównym celem rozprawy było stworzenie zestawu narzędzi umożliwiających wyznaczanie czasowych przebiegów temperatury wnętrza tranzystorów mikrofalowych w warunkach szybkich zmian mocy w funkcji czasu. Cel według autora został osiągnięty.

Rezultaty badań potwierdziły słuszność wykorzystania modelu termicznego tranzystora mikrofalowego o parametrach skupionych do wyznaczenia z dużą dokładnością przyrostu temperatury $T_j(t)$ dla tranzystorów mikrofalowych przy dowolnym pobudzeniu mocą grzewczą. Dodatkowym aspektem pracy są zbiory wyników parametrów przejściowej impedancji termicznej $Z_{thj-s}(t)$, które są istotnym uzupełnieniem informacji o modelach termicznych tranzystorów mikrofalowych dostępnych w literaturze.

Przedstawiony sposób modelowania przyrostów temperatury wnętrza tranzystora w czasie pracy impulsowej nie wymaga rozwiązania równania R.P.C. ani znajomości parametrów niezbędnych w równaniu R.P.C. tj. stałych materiałowych i wymiarów geometrycznych tranzystora. W prezentowanej rozprawie parametry modelu skupionego tranzystora wyznaczane są na drodze pomiaru, model ten opisuje rzeczywiste warunki pracy tranzystora, a nie wyidealizowane warunki pracy elementu.

Wykorzystane do wyznaczania czasowych przebiegów temperatury wnętrza tranzystorów mikrofalowych dla dowolnego pobudzenia mocą grzewczą algorytmy SARA zapewniają stabilność i dokładność obliczeń numerycznych przy zapewnieniu dużej szybkości działania programu.

Dzięki programowi do obliczania przyrostów $T_j(t)$ tranzystorów mikrofalowych i oprogramowaniu GEN-IKT powstało skuteczne narzędzie nie tylko do analizy termicznej tranzystorów mikrofalowych, ale także do projektowania wzmacniaczy mikrofalowych zasilanym impulsowo pod kątem zapewnienia jak największej stałości funkcji transmitancji.

10. Literatura

- [1] R. Anholt, S. Swifhum "Experimental Investigation of the Temperature Dependence of GaAs FET Equivalent Circuit", IEEE Trans. Electron Devices, vol.39, Sept. 1992, pp. 2029-2035
- [2] R. Anhot, J. Pence "Check Accuracy of Temperature-Dependent Equivalent Circuits", Microwaves and RF, Sept. 1993 pp. 91-100
- [3] W. Batty, C. E. Christoffersen, A.J. Panks, S. David, Ch.M. Snowden, M.B. Steer „Electrothermal CAD of power devices and circuits with fully physical time-dependent compact thermal modeling of complex nonlinear 3-D systems“, IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS AND PACKAGING TECHNOLOGIES, Vol. 24, No. 4, Dec. 2001, pp. 566-590
- [4] P. Bura, D. Gelerman, P. Ntake „Power Amplifier for Microwave Digital Radios with Inherent Phase Compensation“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, Las Vegas, NV, June 9-11,1987, pp. 479-481
- [5] M. Carmona, S. Marco, J. Palacin, J. Samitier "A time-domain method for the analysis of thermal impedance response preserving the convolution form", IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS AND PACKAGING TECHNOLOGY, vol. 22, No. 2, June 1999, pp. 238-244
- [6] H.F. Cooke „Microwave transistors: theory and desing“, PROCEEDINGS OF THE IEEE, Vol. 59, No. 8, AUGUST 1971, pp. 1163-1181
- [7] A. Cooper, Y. Yin, M.L. Balzan, A.E. Geissberger „Microwave characterization of a resistive-gate MESFET oscillator“, IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS, Vol. 10, No. 11, Nov. 1989, pp. 493-495
- [8] W.R. Curtice "A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits", IEEE Trans. MTT, vol. 28, Dec. 1980, pp. 448-456
- [9] W.R. Curtis, A. Pla, D. Bridges, T. Liang, E. Eshumate „A new dynamic electro-thermal nonlinear model for silicon RF LD MOS FET's“, IEEE MTT-S Digest 1995
- [10] R. Domański, M. Jaworski, M. Rebow „Thermodynamics, Heat-Flow“, LUXUS Warszawa 1995
- [11] J.L. Eaves, E.K. Reedy „Principles of Modern Radar“, New Jork, Van Nostrand Reinhold 1987
- [12] K. Ebihara, H. Takahashi, Y. Tateno, T. Igarash and J. Fukaya „L-Band 100-WATTs Push-Pull GaAs Power FET“, 1998 IEEE MTT-S Digest
- [13] D.B. Estreich „A dc technique for determining GaAs MESFET thermal resistance“, IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS HYBRIDS AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, Vol. 12, No. 4, Dec. 1989, pp. 675-679
- [14] T.S. Fisher, C.T. Avedisian, J.P. Krusius „Transient thermal response due to periodic heating on a convectively cooled substrate“ – IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY-PART B, Vol. 19, No. 1, FEB 1996, pp. 255-262

- [15] R.M. Fox, S.G. Lee, D.T. Zweidinger „The effects of BJT self-heating on circuit behavior”, *Solid State Circuits, IEEE Journal of* vol. 28, no. 6, pp. 678-685
- [16] R. Gaska, A. Osinsky, J. W. Yang, and M. S. Shur „Self-heating in high-power AlGaIn-GaN HFET's”, *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, Vol. 19, No. 3, MARCH 1998, pp. 89-91
- [17] J.M. Golio „Microwave MESFET's and HEMT's”, Artech House 1991
- [18] D. Gryglewski „Minimalizacja zmian transmitancji mikrofalowych impulsowanych wzmacniaczy mocy klasy A”, Politechnika Warszawska, Wydział Elektroniki i Technik Informacyjnych, W-wa 2001
- [19] D. Hill, T.S. Kim, H. Darrell „28-V low thermal impedance HBT with 20-W CW output power”, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 45, No. 12, Dec. 1997, pp. 342-346
- [20] J.P Holman „Heat Transfer”, McGraw-Hill, London 1992
- [21] T. Hopkins, R. Tiziani „Transient thermal impedance considerations in power semiconductor applications”, SGS-THOMSON Microelectronics, 1989, IEEE, pp. 89-97
- [22] T. Hopkins, C. Cognetti, R. Tiziani „Designing with thermal impedance”, *Semiconductor Thermal and Temperature Measurement Symposium, SEMI-THERM IV*, 10-12 Feb 1988, pp. 55-61
- [23] P.M. Igit, P.A. Mawby, M.S. Towers and S. Batcup „Thermal model of power semiconductor devices for electro-thermal circuit simulations”, *INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROELECTRONICS*, Vol 1, 12-15 MAY 2002, pp. 171-174
- [24] K. Inoue, K. Ebihara, H. Haematsu, T. Igarashi, H. Takahashi, J. Fukaya „A 240 W Push-Pull GaAs Power FET for W-CDMA Base Station”, 2000 IEEE MTT-S Digest, pp.1719–1722
- [25] Z. Jakopovic „Computer controlled measurement of power MOSFET transient thermal response”, 1992, *IEEE Trans. On MTT*, pp. 1026-1032
- [26] W. Janke „Zjawiska termiczne w elementach i układach półprzewodnikowych”, WNT, Warszawa 1992
- [27] W. Janke, W. Pietrenko „Quick and Accurate Evaluation of Temperature Transients in Electronic Devices Based on Thermal Impedance Data”, *The International Seminar Thermic'2000* October 3-5, Zakopane 2000, pp. 8-13
- [28] W. Janke „Warunki stabilności algorytmów symulacji stanów przejściowych w dziedzinie czasu”, raport naukowy Politechniki Koszalińskiej WEI-KSE, Koszalin 2005
- [29] T. Kacprzak, A. Materka „Compact dc Model of GaAs FET's for Large Signal Computer Calculation”, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. S.C.-18, April. 1983, pp. 211-213
- [30] J. Klamka „Heterozłączone przyrządy półprzewodnikowe na zakres mikrofal i fal milimetrowych”, WMH, Warszawa 2002

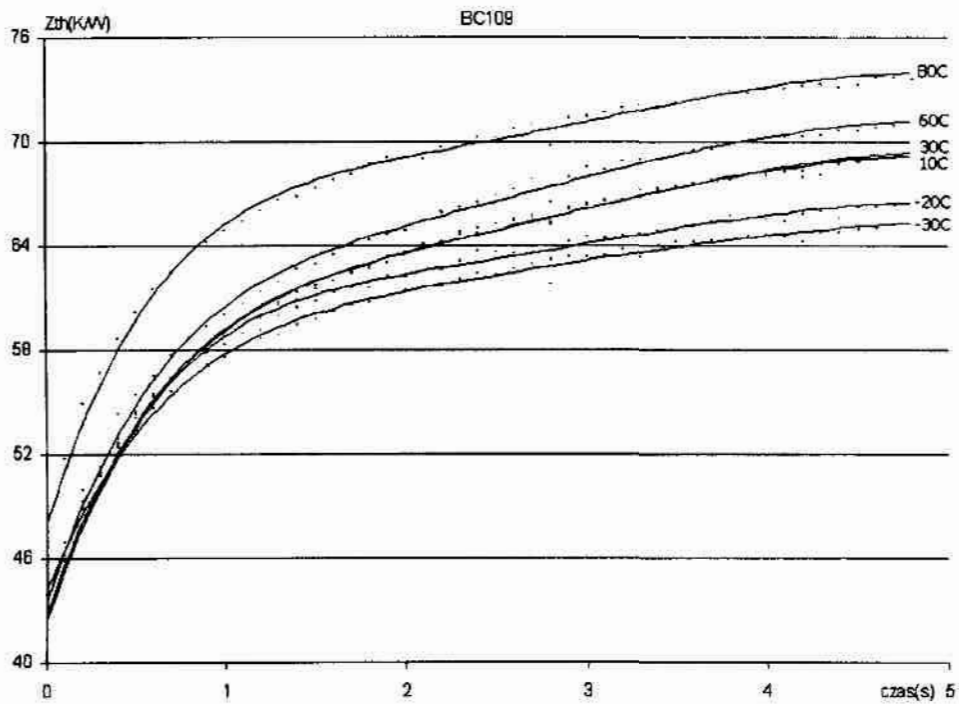
- [31] S.M. Lardizabal, A.S. Fernandez, P. Dunleavy „Temperature-dependent modeling of Gallium Arsenide MESFET's”, IEEE Trans. On MTT, vol. 44, No. 3, March 1996, pp. 357-363
- [32] J. Laskar, J. Kruse, M. Feng “Cryogenic small-signal model for 0.55 μ m gate length iron - implanted GaAs MESFET's”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 2, no.6, June 1992 pp. 242-244.
- [33] R.W. Lewis, F. Morgan, B.A. Schrefler „Numerical Methods in Heat Transfer”, John Wiley & Sons, New York 1998
- [34] C.A. Liechti, R.B. Larrick “Performance of GaAs MESFET's at Low Temperatures”, IEEE Trans. MTT, vol. 24, Dec. 1976, pp. 376-381
- [35] R.D. Linsted, R.J. Surty „Steady-State Junction Temperatures of Semiconductor Chips”, IEE Trans. On Electron Devices, vol. ED-19, January 1972, pp. 41-44
- [36] D. Lovelace, J. Costa, N. Camilleri „Extracting small-signal model parameters of silicon MOSFET transistors”, IEEE MTT-S Digest 1994, pp. 865-868
- [37] A. McCamant, G. McCormack, D. Smith “An Improved GaAs MESFET Model for Spice”, IEEE Trans. MTT, vol. 38, June 1990, pp. 822-824
- [38] R. Michnowski „Model elektro-termiczny tranzystora LDMOSFET”, Politechnika Warszawska, Wydział Elektroniki i Technik Informacyjnych, W-wa 2005
- [39] R. Michnowski, W. Wojtasiak „The Electro-Thermal model of High Power LDMOS transistor”, 11th GaAs Symposium EUMC, Munich 2003, pp. 243-246
- [40] J.W. Motto, W.H. Karstaedt, J.M. Sherbondy, S.G. Leslie, J. Motto, W. Karstaedt „Electro-thermal modeling of multi-megawatt power electronic applications using PSPICE”, Industry Applications Conference IEEE, Vol. 2, 12-15 Oct. 1998, pp. 982-990
- [41] T. B. Nishimura, N. Iwata, G. Hau „Wide-Band CDMA Highly-Efficient Heterojunction FET over Wide Range Output Power with DC-DC Converter”, 1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1091 - 1094
- [42] M. Oleksy „Identyfikacja parametrów krzywych w analitycznym opisie przejściowej impedancji termicznej”, OWD'2004-Wisła, 16-19 October 2004, str. 285-290
- [43] D. Pavlidis „HBT vs. PHEMT vs. MESFET: What's best and why”, Compound Semiconductor, vol. 5, no. 5, pp. 56-59, 1999
- [44] M. Rencz, G. Farkas, V. Szekely, A. Poppe, B. Courtois „Thermal qualification of 3D stacked die packages”, 2004 Electronics Packaging Technology Conference, pp. 30-35
- [45] N. Rinaldi „On the modeling of the transient thermal behavior of semiconductor devices”, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, Vol. 48, No. 12, Dec. 2001, pp. 2796-2802
- [46] G.L. Skibinski, W.A. Sethares „Thermal parameters estimation using recursive identification”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, Vol. 6, No. 2, April 1991, pp. 228-239

- [47] J.W. Smuk; M.G. Stubbs, J. Wight "S-Parameter Characterisation and Modelling of Three-Terminal Semiconductive Devices at Cryogenic Temperatures", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 2, no.3, March 1992, pp.111-113
- [48] J.W. Sofia „Analysis of thermal transient data with synthesized dynamic models for semiconductor devices”, IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY-PART A, VOI., 18, NO. I, MARCH 1995, pp. 39-47
- [49] B. Staniszewski „Wymiana ciepła - podstawy teoretyczne”, PWN, Warszawa 1979
- [50] H. Statz, P. Newman, I. Smith, R. Purcel, H. Haus "GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-34, 1987, pp. 160-169
- [51] V. Szekely, M. Rencz, B. Courtois „Thermal transient testing of packages without a tester” IEEE/CPMT ELECTRONICS PACKAGING TECHNOLOGIES CONFERENCE, 8-10 Dec. 1998, pp. 236-239
- [52] V. Szekely, M. Rencz, A. Poppe, B. Courtois „New hardware tools for the thermal transient testing of packages”, Electronics Packaging Technology Conference, 5-7 Dec. 2000, pp. 46-52
- [53] V. Szekely, S. Torok, E. Nikodemusz, G. Farkas, M. Rencz „Measurement and evaluation of thermal transients”, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, vol. 1, May 21-23 2001, pp. 210-215
- [54] V. Szekely, M. Rencz, A. Poppe, B. Courtois „New way for thermal transient testing”, 5th IEEE SEMI-THERM Symposium, 9-11 March 1999, pp. 182-188
- [55] V. Szekely, M. Rencz „Increasing the Accuracy of Thermal Transient Measurements”, IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS AND PACKAGING TECHNOLOGIES, Vol. 25, No. 4, DECEMBER 2002, pp. 539 - 546
- [56] Y. Tateno, H. Takahashi, T. Igarashi and J. Fukaya „A 150 W E-mode GaAs Power FET with 35% PAE for W-CDMA Base Station”, 1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1087-1090
- [57] J.L.B. Walker „High- Power GaAs FET Amplifiers”, editor Artech House, Inc. 1993
- [58] S. Wienerb "Low-Noise Cooled GaAs FET Amplifiers", IEEE Trans. MTT, vol. 28, Dec. 1980, pp. 1041-1054
- [59] W. Wojtasiak „The electro-thermal modeling of high power microwave FET and its applications”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji 2005, zeszyt 51, str. 85-104
- [60] W. Wojtasiak, D. Gryglewski, E. Sędek „The 100W Class a Power Amplifier for L-Band T/R Module”, XIII Int. Microwave Conf.on Microwave & Radar, MIKON-2000, Wrocław, 22-24, pp. 675-677
- [61] W. Wojtasiak, D. Gryglewski, T. Morawski, L. Szugajew „High Power Noise Sources for L and S Band”, Inter. Conf. On Microwave and Radar, MIKON - 98, Kraków, May 20-22, vol.1, pp. 54-58

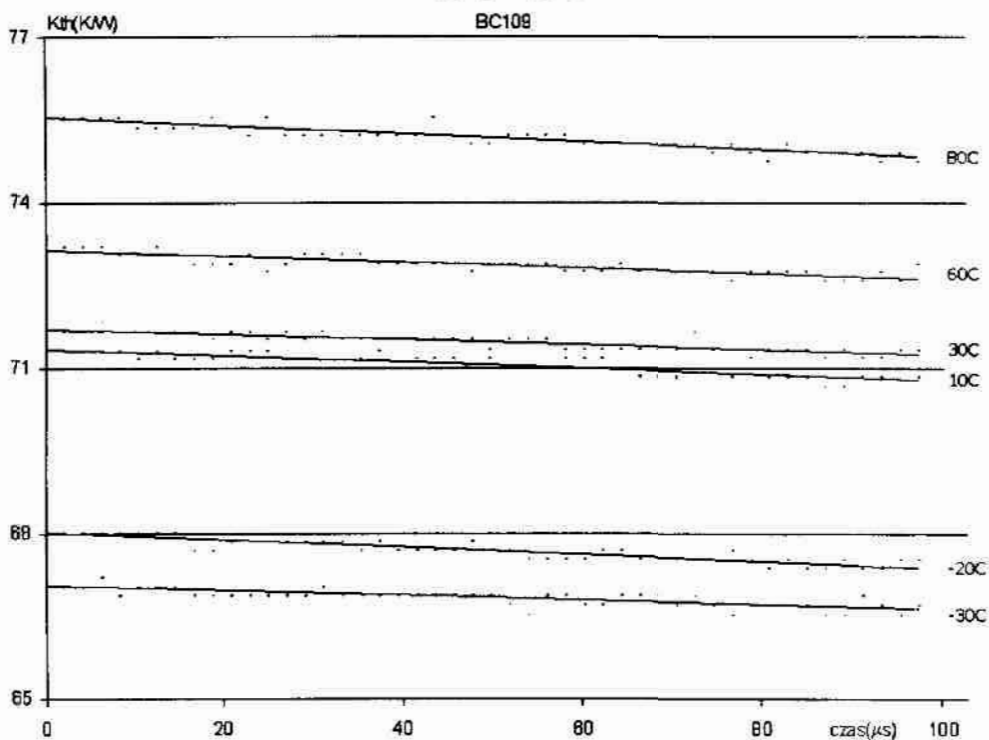
- [62] W. Wojtasiak, D. Gryglewski, S. Żygadło, A. Rutkowski „High Power Amplifiers for L-Band Transmitter with AM Modulation”, Inter. Conf. On Microwave and Radar, MIKON - 98, Kraków, May 20-22, vol.1, pp. 49-53
- [63] W. Wojtasiak, D. Gryglewski, T. Morawski, E. Sędek „Designing T/R module for active phased array radar”, International Conference on Microwaves Radar and Wireless Communications, MIKON - 2002, Gdańsk, May 20-22, vol.2, pp. 631-364
- [64] W. Wojtasiak, D. Gryglewski „Temperature-dependent of high power MESFET using thermal FDTD method”, IEEE MTT-S Digest, International Microwave Symposium Digest, Phoenix, Arizona, 2001, May 20-25, vol.1, pp. 411-414
- [65] Ce-Jun Wei, Y. Tkachenko, D. Bartle „An accurate large-signal model of GaAs MESFET which accounts for charge conservation, dispersion, and self-heating”, IEEE Trans. MTT, 1998, Nov. vol.46, pp. 1638-1644
- [66] Y. Yang, J. Yang, B. Kim „Accurate RF large-signal model of LD MOSFET's including self-heating effect”, IEEE Trans. MTT, 2001, Feb. vol.49, pp. 387-390
- [67] D.T. Zweidinger, R.M. Fox, J.S. Brodsky, T. Jung, S.G. Lee „Thermal impedance extraction for bipolar transistors”, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, Vol. 43, No. 2, Feb. 1996, pp. 342-346
- [68] Materiały techniczne firmy IXYS RF „Thermal resistance and power dissipation”, 2003
- [69] Department of defense MIL-STD-750D „Test method standard semiconductor devices”, 28 Feb 1995
- [70] Materiały techniczne Philips Semiconductors „Thermal considerations”, May 1999, Chapter 5
- [71] Materiały techniczne firmy MicReD „Properties of the structure function and its use for structure identification and for compact model generation”, 2000
- [72] Materiały techniczne firmy Meta-Software „JFET and MESFET - models”, Chapter 14 - Elements and Device Models, Feb 1996
- [73] Materiały techniczne Hewlett- Packard „High-Frequency Transistor Primer”, 1998
- [74] Materiały techniczne firmy Fujitsu „High-Power GaAs FET Device Bias Considerations”, 2000
- [75] Katalog SGS-THOMSON „RF and Microwave Power Transistors”, 1995
- [76] Katalog PHILIPS „Microwave Power Transistors”, 1997
- [77] Katalog tranzystorów firmy NEC - strona internetowa: www.cel.com
- [78] Katalog tranzystorów firmy FUJITSU 1997

11. Załącznik - A

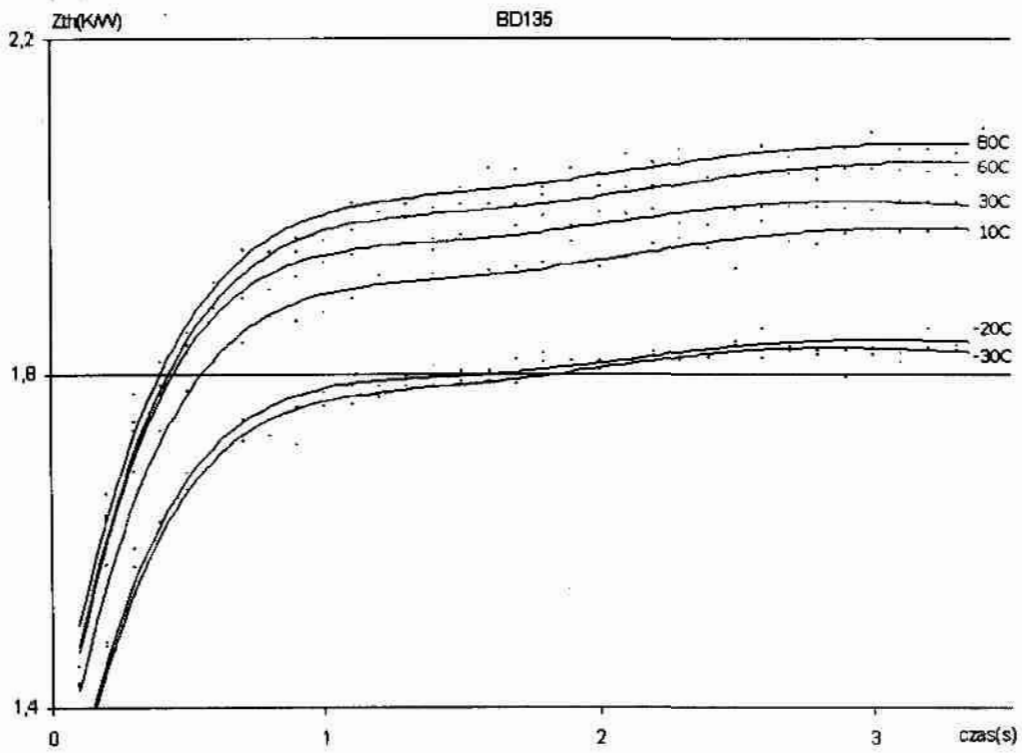
Przykładowe krzywe nagrzewania i krzywe studzenia dla tranzystorów w.cz. i m.cz.



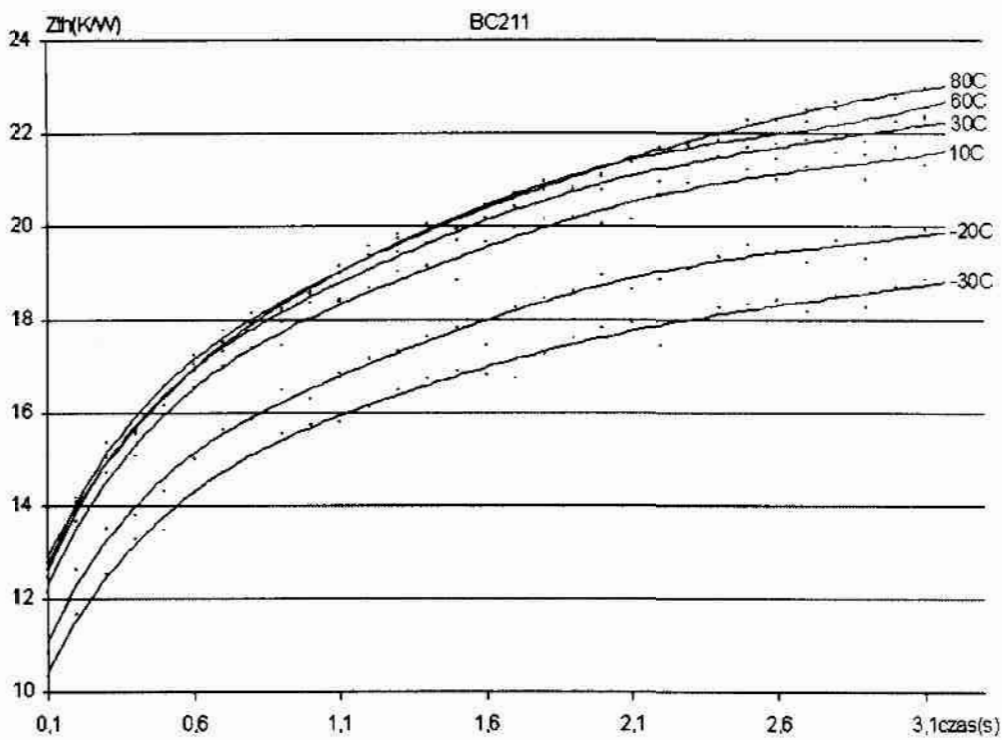
Rys. A.1 Krzywa grzania (metoda impulsowa) tranzystora BC109-BJT dla temperatur otoczenia $-30^{\circ}\text{C} \div 80^{\circ}\text{C}$



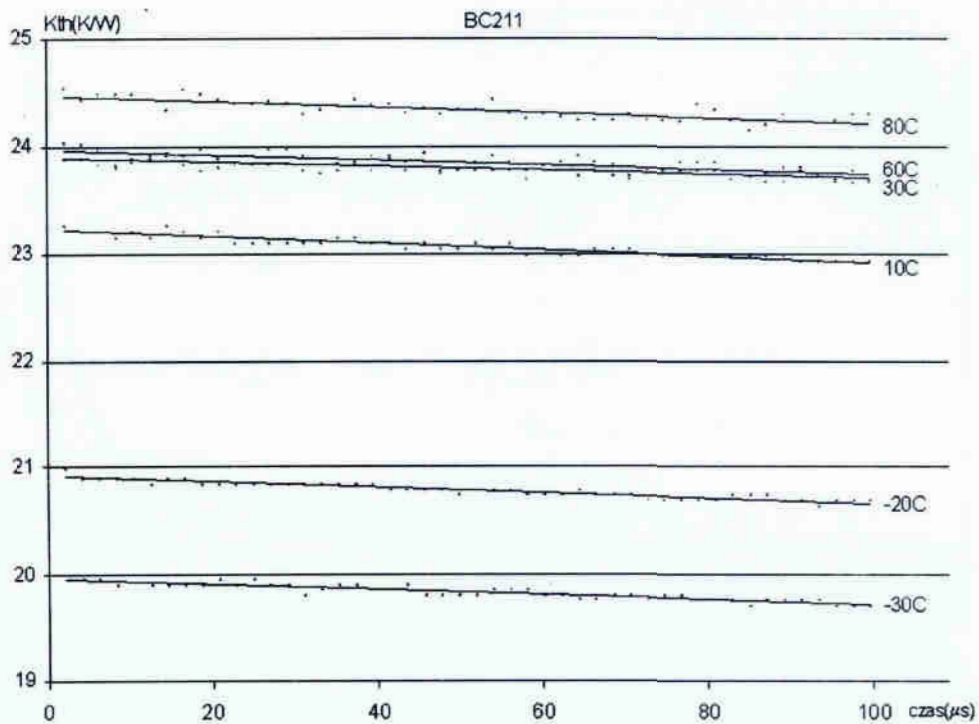
Rys. A.2 Krzywa studzenia tranzystora BC109-BJT dla temperatur otoczenia $-30^{\circ}\text{C} \div 80^{\circ}\text{C}$



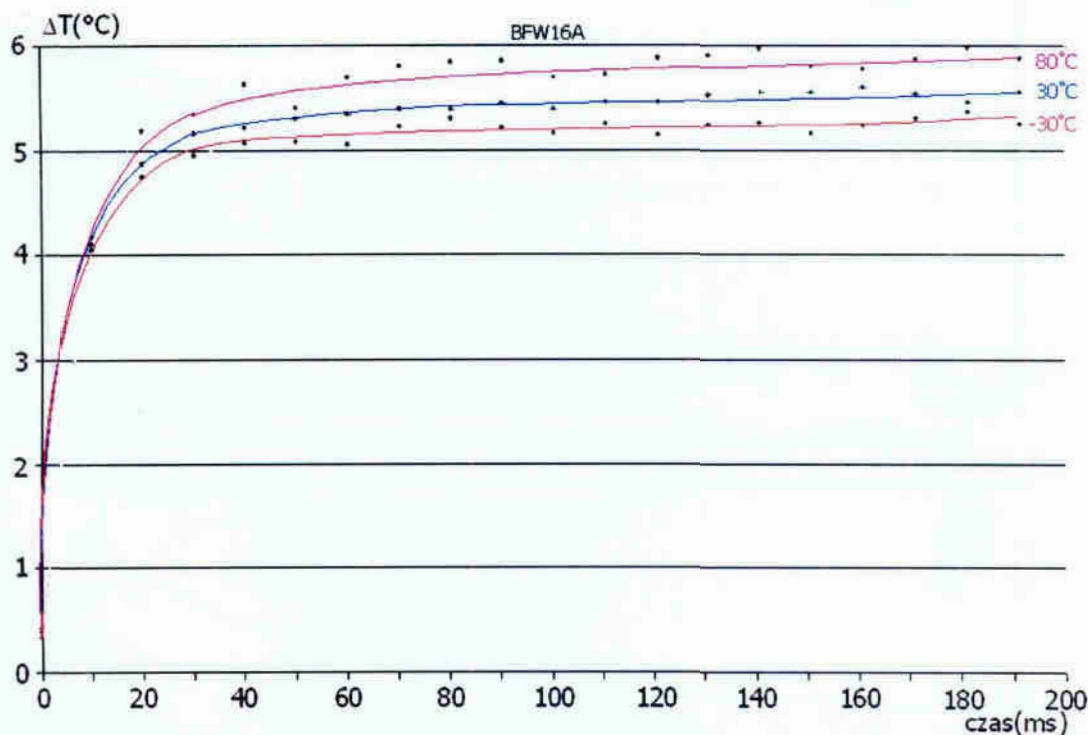
Rys. A.3 Krzywa grzania (metoda impulsowa) tranzystora BD135-BJT dla temperatur otoczenia $-30^{\circ}\text{C} \div 80^{\circ}\text{C}$



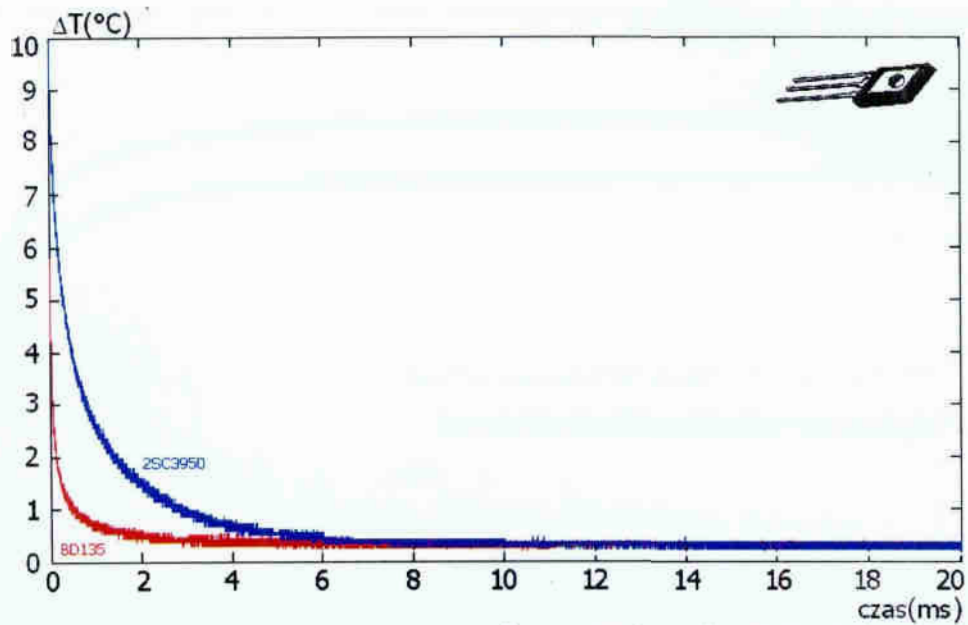
Rys. A.4 Krzywa grzania (metoda impulsowa) tranzystora BC211-BJT dla temperatur otoczenia $-30^{\circ}\text{C} \div 80^{\circ}\text{C}$



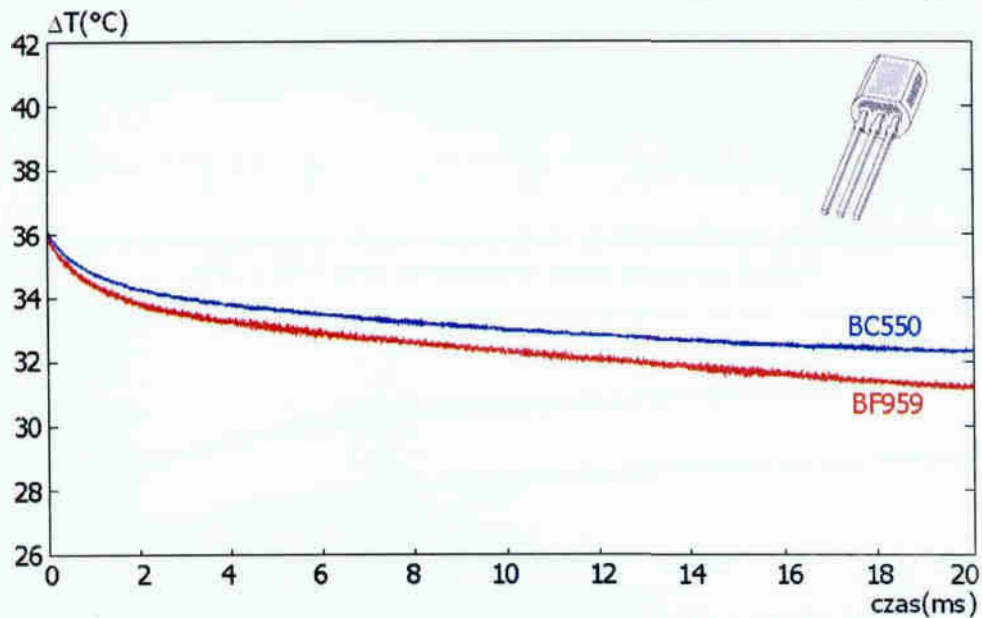
Rys. A.5 Krzywa studzenia tranzystora BC211-BJT dla temperatur otoczenia $-30^{\circ}\text{C} \div 80^{\circ}\text{C}$



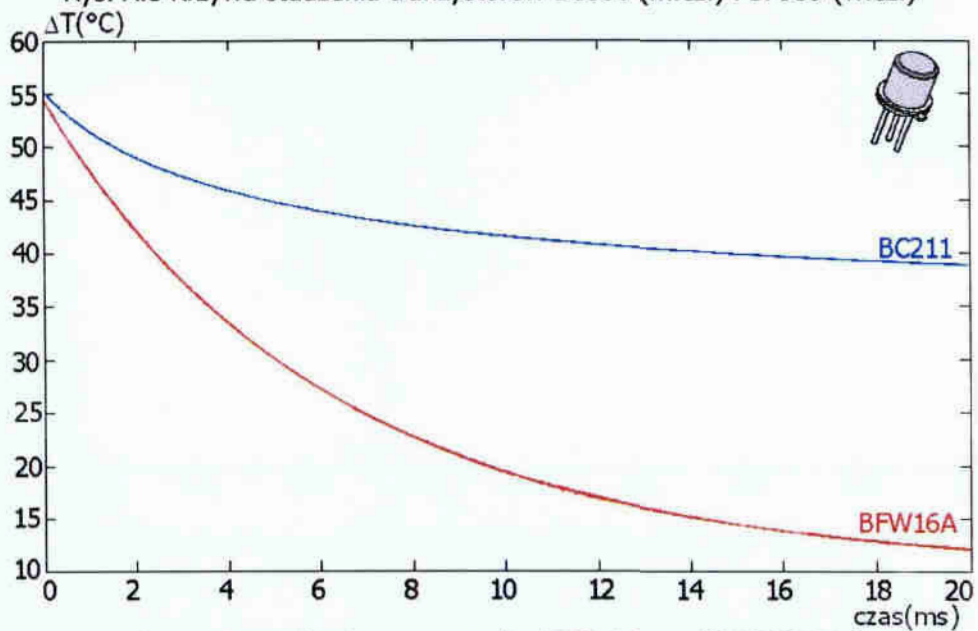
Rys. A.6 Krzywa nagrzewania (metoda impulsowa) tranzystora BFW16A-BJT dla temperatur otoczenia $-30^{\circ}\text{C} \div 80^{\circ}\text{C}$



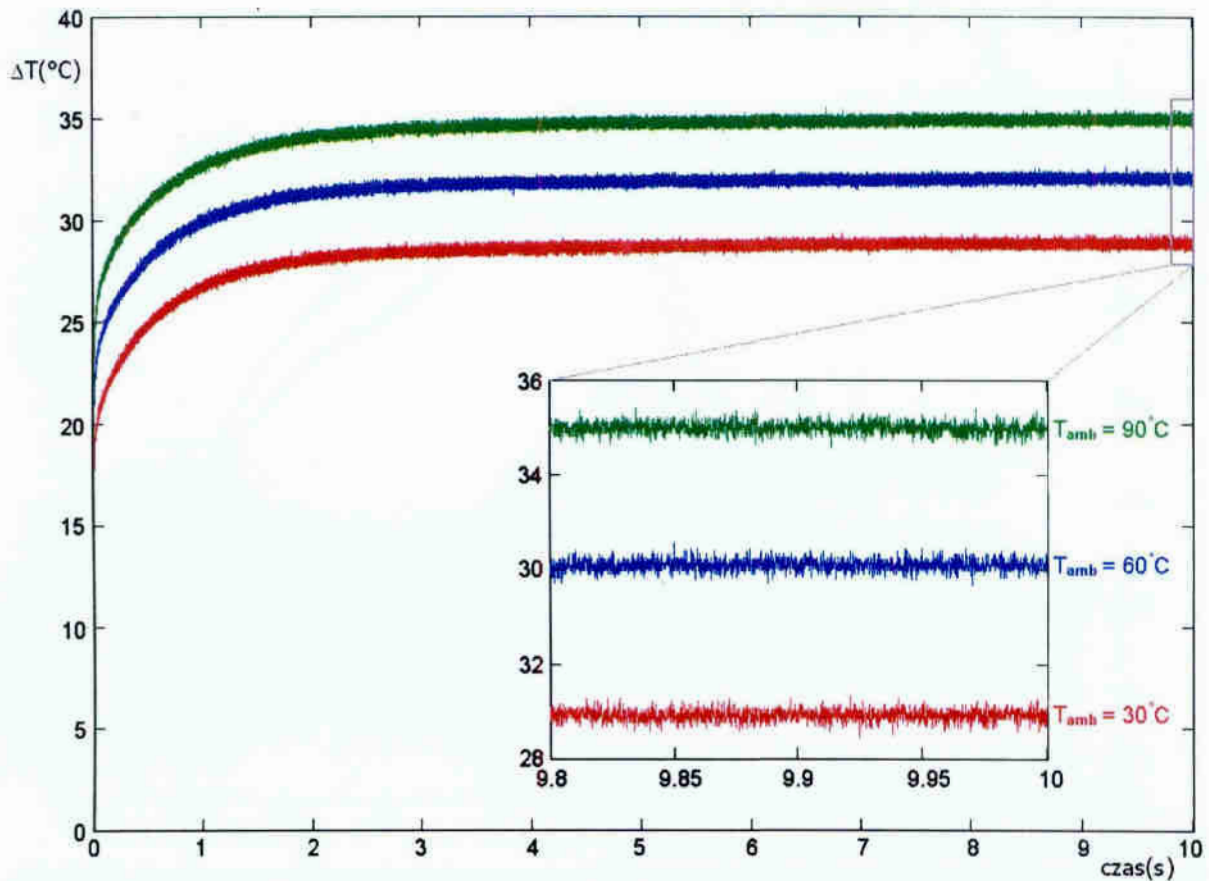
Rys. A.7 Krzywa studzenia tranzystorów BD135 (m.c.z.) i 2SC3950 (w.c.z.)



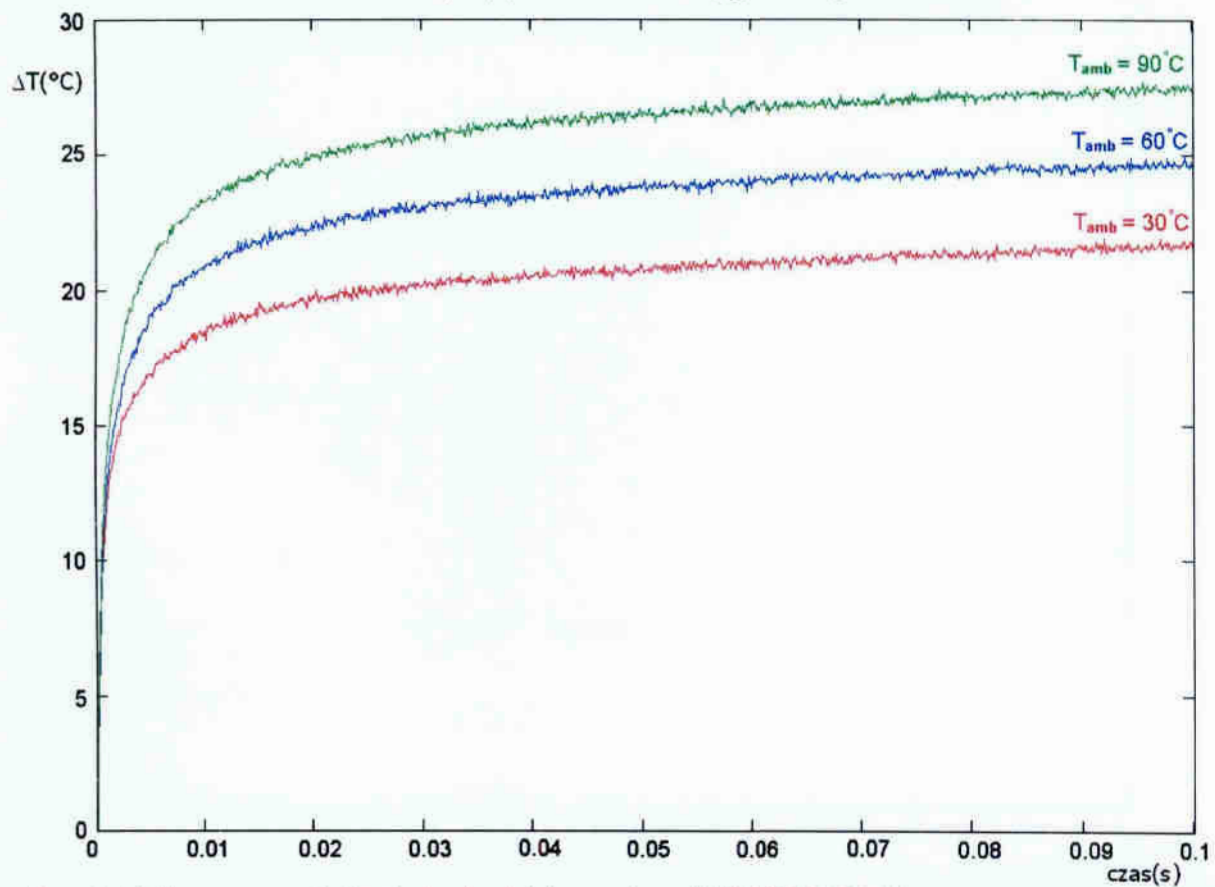
Rys. A.8 Krzywa studzenia tranzystorów BC550 (m.c.z.) i BF959 (w.c.z.)



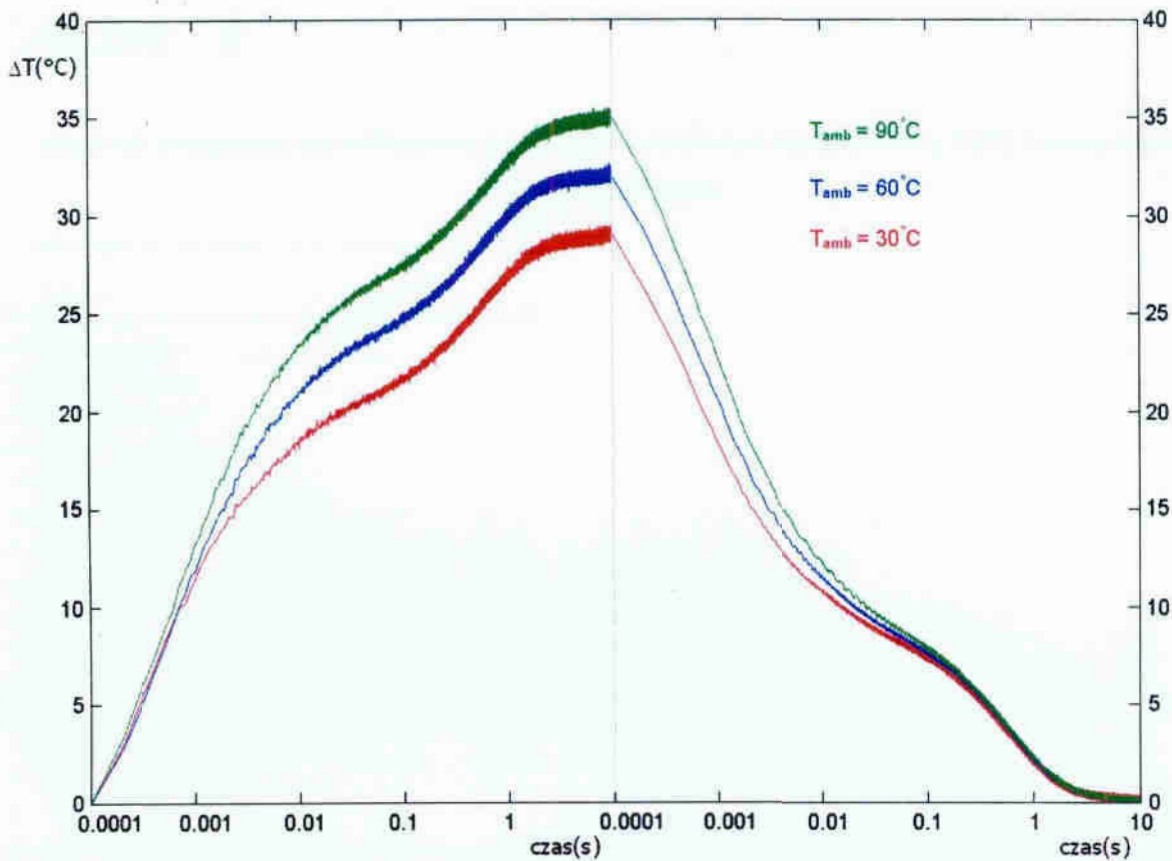
Rys. A.9 Krzywa studzenia tranzystorów BC211 (m.c.z.) i BFW16A (w.c.z.)



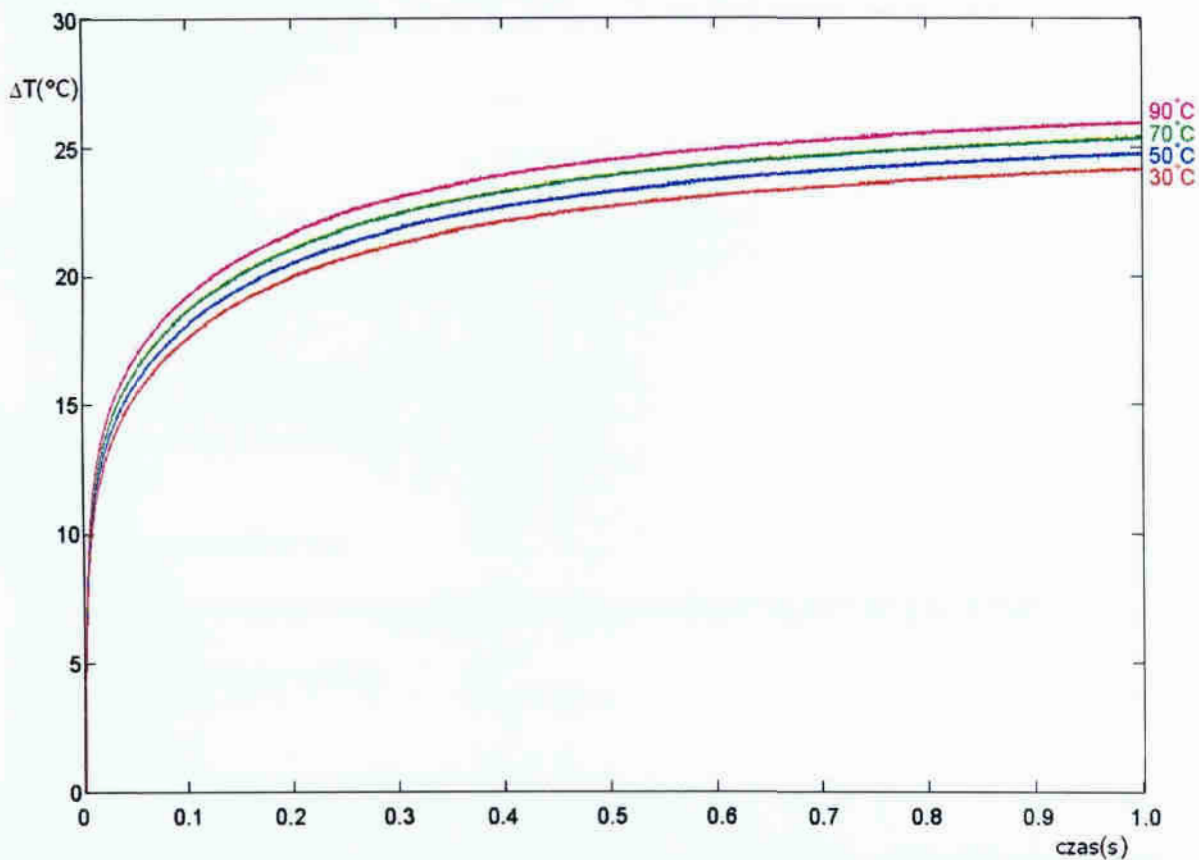
Rys. A.10 Krzywe grzania (metoda ciągła) tranzystora LKE21050T-BJT dla temperatur otoczenia $30^{\circ}\text{C} \div 90^{\circ}\text{C}$ przy pobudzeniu mocą grzewczą 6.01W



Rys. A.11 Krzywe grzania (metoda ciągła) tranzystora LKE21050T-BJT dla temperatur otoczenia $30^{\circ}\text{C} \div 90^{\circ}\text{C}$ przy pobudzeniu mocą grzewczą 6.01W



Rys. A.12 Czasowy przebieg przyrostu temperatury tranzystora LKE21050T-BJT w czasie włączenia impulsu mocy i po wyłączeniu impulsu mocy dla temperatur otoczenia $30^\circ\text{C} \div 90^\circ\text{C}$



Rys. A.13 Krzywa grzania (metoda ciągła) tranzystora HEXFET dla temperatur otoczenia $30^\circ\text{C} \div 90^\circ\text{C}$ i mocy grzewczej 17.36W

Załącznik - B

Wydruk programu do obliczania przyrostu przebiegu temperatury $T_j(t)$ tranzystorów mikrofalowych

```
//-----  
Procedura wczytania dowolnego impulsu mocy do programu  
//-----  
#include <vcl.h>  
#pragma hdrstop  
#include "Unit1.h"  
#include "Unit2.cpp"  
#include <Math.h>  
#include <fstream.h>  
//-----  
#pragma package(smart_init)  
#pragma resource "*.dfm"  
TForm1 *Form1;  
//-----  
__fastcall TForm1::TForm1(TComponent* Owner)  
    : TForm(Owner)  
{  
}  
//-----  
void TForm1::OdczytajZPlikuTXT(char *IpszFileName)  
{  
    float liczba;  
    ifstream infile(IpszFileName);  
    for (int t=0; t<987654; t++)  
        for (int tt=0; tt<=1; tt++)  
            {  
                if (!infile.eof())  
                {  
                    infile >> liczba;  
                    Odczytane[t][tt] = liczba;  
                } else {koniec = t-1; t=987655;}  
            }  
    infile.close();  
    t_kon = StrToFloat(Czas_tkon->Text);  
    h = StrToFloat(Krok_h->Text);  
    ilosc_probek = (t_kon/1000)/h;  
    float czas;  
    czas = 0;  
    for (int t=0; t<=koniec; t++)  
    {  
        for (int n=((czas*1E3)/(h*1E6)); n<(((czas*1E3+Odczytane[t][1]*1E3)/(h*1E6)); n++) P[n] =  
Odczytane[t][0];  
        czas = czas + Odczytane[t][1];  
    }  
}  
//-----  
void TForm1::OdczytajZPlikuTXT_punkty(char *IpszFileName)  
{  
    float liczba;  
    ifstream infile(IpszFileName);  
    for (int t=0; t<987654; t++)  
        for (int tt=0; tt<=1; tt++)
```

```

{
if (!infile.eof())
{
infile >> liczba;
Odczytane[t][tt] = liczba;
} else {koniec = t-1; t=987655;}
}
infile.close();
t_kon = StrToFloat(Czas_tkon->Text);
h = StrToFloat((Odczytane[1][1]-Odczytane[0][1])/1000);
ilosc_probek = koniec;
kroczek = h;
probki = 1;
float czas;
czas = 0;
for (int t=0; t<=koniec; t++)
{
P[t] = Odczytane[t][0];
}
}
}

```

Procedura wyliczania współczynników algorytmu SARA

```

void TForm1::Licz_wspolczynniki(float K[10], float Tau[10], long double h, float ilosc_wsp)
{
float KC[10], alfaC[10], akC[10];
for (int n=0; n<ilosc_wsp; n++) KC[n]=K[n]/Tau[n];
for (int n=0; n<ilosc_wsp; n++) alfaC[n]=-1/Tau[n];
for (int n=0; n<ilosc_wsp; n++) akC[n]=alfaC[n]*h;
for (int n=0; n<ilosc_wsp; n++)
{
fiC[n]=pow(2.71828183,akC[n]);
if (abs(akC[n])<1)
{
AoC[n] = (360+120*akC[n]+30*akC[n]*akC[n])/alfaC[n]*akC[n]*KC[n]/720;
A1C[n] = (360+240*akC[n]+90*akC[n]*akC[n]+24*akC[n]*akC[n]*akC[n])/alfaC[n]*akC[n]*KC[n]/720;
}
else
{
AoC[n] = KC[n]/(alfaC[n]*((fiC[n]-1)/akC[n]-1));
A1C[n] = KC[n]/(alfaC[n]*(fiC[n]+(1-fiC[n]))/akC[n]);
}
GZC[n] = 1/AoC[n];
}
}
}
}

```

Procedura definiowania impulsu mocy w programie

```

void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)
{
int ilosc_wsp;
ilosc_wsp = StrToFloat(Ilosc_wspolczynniki->Text);
t_kon = StrToFloat(Czas_tkon->Text);
float K[6] = {StrToFloat(K1->Text),StrToFloat(K2->Text),StrToFloat(K3->Text),StrToFloat(K4->Text)};
float Tau[6] = {StrToFloat(Tau1->Text),StrToFloat(Tau2->Text),StrToFloat(Tau3->Text),StrToFloat(Tau4->Text)};
if (probki == 1) h = kroczek; else h = StrToFloat(Krok_h->Text);
Licz_wspolczynniki(K, Tau, h, ilosc_wsp);
}

```

```

ilosc_probek = (t_kon/1000)/h;
float suma;
//for (int n=0; n<ilosc_probek; n++) P[n] = 1;
long double Okres = StrToFloat(To->Text)+StrToFloat(T1->Text);
long double To_l = StrToFloat(To->Text);
long double T1_l = StrToFloat(T1->Text);
long double Po_l = StrToFloat(Po->Text);
long double Czas = To_l;
if (Pobudzenie_prostokatne->Checked)
{
int ilosc_wsp;
ilosc_wsp = StrToFloat(ilosc_wspolczynnikow->Text);
t_kon = StrToFloat(Czas_tkon->Text);
float K[6] = {StrToFloat(K1->Text),StrToFloat(K2->Text),StrToFloat(K3->Text),StrToFloat(K4->Text)};
float Tau[6] = {StrToFloat(Tau1->Text),StrToFloat(Tau2->Text),StrToFloat(Tau3->Text),StrToFloat(Tau4->Text)};
h = StrToFloat(Krok_h->Text);
Licz_wspolczynniki(K, Tau, h, ilosc_wsp);
ilosc_probek = (t_kon/1000)/h;
float suma;
//for (int n=0; n<ilosc_probek; n++) P[n] = 1;
long double Okres = StrToFloat(To->Text)+StrToFloat(T1->Text)+StrToFloat(T2->Text)+StrToFloat(T3->Text);
for (int u=0; ((u*Okres)/1E3)<t_kon; u++)
{
long double Czas = StrToFloat(To->Text);
for (int n=u*Okres/(h*1E6); n<((Czas+u*Okres)/(h*1E6)); n++) P[n] = StrToFloat(Po->Text);
for (int n=((Czas+u*Okres)/(h*1E6)); n<((Czas+u*Okres+StrToFloat(T1->Text))/(h*1E6)); n++) P[n] = StrToFloat(P1->Text);
Czas = Czas + StrToFloat(T1->Text);
for (int n=((Czas+u*Okres)/(h*1E6)); n<((Czas+u*Okres+StrToFloat(T2->Text))/(h*1E6)); n++) P[n] = StrToFloat(P2->Text);
Czas = Czas + StrToFloat(T2->Text);
for (int n=((Czas+u*Okres)/(h*1E6)); n<((Czas+u*Okres+StrToFloat(T3->Text))/(h*1E6)); n++) P[n] = StrToFloat(P3->Text);
}
}
if (Pobudzenie_sinusoidalne->Checked)
{
int ilosc_wsp;
ilosc_wsp = StrToFloat(ilosc_wspolczynnikow->Text);
t_kon = StrToFloat(Czas_tkon->Text);
float K[6] = {StrToFloat(K1->Text),StrToFloat(K2->Text),StrToFloat(K3->Text),StrToFloat(K4->Text)};
float Tau[6] = {StrToFloat(Tau1->Text),StrToFloat(Tau2->Text),StrToFloat(Tau3->Text),StrToFloat(Tau4->Text)};
h = StrToFloat(Krok_h->Text);
Licz_wspolczynniki(K, Tau, h, ilosc_wsp);
ilosc_probek = (t_kon/1000)/h;
float suma;
//for (int n=0; n<ilosc_probek; n++) P[n] = 1;
if (Dwupolokowe->Checked) {}
else if (Jednopolokowe->Checked) {}
else for (int n=0; n<ilosc_probek; n++) P[n] = (StrToFloat(Ps->Text)/2)*(sini((n*h*(31.4/5)*(StrToFloat(Fs->Text))))+1);
if (Dwupolokowe->Checked) {for (int n=0; n<ilosc_probek; n++) P[n] = (StrToFloat(Ps->Text))*fabs((sini((n*h*(31.4/5)*(StrToFloat(Fs->Text))))));}
if (Jednopolokowe->Checked) {for (int n=0; n<ilosc_probek; n++) P[n] = (StrToFloat(Ps->Text))*(fabs(sini((n*h*(31.4/5)*(StrToFloat(Fs->Text)))))+(sini((n*h*(31.4/5)*(StrToFloat(Fs->Text))))))/2;}
}

```



```

if (Pobudzenie_trojkatne->Checked)
{
int ilosc_wsp;
ilosc_wsp = StrToFloat(ilosc_wspolczynnikow->Text);
t_kon = StrToFloat(Czas_tkon->Text);
float K[6] = {StrToFloat(K1->Text),StrToFloat(K2->Text),StrToFloat(K3->Text),StrToFloat(K4->Text)};
float Tau[6] = {StrToFloat(Tau1->Text),StrToFloat(Tau2->Text),StrToFloat(Tau3->Text),StrToFloat(Tau4->Text)};
h = StrToFloat(Krok_h->Text);
Licz_wspolczynniki(K, Tau, h, ilosc_wsp);
ilosc_probek = (t_kon/1000)/h;
float suma;
//for (int n=0; n<ilosc_probek; n++) P[n] = 1;
long double Okres = StrToFloat(Tot->Text)+StrToFloat(T1t->Text);
long double To_l = StrToFloat(Tot->Text);
long double T1_l = StrToFloat(T1t->Text);
long double Po_l = StrToFloat(Pt->Text);
long double Czas = To_l;
for (int u=0; ((u*Okres)/1E3)<t_kon; u++)
{
for (int n=u*Okres/(h*1E6); n<(((Czas+u*Okres))/(h*1E6))+1; n++) P[n] = (Po_l*(n-
u*Okres/(h*1E6))*h)/(To_l/1E6);
for (int n=(((Czas+u*Okres))/(h*1E6))+1; n<(((Czas+u*Okres+T1_l))/(h*1E6)); n++) P[n] = (Po_l*(T1_l/1E6)-
Po_l*((n-(Czas+u*Okres))/(h*1E6))*h)/(T1_l/1E6);
}
}
for (int n=0; n<ilosc_probek; n++)
{
suma = 0;
//-----

```

Procedura obliczania przebiegu temperatury $T_j(t)$ tranzystora za pomocą algorytmów SARA i zapisywania krzywej termicznej w programie

```

//-----
if (n==1)
{
for (int q=0; q<ilosc_wsp; q++) de_T[q][n]=AoC[q]*P[n];
}
else
{
for (int q=0; q<ilosc_wsp; q++)
{
de_T[q][n]=fiC[q]*de_T[q][n-1]+AoC[q]*P[n]+A1C[q]*P[n-1];
}
}
for (int y=0; y<ilosc_wsp; y++) suma = suma + de_T[y][n];
de_TC[n] = suma;
}
Form2->Series1->Clear();
Form2->Series2->Clear();
for (int t=1; t<ilosc_probek; t++)
{
Form2->Series1->AddXY( t*h,de_TC[t],"",clRed );
}
if (Rysuj_przebieg_mocy->Checked)
{
for (int t=1; t<ilosc_probek; t++)
{
Form2->Series2->AddXY( t*h,P[t],"",clGreen );
}
}

```

```

}
/*for (int t=1; t<ilosc_probek; t++)
{
Form2->Series2->AddXY( t*h,8.4*((K[0]*(1-exp(-(t*h)/Tau[0])))+(K[1]*(1-exp(-(t*h)/Tau[1])))+(K[2]*(1-exp(-(t*h)/Tau[2])))+(K[3]*(1-exp(-(t*h)/Tau[3])))),",",clBlue );
}*/
Form2->Chart1->BottomAxis->Logarithmic=0;
Form2->Chart1->LeftAxis->Logarithmic=0;
Form2->Show();
}
//-----
void __fastcall TForm1::Dopliku1Click(TObject *Sender)
{
SaveDialog1->Execute();
ZapiszDoPlikuTXT(SaveDialog1->FileName.c_str(), ilosc_probek, de_TC, P, h);
}
//-----
void __fastcall TForm1::Button2Click(TObject *Sender)
{
t_kon = StrToFloat(Czas_tkon->Text);
Krok_h->Text = (FloatToStr(t_kon/1000000010));
}
//-----
void __fastcall TForm1::Parametrymocy1Click(TObject *Sender)
{
OpenDialog1->Execute();
OdczytajZPlikuTXT(OpenDialog1->FileName.c_str());
}
//-----
void __fastcall TForm1::Parametrymocypunkty1Click(TObject *Sender)
{
OpenDialog1->Execute();
OdczytajZPlikuTXT_punkty(OpenDialog1->FileName.c_str());
}
//-----

```

Informacje zapisane w pliku za pomocą programu do obliczania przebiegu przyrostu temperatury $T_j(t)$ tranzystorów mikrofalowych

A0(1)0.000999333569779992	A0(2)0.00993366632610559		
A0(3)0.36666584014893	A0(4)0		
A1(1)0.00099866755772382	A1(2)0.00986766070127487		
A1(3)0.76133251190186	A1(4)0		wartości współczynników algorytmów SARA
fic(1)0.998001992702484	fic(2)0.980198601354523		
fic(3)0.818730771541595	fic(4)0		

0	0.109329998493195	10	
0.00019999994947575	0.109329998493195	10	czas symulacji
0.00039999998989515	0.325336337089539	10	
0.00059999997029081	0.537420809268951	10	
0.0007999999797903	0.745660305023193	10	
0.000999999931082129	0.95013040304184	10	obliczony przyrost temperatury
0.00119999994058162	1.15090489387512	10	
0.00139999995008111	1.34805631637573	10	
0.0015999999595806	1.54165577888489	10	
0.00179999996908009	1.7317727804184	10	wartości mocy impulsu pobudzającego
0.001999999986216426	1.91847574710846	10	
0.002199999975524843	2.10183119773865	10	
0.00239999996483326	2.28190541267395	10	
0.002599999954141676	2.45876169204712	10	
0.002799999943450093	2.63246417045593	10	
0.00299999993275851	2.80307388305664	10	
0.003199999922066927	2.97065114974976	10	
0.003399999911375344	3.13525605201721	10	
0.003599999900683761	3.29694604873657	10	
0.003799999889992177	3.45577883720398	10	
0.003999999879300594	3.61181020736694	10	
0.00419999986892076	3.76509428024292	10	
0.0043999998583557	3.91568541526794	10	
0.00459999984775038	4.063636302948	10	
0.004799999837166519	4.20899820327759	10	
0.00499999982658	4.3518214225769	10	
0.005199999816049482	4.49215650558472	10	
0.0053999998054740963	4.63005113601685	10	
0.0055999997949032444	4.76555347442627	10	
0.00579999978432623925	4.89870977401733	10	
0.00600000005215406	5.02956581115723	10	
0.00620000017806888	5.15816736221313	10	

Rys. B.14 Informacje zapisywane do pliku

Panel użytkownika programu do obliczania przebiegu temperatury $T_j(t)$ tranzystorów mikrofalowych

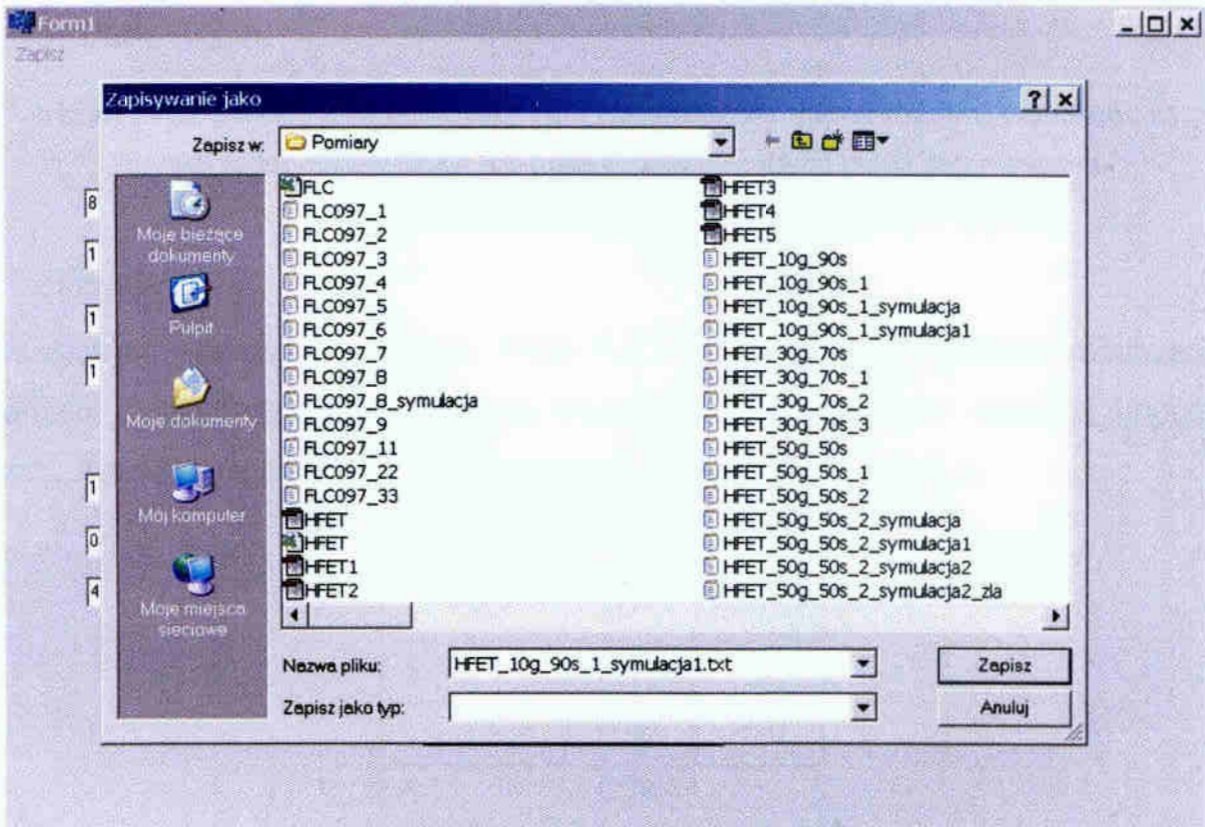
The screenshot shows a software window titled 'Form1' with a menu bar containing 'Zapisz' and 'Odczytaj'. The main area is divided into four sections, each with a circled number on the right side:

- Section 1: Pobudzenie prostokątne** (Rectangular pulse excitation). It includes a checkbox 'Pobudzenie_prostokatne'. Below it are two rows of input fields: the first row for 'Moc [W]' with values 10, 8, 10, 0; the second row for 'Czas_trwania_usec' with values 100, 50, 200, 1000.
- Section 2: Pobudzenie trojkątne** (Triangular pulse excitation). It includes a checkbox 'Pobudzenie_trojkatne'. Below it are two rows of input fields: the first row for 'Moc [W]' with value 10; the second row for 'Czas_trwania_usec' with values 1000, 1000.
- Section 3: Pobudzenie sinusoidalne** (Sinusoidal excitation). It includes a checkbox 'Pobudzenie_sinusoidalne'. Below it are two rows of input fields: the first row for 'Moc [W]' (value 10) and 'Czestotliwosc [Hz]' (value 1000); the second row for 'Dwupolokowe' and 'Jednopolokowe' checkboxes.
- Section 4: Simulation parameters.** It includes a checkbox 'Rysuj_przebieg_mocy'. Below it are two rows of input fields: the first row for 'K [K/W]' with values 1.3882, 0.7977, 0.2920, 0.8139, 0, 0; the second row for 'Tau [sec]' with values 0.0006, 0.0068, 0.1216, 0.8192, 0, 0. Below these are input fields for 'Krok_h' (value 100), 'Krok_sec', 'Oblicz_krok_minimalny', and 'Ilosc_wspolczynnikow' (value 4).

At the bottom center of the window is a large button labeled 'Oblicz'.

Rys. B.15 Panel użytkownika programu

- 1 - panel wykorzystywany do definiowania przebiegu prostokątnego,
- 2 - panel wykorzystywany do definiowania przebiegu trójkątno-piłokształtnego,
- 3 - panel wykorzystywany do definiowania przebiegu harmonicznego i złożonego,
- 4 - panel wykorzystywany do zadawania danych wymaganych przy algorytmach SARA tj.:
krok algorytmu, czas symulacji, wartości współczynników K i τ .



Rys. B.18 Okno programu umożliwiające zapisywanie obliczonego przebiegu termicznego do pliku

Załącznik - C

Przykładowe przebiegi temperatury $T_j(t)$ tranzystorów mikrofalowych wyliczone za pomocą algorytmów SARA dla pobudzenia impulsem mocy stosowanym w rzeczywistych wzmacniaczach mocy.

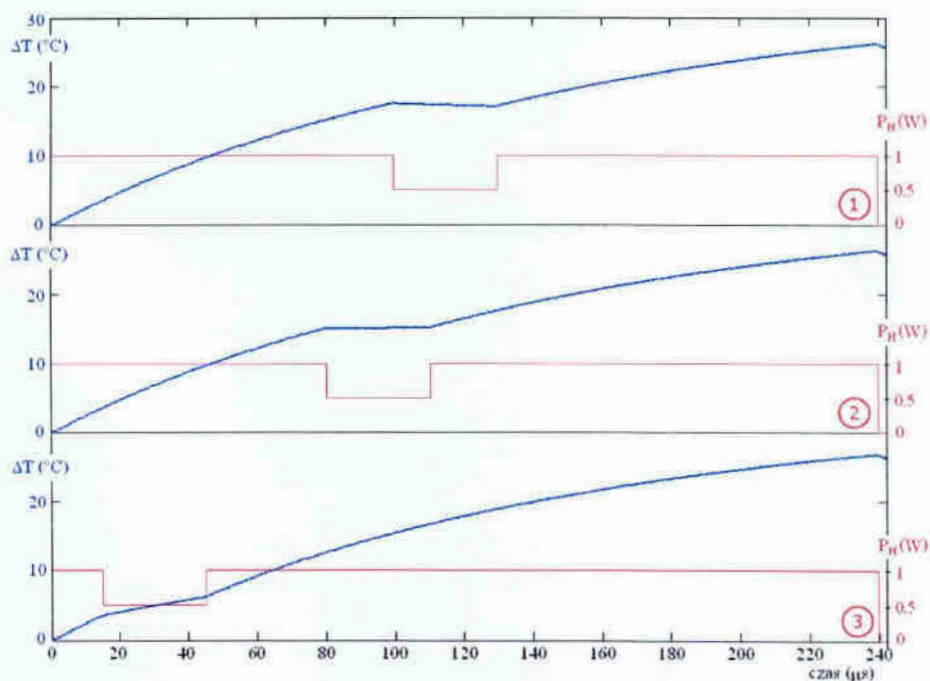
Przykład 1

Dla różnych wartości t_1 impulsu mocy $P_H(t)$ z rysunku 58, ustalenie minimalnej wartości skoku temperatury wnętrza tranzystora dla przedziału czasu t_2 impulsu mocy. Założone parametry impulsu mocy zamieszczono w tabeli C.1.

Tabela C.1 Parametry impulsu mocy

	$P_H(t) - 1$	$P_H(t) - 2$	$P_H(t) - 3$
P_1	1W		
t_1	100 μ s	80 μ s	15 μ s
P_2	0.5W		
t_2	30 μ s		
P_3	1W		
t_3	110 μ s	130 μ s	195 μ s
t_4	5.76ms		

Impulsy mocy $P_H(t)$ wraz z obliczonymi przebiegami przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA:



Rys. C.19 Krzywa nagrzewania tranzystora HFET SHF0289 (kolor niebieski) wraz z przebiegiem mocy grzewczej (kolor czerwony) dla różnych wartości parametru t_1 impulsu mocy $P_H(t)$

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr1 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 0.35°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr2 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 0.08°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr3 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 2.62°C

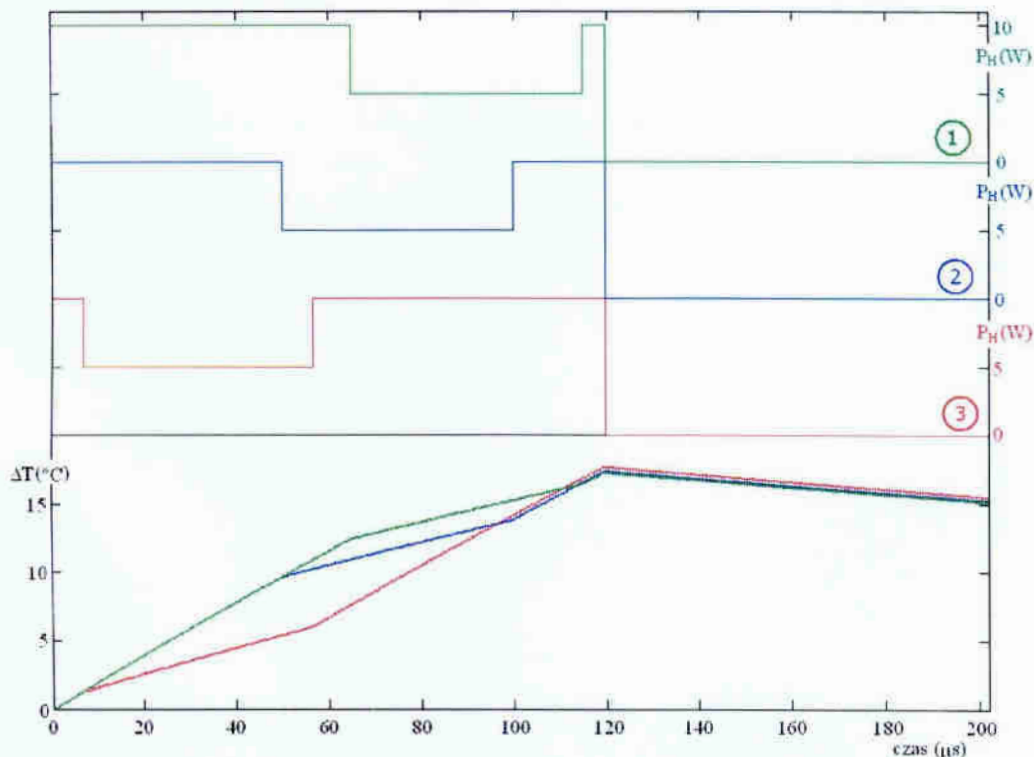
Przykład 2

Dla różnych wartości t_1 impulsu mocy $P_H(t)$ z rysunku 58, ustalenie minimalnej wartości skoku temperatury wnętrza tranzystora dla przedziału czasu t_2 impulsu mocy. Założone parametry impulsu mocy zamieszczono w tabeli C.2.

Tabela C.2 Parametry impulsu mocy

	$P_H(t) - 1$	$P_H(t) - 2$	$P_H(t) - 3$
P_1	10W		
t_1	65 μ s	50 μ s	6.5 μ s
P_2	5 W		
t_2	50 μ s		
P_3	10W		
t_3	5 μ s	20 μ s	63.5 μ s
t_4	5.76ms		

Impulsy mocy $P_H(t)$ wraz z obliczonymi przebiegami przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA:



Rys. C.20 Krzywa nagrzewania tranzystora BJT LKE21050T (kolor niebieski) wraz z przebiegiem mocy grzewczej (kolor czerwony) dla różnych wartości parametru t_1 impulsu mocy $P_H(t)$

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr1 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 3.9°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr2 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 4.11°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr3 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 4.74°C

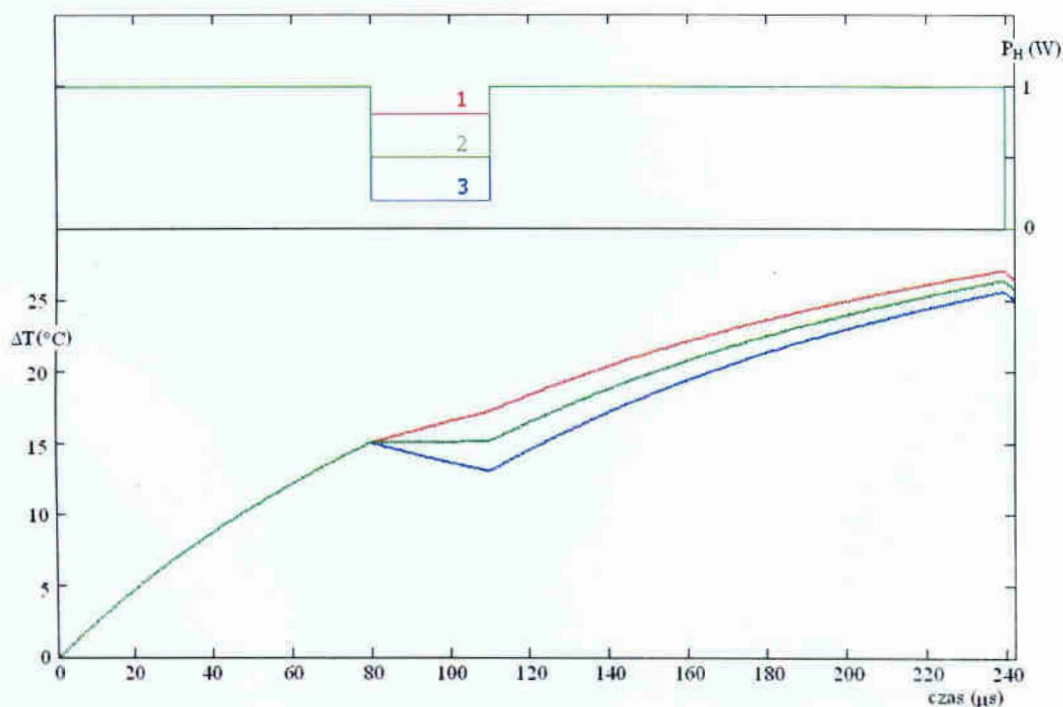
Przykład 3

Dla różnych wartości P_2 impulsu mocy $P_H(t)$ z rysunku 58, ustalenie minimalnej wartości skoku temperatury wnętrza tranzystora dla przedziału czasu t_2 impulsu mocy. Założone parametry impulsu mocy zamieszczono w tabeli C.3.

Tabela C.3 Parametry impulsu mocy

	$P_H(t) - 1$	$P_H(t) - 2$	$P_H(t) - 3$
P_1	1W		
t_1	80 μ s		
P_2	0.8W	0.5W	0.2W
t_2	30 μ s		
P_3	1W		
t_3	130 μ s		
t_4	5.76ms		

Impulsy mocy $P_H(t)$ wraz z obliczonymi przebiegami przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA:



Rys. C.21 Krzywa nagrzewania tranzystora HFET SHF0289 wraz z przebiegiem mocy grzewczej dla różnych wartości mocy impulsu $P_H(t)$

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr1 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 2.38°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr2 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 0.084°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr3 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 2.02°C

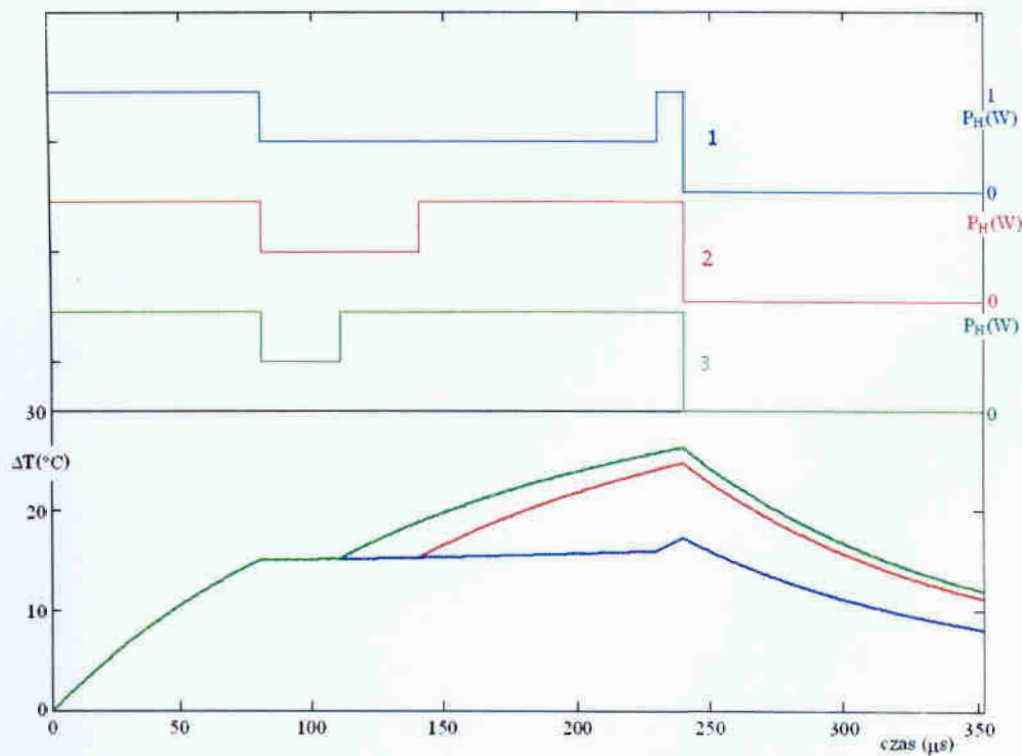
Przykład 4

Dla różnych wartości t_2 impulsu mocy $P_H(t)$ z rysunku 58, ustalenie minimalnej wartości skoku temperatury wnętrza tranzystora dla przedziału czasu t_2 impulsu mocy. Założone parametry impulsu mocy zamieszczono w tabeli C.4.

Tabela C.4 Parametry impulsu mocy

	$P_H(t) - 1$	$P_H(t) - 2$	$P_H(t) - 3$
P_1	1W		
t_1	80 μ s		
P_2	0.5W		
t_2	150 μ s	60 μ s	30 μ s
P_3	1W		
t_3	10 μ s	100 μ s	130 μ s
t_4	5.76ms		

Impulsy mocy $P_H(t)$ wraz z obliczonymi przebiegami przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA:



Rys. C.22 Krzywa nagrzewania tranzystora HFET SHF0289 wraz z przebiegiem mocy grzewczej dla różnych wartości parametru t_2 impulsu mocy $P_H(t)$

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr1 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 0.91°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr2 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 0.247°C

Dla pobudzenia $P_H(t)$ nr3 w przedziale czasu t_2 otrzymano skok temperatury o wartości 0.084°C

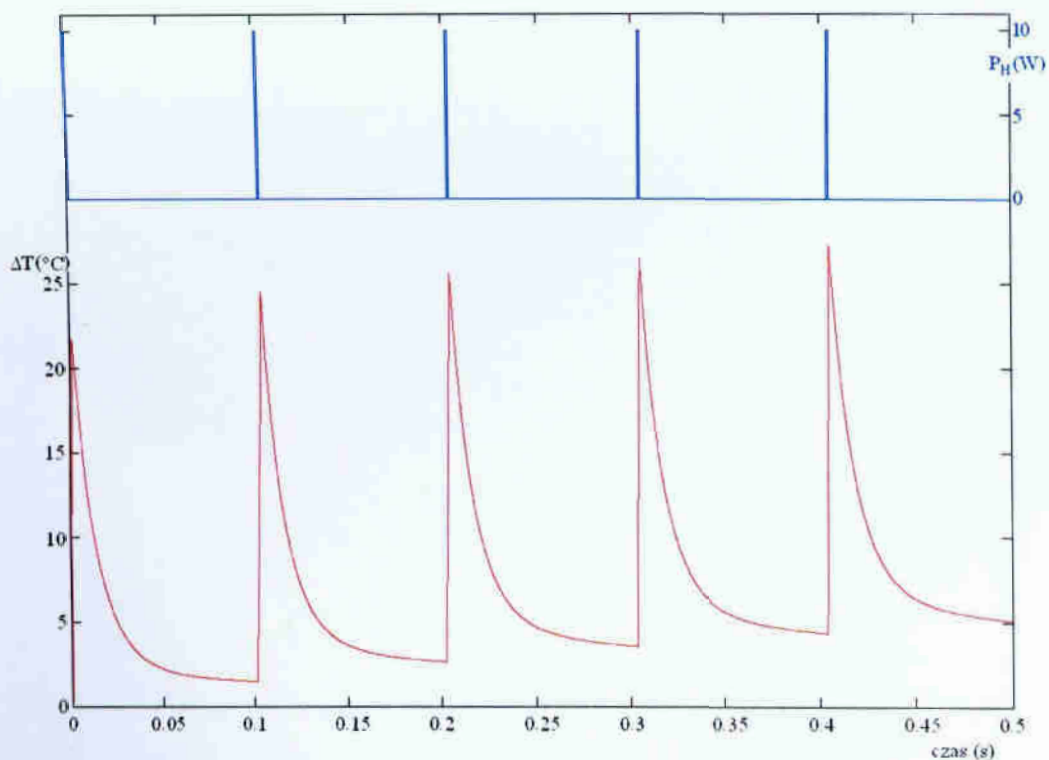
Przykład 5

Weryfikacja założonego czasu studzenia t_4 impulsu mocy $P_H(t)$ z rysunku 58 dla najlepszych wartości impulsu mocy zamieszczonych w tabeli C.5.

Tabela C.5 Parametry impulsu mocy

	$P_H(t)$
P_1	10W
t_1	450 μ s
P_2	5W
t_2	50 μ s
P_3	10W
t_3	500 μ s
t_4	99ms

Impuls mocy $P_H(t)$ wraz z obliczonym przebiegiem przyrostu temperatury wnętrza za pomocą algorytmów SARA:



Rys. C.23 Krzywa termiczna tranzystora LDMOS wraz z przebiegiem mocy grzewczej $P_H(t)$