



POLITECHNIKA KOSZALIŃSKA

mgr inż. Aneta Hapka

**Symulacja przejściowych przebiegów termicznych
w elementach i układach elektronicznych
z uwzględnieniem nieliniowości**

rozprawa doktorska

Wydział Elektroniki i Informatyki

***promotor:
prof. dr hab. inż. Włodzimierz Janke***

Koszalin 2009

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów	4
1. Wprowadzenie	5
Cele pracy	6
1.2. Zakres pracy	7
1.3. Podział zjawisk termicznych i reprezentujących je modeli	8
1.3.1. Klasyfikacja zjawisk termicznych	8
1.3.2. Klasyfikacja modeli	8
2. Wybrane zjawiska termiczne w elementach półprzewodnikowych	10
2.1. Wstęp	10
2.2. Generacja ciepła	10
2.3. Odprowadzanie ciepła	11
2.4. Wpływ temperatury na materiałowe parametry cieplne	12
2.4.1. Skutki nieliniowości procesów cieplnych	12
2.4.2. Wpływ temperatury na przewodność cieplną	12
2.4.3. Wpływ temperatury na ciepło właściwe	18
2.4.4. Konwekcja i radiacja	20
2.5. Wpływ temperatury na parametry elektryczne diod	21
2.5.1. Diody prostownicze ze złączem p-n	21
2.5.2. Diody ze złączem metal-półprzewodnik (Schottky'ego)	23
2.5.3. Modele diod w symulatorach obwodowych	23
3. Wybrane modele termiczne	25
3.1. Wstęp	25
3.2. Modele o stałych rozłożonych	25
3.3. Modele o stałych skupionych	25
3.3.1. Statyczny model skupiony	25
3.3.2. Dynamiczny model skupiony	26
3.3.3. Analog elektro-termiczny przejściowej impedancji termicznej	27
3.3.4. Wyznaczanie przejściowej impedancji termicznej	27
4. Symulacja zjawisk termicznych – według źródeł literaturowych	29
4.1. Wstęp	29
4.2. Symulacje zjawisk termicznych oparte o modele o stałych rozłożonych na podstawie literatury	29
4.2.1. Metody numeryczne oparte o modele o stałych rozłożonych	29
4.2.2. Spotykane w literaturze zastosowania metod opartych o modele o stałych rozłożonych	30
4.3. Symulacje zjawisk termicznych oparte o modele o stałych skupionych – na podstawie literatury	32
4.3.1. Metody numeryczne oparte o model skupione	32
4.3.2. Spotykane w literaturze zastosowania metod opartych o modele o stałych skupionych	33
4.4. Wnioski	39
5. Techniki obliczeniowe wykorzystywane w pracy	41
5.1. Algorytmy splotowe SARA	41
5.1.1. Idea algorytmów splotowych	41
5.1.2. Zastosowania algorytmów splotowych opisywane w literaturze	42
5.1.3. Algorytmy SARA w symulacji przejściowych przebiegów termicznych	42
5.2. Model nieliniowej pojemności	43
5.3. Jednopoziomowe techniki rozwiązywania równań nieliniowych	44

5.3.1. Wstęp	44
5.3.2. Idea technik jednopoziomowych	44
5.3.3. Zastosowanie technik jednopoziomowych	45
5.4. Zastosowana metoda optymalizacji	46
6. Nieliniowości procesów cieplnych – proponowane podejście	48
6.1. Wstęp	48
6.2. Identyfikacja parametrów opisu przejściowej impedancji termicznej	48
6.3. Nieliniowy model termiczny	59
6.3.1. Podział elementu na warstwy umowne	59
6.3.2. Propozycja modelowania związku między mocą a temperaturą	60
6.3.3. Modyfikacja analogu elektro-termicznego do postaci nieliniowej	62
7. zastosowanie proponowanego modelu nieliniowego	63
7.1. Wstęp	63
7.2. Ocena dokładności stosowanych algorytmów i metod obliczeniowych	63
7.2.1. Modele dyskretne wykorzystywane w prezentowanych symulacjach	63
7.2.2. Błędy algorytmów dyskretyzacji czasowej w symulacjach przejściowych przebiegów termicznych	65
7.2.3. Błędy technik dyskretyzacji elementów nieliniowych	66
7.2.4. Wnioski	69
7.3. Symulacje przejściowych przebiegów termicznych w dziedzinie czasu z uwzględnieniem nieliniowości, przy znanym pobudzeniu mocą	70
7.3.1. Wstęp	70
7.3.2. Odpowiedź termiczna diod na uskok mocy o dowolnej amplitudzie	70
7.3.3. Odpowiedź termiczna diod na pobudzenie mocą o postaci fali prostokątnej	76
7.3.4. Wnioski	79
7.4. Symulacje charakterystyk DC	80
7.4.1. Wpływ temperatury na charakterystyki izotermiczne	80
7.4.2. Charakterystyki DC z efektem samonagrzewania	82
7.4.3. Model dla PSPICE uwzględniający samonagrzewanie	84
7.5. Symulacje przejściowych stanów elektrotermicznych	86
7.5.1. Symulacje z wykorzystaniem algorytmów splotowych	86
7.5.2. Symulacje z wykorzystaniem PSPICE	94
7.5.3. Wnioski	96
8. Podsumowanie	97
9. Literatura	101
Z. I. Parametry liniowych modeli termicznych wybranych diod	109
Z. II. Eliminacja temperatury nominalnej z modelu nieliniowego	111
Z. III. Odpowiedź termiczna diod na pobudzenie mocą o znanym kształcie – – uzupełnienie	112
Z. IV. Charakterystyki DC – uzupełnienie	118
Z. V. Symulacje z wykorzystaniem PSPICE – uzupełnienie, pomiary	122

Wykaz ważniejszych oznaczeń i skrótów

T_j	– temperatura wnętrza elementu
T_0	– temperatura odniesienia, nominalna
T_a	– temperatura otoczenia
T_c	– temperatura na powierzchni obudowy
T_{hs}	– temperatura na powierzchni radiatora
σ_c	– współczynnik konwekcji
σ_r	– współczynnik radiacji
F	– gęstość strumienia ciepła
c_p	– ciepło właściwe
λ	– przewodność cieplna
λ_0	– przewodność cieplna w temperaturze nominalnej T_0
c_v	– objętościowa pojemność cieplna
c_{v0}	– objętościowa pojemność cieplna w temperaturze nominalnej T_0
SiC	– węgiel krzemu
T_x	– lokalna temperatura w określonym punkcie struktury
k_b	– stała Boltzmanna
I_s	– prąd nasycenia diody
R_s	– rezystancja szeregową diody
V_T	– potencjał termiczny diody
q_e	– ładunek elektronu
Φ_{BS}	– bariera energetyczna styku metal – półprzewodnik
α_1, α_2	– współczynniki określające wpływ temperatury na rezystancję szeregową diody
K_{tr}, K	– rezystancja termiczna
Z_{thr}, PIT	– przejściowa impedancja termiczna
SARA	– semi-analytical recursive algorithms, półanalityczne algorytmy splotowe
*	– operator splotu
h	– wartość kroku dyskretyzacji
$[n]$	– numer próbki na osi czasu dyskretnego
q	– numer elementarnego składnika w opisie przejściowej impedancji termicznej lub numer warstwy umownej w strukturze półprzewodnikowej
λ_q	– przewodność cieplna przyjętej warstwy umownej „q”
$c_{v,q}$	– objętościowa pojemność cieplna przyjętej warstwy umownej „q”
K_q	– parametr liniowego modelu PIT, odwrotnie proporcjonalny do przewodności cieplnej
C_q	– parametr liniowego modelu PIT, wprost proporcjonalny do objętościowej pojemności cieplnej
$a_{\lambda,q}, b_{\lambda,q}, d_{\lambda,q}, a_{c,q}, b_{c,q}, d_{c,q}$	– parametry modelu termicznego warstwy umownej „q”
P_0	– amplituda przebiegu mocy
f	– częstotliwość przebiegu
P_λ	– moc przekazywana mechanizmem przewodzenia ciepła
P_c	– moc powodująca zmianę energii wewnętrznej Q_c pewnej objętości

1. Wprowadzenie

Niniejsza praca dotyczy symulacji stanów przejściowych w elementach i układach elektronicznych z uwzględnieniem efektów termicznych.

Zjawiska termiczne towarzyszące wydzielaniu mocy elektrycznej w elementach półprzewodnikowych mają charakter nieliniowy. Jedną z konsekwencji tych nieliniowości jest zależność materiałowych parametrów cieplnych od temperatury. W przypadku, gdy moc wydzielana w elemencie jest mała, zmiany temperatury wnętrza tego elementu są niewielkie i ich wpływ na parametry cieplne jest słaby. Dla dużych mocy występują znaczące zmiany temperatury wnętrza elementu, a ich wpływ na parametry cieplne staje się widoczny. Pojęcie mocy małych i dużych jest względne i rozróżnienie to może być inne dla każdego rozpatrywanego elementu elektronicznego.

W ogólnie spotykanych podejściach do symulacji przejściowych stanów termicznych, wpływ temperatury na parametry cieplne jest zazwyczaj pomijany, dzięki czemu modele termiczne elementów są liniowe. Często jest to uzasadnione, gdyż w popularnych elementach krzemowych, pracujących w granicach swoich parametrów dopuszczalnych, zmiany temperatury nie są na tyle znaczące, aby nieliniowy charakter zjawisk termicznych był wyraźnie widoczny.

Sytuacja wygląda inaczej, gdy właściwości elementu umożliwiają jego pracę z dużymi mocami i w szerokim zakresie temperatur. Materiałem półprzewodnikowym o bardzo dobrych właściwościach cieplnych jest węgiel krzemu (SiC), w którym koncentracja nośników samoistnych jest bardzo mała (10^{-8}cm^{-3}), w porównaniu do koncentracji tych nośników w krzemie (10^{10}cm^{-3}) lub arsenku galu (10^6cm^{-3}). Im mniejsza jest wartość koncentracji nośników w półprzewodniku samoistnym, w tym wyższej temperaturze warstwa domieszkowana przechodzi w stan samoistny. W związku z tym, elementy z węgla krzemu mogą pracować w temperaturach znacznie przekraczających temperatury dopuszczalne dla innych półprzewodników stosowanych w elektronice. Inną cechą przemawiającą na korzyść węgla krzemu jest duża wartość krytycznego natężenia pola, dzięki czemu w elementach SiC można osiągać wartości napięcia przebicia większe niż w elementach krzemowych. Dodatkowo, przewodność cieplna węgla krzemu jest około trzykrotnie większa niż przewodność cieplna krzemu, co oznacza, że odprowadzanie ciepła w elementach z węgla krzemu jest znacznie efektywniejsze niż w elementach krzemowych. Cecha niepożądaną charakteryzującą elementy SiC jest osiąganie stosunkowo dużych wartości spadku napięcia na złączach przewodzących. Wszystkie wymienione cechy wiążą się z potencjalnymi możliwościami struktur z węgla krzemu, gdyż materiały, z których wykonywane są obudowy i połączenia elektryczne w elementach nie wykazują, jak do tej pory, właściwości umożliwiających pracę w bardzo wysokich temperaturach.

W niniejszej pracy, do reprezentacji procesów cieplnych w wybranych elementach, proponuje się nieliniowy skupiony model termiczny. Modele skupione są wygodne, ze względu na swoją prostotę i łatwość aplikacji w procedurach numerycznych. Nieliniowość proponowanego modelu polega na uwzględnieniu wpływu temperatury wnętrza elementu na parametry materiałowe takie jak przewodność cieplna, czy ciepło właściwe. W takim przypadku związek pomiędzy mocą wydzielaną w elemencie, a temperaturą wnętrza tego elementu jest nieliniowy.

W praktycznych zastosowaniach proponowanego modelu termicznego, wydziela się jego część liniową i nieliniową. Do dyskretyzacji części liniowej wykorzystywane są półanalityczne algorytmy splotowe (podrozdział 6.1), cechujące się dobrymi właściwościami numerycznymi w symulacjach termicznych stanów przejściowych, zaś do dyskretyzacji części nieliniowej wykorzystuje się uproszczone metody rozwiązywania równań nieliniowych, nazywane technikami jednopoziomowymi (podrozdział 6.3).

1.1. Cele pracy

W pracy podjęto próby realizacji trzech celów wymienionych poniżej.

- I. Opracowanie skupionego, nieliniowego modelu termicznego, umożliwiającego uwzględnianie nieliniowości procesów cieplnych. Realizacja tego celu opierała się na realizacji następujących celów cząstkowych:
 - a) analiza wybranych zjawisk termicznych w elementach elektronicznych
 - b) przegląd ogólnie stosowanych modeli termicznych
 - c) określenie wpływu temperatury na parametry cieplne, na podstawie wyników pomiarów charakterystyk termicznych elementów, w szerokim zakresie temperatur
 - d) zaproponowanie nieliniowego opisu związku między mocą wydzielaną w elemencie, a temperaturą jego wnętrza.
- II. Zastosowanie półanalitycznych algorytmów splotowych w symulacjach przejściowych stanów termicznych. Realizacja tego celu opierała się na realizacji następujących celów cząstkowych:
 - a) utworzenie dyskretnej reprezentacji proponowanego modelu termicznego
 - b) porównanie dokładności algorytmów splotowych i innych algorytmów dyskretyzacji w symulacjach przejściowych stanów termicznych
 - c) opracowanie procedur numerycznych, opartych na algorytmach splotowych, do symulacji przejściowych stanów termicznych i elektrotermicznych w elementach i układach elektronicznych.
- III. Opracowanie makromodelu elektrotermicznego umożliwiającego uwzględnianie efektu samonagrzewania. Realizacja tego celu opierała się na realizacji następujących celów cząstkowych:
 - a) analiza wpływu temperatury na parametry elektryczne elementów
 - b) implementacja opracowanego modelu termicznego w makromodelu elektrotermicznym do symulacji charakterystyk statycznych elementów z uwzględnieniem samonagrzewania
 - c) implementacja opracowanego modelu termicznego w makromodelu elektrotermicznym do symulacji przejściowych stanów elektrotermicznych w dziedzinie czasu

1.2. Zakres pracy

W rozdziale 2 szczegółowo omówiono zjawiska termiczne takie jak generacja i odprowadzanie ciepła, przedstawiono ogólnie spotykane, książkowe opisy tych zjawisk. Przedstawiono skutki nieliniowości procesów cieplnych, czyli wpływ temperatury na parametry cieplne takie jak przewodność cieplna czy ciepło właściwe. Zaprezentowano dostępne w literaturze wykresy obrazujące zależności wspomnianych parametrów od temperatury, dla różnych materiałów oraz zacytowano spotykane opisy, o postaci wzorów, stosowane do reprezentacji zależności parametrów cieplnych od temperatury. W rozdziale 2 zaprezentowano również wybrane zależności opisujące wpływ temperatury wnętrza elementu na jego parametry elektryczne.

W rozdziale 3 omówiono wybrane modele termiczne spotykane w literaturze, z podziałem na modele o stałych rozłożonych oraz o stałych skupionych. Przedstawiono często stosowany analog elektryczny przejściowej impedancji termicznej.

W rozdziale 4 zaprezentowano przykłady zastosowania omawianych modeli termicznych w symulacjach przejściowych stanów termicznych i elektrotermicznych, na podstawie danych literaturowych.

Rozdział 5 poświęcono technikom obliczeniowym wykorzystywanym w niniejszej pracy. Omówiono półanalityczne algorytmy splotowe oraz ich dotychczasowe zastosowania. Przedstawiono wykorzystywany model nieliniowej pojemności oraz zaprezentowano nowe, uproszczone techniki dyskretyzacji elementów nieliniowych. Omówiono metodę optymalizacji, wykorzystywaną do identyfikacji parametrów opracowywanego modelu termicznego.

W rozdziale 6 omówiono proponowane podejście do uwzględniania nieliniowości procesów cieplnych, przedstawiono proces pozyskiwania parametrów przejściowej impedancji termicznej na podstawie wyników pomiarów charakterystyk termicznych w szerokim zakresie temperatur otoczenia. Zaproponowano funkcje analityczne reprezentujące wpływ temperatury otoczenia na parametry cieplne, a następnie opisano sposób wykorzystania tych funkcji w tworzeniu nieliniowego modelu termicznego. Przedstawiono modyfikację analogu elektrycznego przejściowej impedancji termicznej do postaci nieliniowej.

W rozdziale 7 omówiono metodykę postępowania w tworzeniu procedur do symulacji z uwzględnieniem nieliniowości procesów cieplnych. Przedstawiono porównanie algorytmów splotowych i klasycznych algorytmów dyskretyzacji, pod kątem dokładności. Przeanalizowano dokładność proponowanych technik dyskretyzacji elementów nieliniowych na tle ogólnie stosowanych metod. Zaprezentowano przykłady zastosowania opracowanego modelu termicznego w symulacjach odpowiedzi termicznych elementów na pobudzenie mocą o znanym kształcie, w symulacjach charakterystyk statycznych oraz w symulacjach przejściowych stanów elektrotermicznych. We wszystkich wymienionych przypadkach porównywano wyniki obliczeń opartych o liniowy i nieliniowy model termiczny. W rozdziale 7 zaproponowano również model diody dla symulatora PSPICE. Model ten umożliwia uwzględnianie wpływu chwilowych zmian temperatury wnętrza elementu na jego parametry elektryczne, co w przypadku modeli standardowo dostępnych w bibliotekach PSPICE nie

jest możliwe. Do pracy dołączone są załączniki, w których umieszczono dodatkowe informacje oraz wyniki symulacji, niezamieszczone w treści pracy.

1.3. Podział zjawisk termicznych i reprezentujących je modeli

W pracy przyjęto określony podział oraz nazwy omawianych zjawisk i ich modeli, zgodnie z opisem zawartym w podrozdziałach 1.3.1., 1.3.2.

1.3.1. Klasyfikacja zjawisk termicznych

W prezentowanym ujęciu określenie „zjawiska termiczne” dotyczy zjawisk, których konsekwencją są zmiany temperatury oraz wpływ tych zmian na parametry elementów i układów elektronicznych. Omawiane w pracy zjawiska termiczne podzielono na cztery grupy:

- zamiana energii elektrycznej na ciepłą, generacja ciepła;
- odprowadzanie ciepła;
- zmiany parametrów takich jak przewodność cieplna, ciepło właściwe i gęstość materiałów, spowodowane zmianami temperatury;
- oddziaływania elektrotermiczne, wpływ temperatury na parametry elektryczne elementów.

Sformułowanie „procesy cieplne” w niniejszej pracy dotyczy zjawisk takich jak odprowadzanie ciepła oraz wpływ temperatury na materiałowe parametry cieplne.

1.3.2. Klasyfikacja modeli

W pracy mowa jest o modelach termicznych, które reprezentują:

- związki między pewnymi wielkościami fizycznymi zachodzące w otoczeniu punktu o określonych współrzędnych przestrzennych;
- fragment struktury, którego wymiary geometryczne są określone;
- cały element elektroniczny.

Model może być:

- statyczny;
- dynamiczny, gdy co najmniej jedna ze zmiennych jest funkcją czasu.

Modele można również podzielić w sposób następujący:

- modele mikroskopowe lub modele o stałych rozłożonych, będące równaniami różniczkowymi o pochodnych cząstkowych;
- modele makroskopowe lub modele o stałych skupionych w tym:
 - równania różniczkowe zwyczajne, splot;
 - równania algebraiczne;
 - modele o postaci zastępczych sieci elektrycznych.

Model mikroskopowy odnosi się do pewnego punktu, zaś modele makroskopowe reprezentują właściwości fragmentów struktury bądź właściwości całych elementów elektronicznych. W typowych realizacjach numerycznych, symulacje obiektu opisanego modelem o stałych rozłożonych sprowadzają się do symulacji grupy bardzo małych fragmentów rozpatrywanego obiektu, przy czym fragmenty te opisane są modelami o stałych skupionych.

Model może być liniowy bądź nieliniowy. Model nieliniowy może być wyrażony poprzez równania o strukturze nieliniowej lub poprzez równania o strukturze liniowej, w których współczynniki zależą od zmiennych w modelu.

W literaturze spotyka się podejścia, w których modelowana struktura lub element przedstawiane są jako połączenie określonej liczby rzeczywistych warstw materiałowych [1], [2], którym przypisywane są pewne fizyczne właściwości i parametry. W części rozważań prezentowanych w pracy przyjmuje się następującą konwencję: rozpatrywany obiekt (na przykład struktura lub element) zostaje podzielony na określoną liczbę warstw umownych (abstrakcyjnych), którym przypisywane są pewne, również umowne właściwości. Poprzez właściwości rozumie się zarówno parametry cieplne, jak i ich zależność od temperatury. Model całego obiektu stanowi połączenie pewnych modeli cząstkowych, opisujących poszczególne warstwy umowne.

2. Wybrane zjawiska termiczne w elementach półprzewodnikowych

2.1. Wstęp

W niniejszym rozdziale omówione zostaną wybrane zjawiska termiczne, mające znaczenie podczas pracy półprzewodnikowych elementów elektronicznych. Wielkością poszukiwaną w analizie zjawisk termicznych w elementach i układach elektronicznych jest często nadwyżka temperatury wnętrza elementu T_j ponad temperaturę odniesienia T_0 . Nadwyżka taka powstaje w wyniku procesów generacji ciepła wewnątrz struktury, zaś pojęcie temperatury odniesienia dotyczy zazwyczaj temperatury obszaru, do którego odprowadzane jest ciepło. W prezentowanych przez producentów elementów elektronicznych danych katalogowych, mowa jest o odprowadzaniu ciepła:

- z wnętrza do obudowy **j-c** (junction to case), wtedy $T_0 = T_c$
- z wnętrza do radiatora **j-hs** (junction to heat – sink), $T_0 = T_{hs}$
- z wnętrza do otoczenia **j-a** (junction to ambient), $T_0 = T_a$

T_c , T_{hs} , T_a oznaczają odpowiednio temperatury: obudowy, radiatora, otoczenia, przy czym w notach aplikacyjnych zazwyczaj nie ma informacji, w jakim miejscu obudowy, radiatora, czy otoczenia panują temperatury T_c , T_{hs} , T_a . Rozpatrywane są również warianty pośrednie, jak na przykład odprowadzanie ciepła z powierzchni obudowy do otoczenia i wtedy mówi się o różnicy $T_c - T_a$, gdzie temperaturę odniesienia stanowi T_a .

Zmieniająca się temperatura jest czynnikiem wywołującym zmiany parametrów cieplnych materiałów, z których skonstruowane są elementy oraz parametrów elektrycznych tych elementów. W niniejszej pracy analizuje się charakter zmian materiałowych parametrów cieplnych, wywołanych zmianami temperatury oraz wpływ temperatury na parametry elektryczne elementów.

2.2. Generacja ciepła

Powstawanie nadwyżek temperatury wnętrza elementów T_j ponad temperaturę odniesienia T_0 zależy od szybkości generacji ciepła p_c , wyrażonej wzorem:

$$p_c = \frac{dQ}{dt} \quad (2.1)$$

gdzie: Q – ilość generowanego ciepła. Szybkość generacji ciepła traktowana jest często jako równoważna wartościom chwilowym mocy elektrycznej w elemencie, na przykład dwójnikowym:

$$p_c = i \cdot u \quad (2.2)$$

Wyrażenie (2.2) odpowiada przypadkowi, w którym pomijana jest inercja elektryczna w elemencie, czyli nie uwzględnia się takich elementów pasożytniczych jak pojemności.

Procesy zamiany energii elektrycznej na ciepło mają różny charakter. Z powstawaniem ciepła Joule'a mamy do czynienia wtedy, gdy obszar w którym ciepło

jest generowane można scharakteryzować pewną rezystywnością ρ . Wtedy gęstość objętościowa generowanej mocy wyrażona jest wzorem:

$$g_p = j^2 \cdot \rho \quad (2.3)$$

gdzie j jest gęstością prądu. Gęstość mocy typu (2.3) może być niejednorodna, gdyż w przypadku półprzewodników, ich lokalna rezystywność zależy od domieszkowania. W przypadku, gdy obszar nie jest scharakteryzowany określoną rezystywnością, moc cieplna określana jest na podstawie zależności (2.2), gdzie i jest prądem przepływającym przez rozpatrywany obszar, zaś u – zastępczym spadkiem napięcia. Zamiana energii elektrycznej na ciepło w elemencie półprzewodnikowym ma miejsce również wtedy, gdy energia nośników ładunku elektrycznego przekazywana jest do sieci krystalicznej, na przykład w wyniku niepromienistej rekombinacji nośników w elementach ze złączem p-n [3].

2.3. Odprowadzanie ciepła

Za odprowadzanie ciepła generowanego w elemencie półprzewodnikowym odpowiedzialne są następujące procesy:

- konwekcja
- promieniowanie (radiacja)
- przewodnictwo cieplne

Konwekcja i promieniowanie decydują o odprowadzaniu ciepła z zewnętrznej powierzchni obudowy lub z powierzchni radiatora do otoczenia. Powierzchniowe gęstości mocy cieplnych oddanych przez konwekcję g_{pc} oraz przez radiację g_{pr} wyrażają się wzorami:

$$g_{pc} = \sigma_c \cdot (T - T_0) \quad (2.4)$$

$$g_{pr} = \sigma_r \cdot (T - T_0) \quad (2.5)$$

gdzie T – temperatura na powierzchni oddającej ciepło, T_0 – temperatura ośrodka, do którego ciepło jest oddawane, σ_c – współczynnik konwekcji, σ_r – współczynnik radiacji.

Przewodnictwo cieplne ma dominujący udział w strukturze elementu, jego obudowie, wyprowadzeniach zewnętrznych i radiatorze. Gęstość strumienia ciepła F , przekazywanego mechanizmem przewodnictwa jest opisana prawem Fouriera:

$$\vec{F} = -\lambda \cdot \text{grad}T \quad (2.6)$$

gdzie: λ – przewodność cieplna właściwa.

Przewodzenie ciepła w warunkach nieustalonych jest opisane przez Równanie Przewodnictwa Ciepła (RPC) [3], które wiąże przestrzenno – czasowy rozkład gęstości $g_p(r,t)$ generowanej mocy cieplnej z przestrzenno – czasowym rozkładem temperatury $T(r,t)$ w strukturze elementu:

$$\operatorname{div}[\lambda \cdot \operatorname{grad} T(r,t)] + g_p(r,t) = c_p \cdot d \cdot \frac{\partial T(r,t)}{\partial t} \quad (2.7)$$

gdzie: d – gęstość materiału, c_p – ciepło właściwe materiału.

W literaturze spotyka się również pojęcie objętościowej pojemności cieplnej c_v (*ang. volumetric heat capacity*) [4], [5], opisanej wzorem:

$$c_v = d \cdot c_p \quad (2.8)$$

Kombinacja gęstości i ciepła właściwego o postaci iloczynu występuje w RPC (2.6), dlatego operowanie parametrem c_v jest wygodne.

Rozpatrywanie wariantu RPC, w którym uwzględnia się fakt, iż parametry materiałowe λ , c_p oraz d zmieniają się w funkcji temperatury jest skomplikowane, zwłaszcza z powodu uzależnienia $\lambda(T)$, czyniącego z (2.7) nieliniowe równanie różniczkowe o pochodnych cząstkowych, nie mające rozwiązania analitycznego. Stosuje się więc warianty uproszczone RPC, z których jeden opiera się na założeniu stałości parametrów λ , c_p , d , a równanie (2.8) przechodzi do postaci liniowej ([1], s. 173):

$$\lambda \cdot \nabla^2 T + g_p = d \cdot c_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad (2.9)$$

∇^2 – operator Laplace'a.

Prawo Fouriera oraz RPC odniesione do poszczególnych punktów we wnętrzu struktury, z zastosowaniem określonych warunków brzegowych (np. [3] s. 169 – 172) oraz podaniem wymiarów geometrycznych i parametrów materiałowych poszczególnych warstw rzeczywistych struktury (podrozdział 2.2) stanowią modele mikroskopowe o parametrach rozłożonych. W przypadku zaniedbania przestrzennego rozkładu temperatury, właściwości cieplne obiektu można opisywać modelem skupionym.

2.4. Wpływ temperatury na materiałowe parametry cieplne

2.4.1. Skutki nieliniowości procesów cieplnych

Do podstawowych konsekwencji nieliniowości procesów cieplnych zaliczyć można [5], [6], [7]:

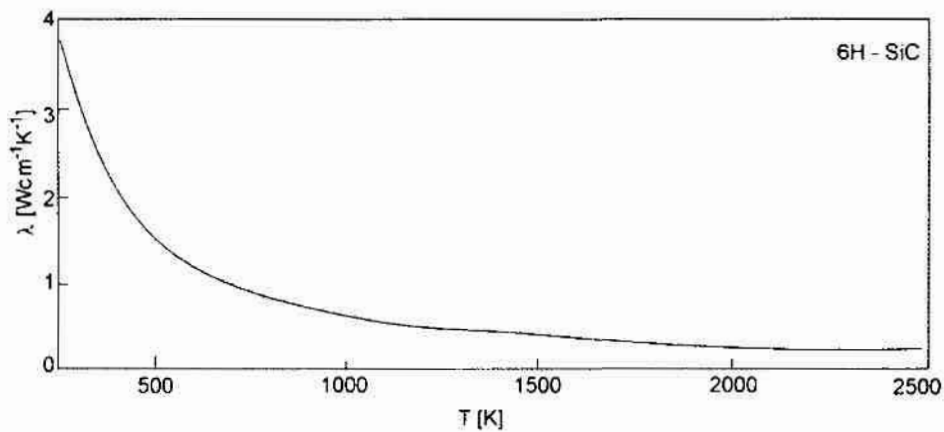
- zależność przewodności cieplnej materiałów od temperatury
- zależność ciepła właściwego i gęstości materiałów od temperatury
- zależność współczynnika wymiany ciepła z otoczeniem od temperatury powierzchni elementu i od temperatury otoczenia.

W podrozdziałach 2.4.2. – 2.4.4. przedstawiono spotykane w literaturze przykładowe reprezentacje wpływu temperatury na materiałowe parametry cieplne, w formie wykresów lub wzorów analitycznych.

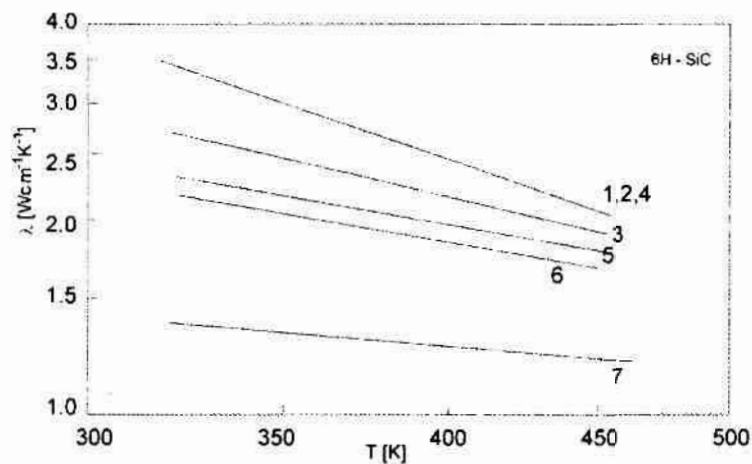
2.4.2. Wpływ temperatury na przewodność cieplną

W literaturze spotyka się reprezentacje zależności przewodności cieplnej materiałów od temperatury w formie wykresów [8], [9], [10], [11], [12].

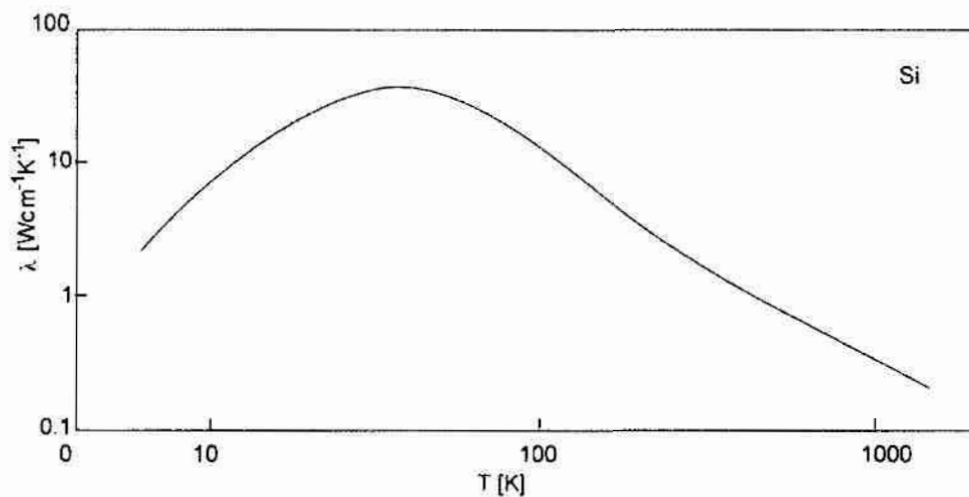
Na rys. 2.2 przedstawiono prezentowaną w pracy [9] zmierzoną zależność przewodności cieplnej od temperatury, dla najczęściej spotykanej odmiany węgla krzemu 6H, zaś na rys. 2.3 – przewodność cieplną w funkcji temperatury dla węgla krzemu 6H, zmierzoną dla próbek różniących się koncentracją nośników [10]. Numery 1 – 7 na rys. 2.3 odpowiadają przypadkom: 1) $n=8.0 \cdot 10^{15} \text{cm}^{-3}$; 2) $n=8.0 \cdot 10^{15} \text{cm}^{-3}$; 3) $n=1.0 \cdot 10^{19} \text{cm}^{-3}$; 4) $p=2.0 \cdot 10^{16} \text{cm}^{-3}$; 5) $p=5.0 \cdot 10^{18} \text{cm}^{-3}$; 6) $p=5.0 \cdot 10^{19} \text{cm}^{-3}$; 7) $p \sim 10^{20} \text{cm}^{-3}$.



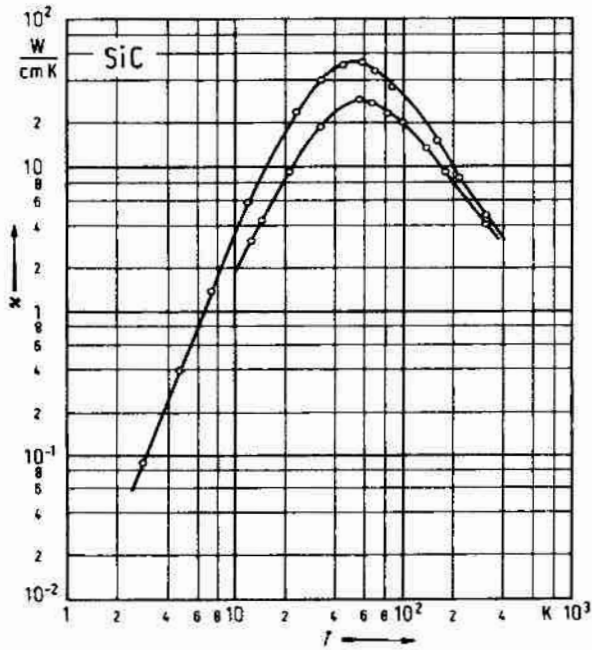
Rys. 2.2. Przewodność cieplna 6H – SiC na podstawie [9].



Rys. 2.3. Przewodność cieplna próbek 6H – SiC o różnych koncentracjach nośników, na podstawie [10].



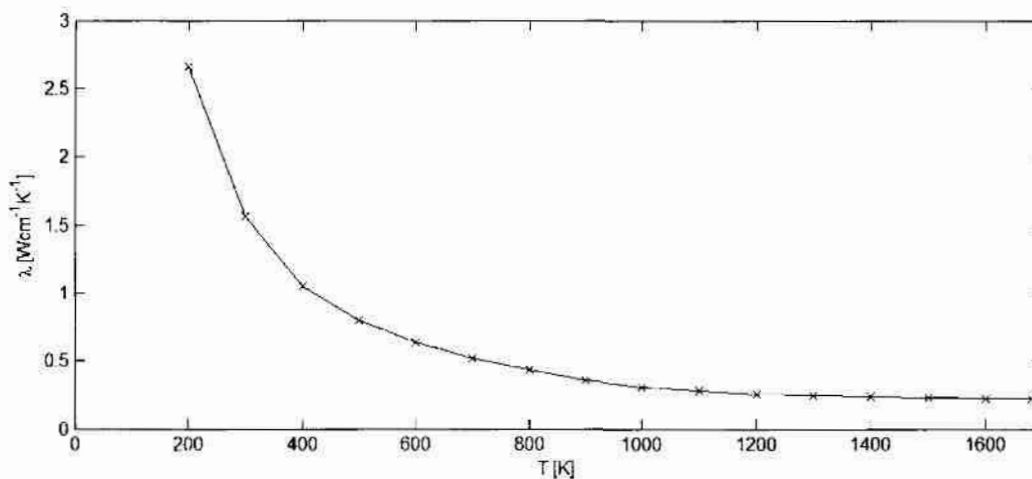
Rys. 2.4. Przewodność cieplna wysokiej czystości krzemu, według [11].



Rys. 2.5. Przewodność cieplna dwóch próbek z węgla krzemu 6H, według [12].

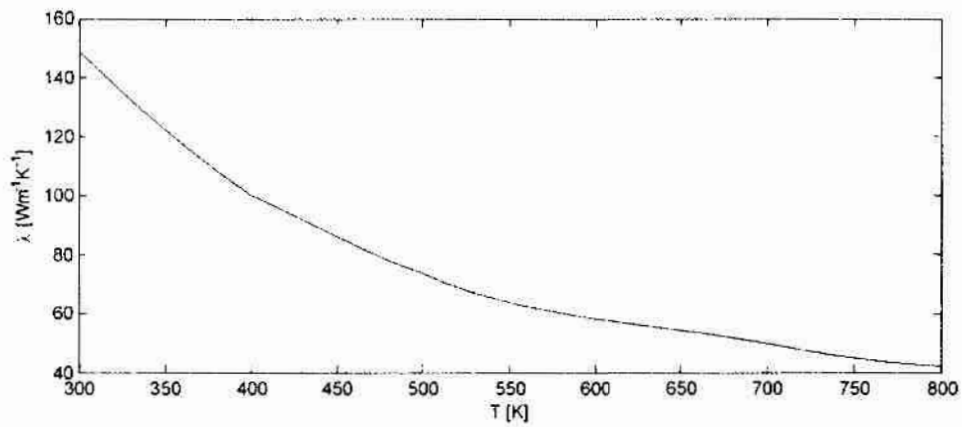
Na rys. 2.4 przedstawiono podawaną w [11] przewodność cieplną krzemu w funkcji temperatury. Na rys. 2.5 znajdują się wykresy przewodności cieplnej w funkcji temperatury dla dwóch próbek tego samego materiału (węgla krzemu), podawane w [12]. Wykresy z rys. 2.4, 2.5 wykonano w skali logarytmicznej i konkretne wartości mogą być odczytane niedokładnie. Możliwe jest jednak zaobserwowanie, podobnie jak w przypadku wykresów z rys. 2.2, 2.3, że wpływ temperatury na przewodność cieplną jest znaczący.

Spotyka się wartości parametrów cieplnych dla różnych temperatur zestawione w tabelach, tak jak w [8]. Na podstawie tabeli z [8] sporządzono wykres przewodności cieplnej krzemu pokazany na rys. 2.6.

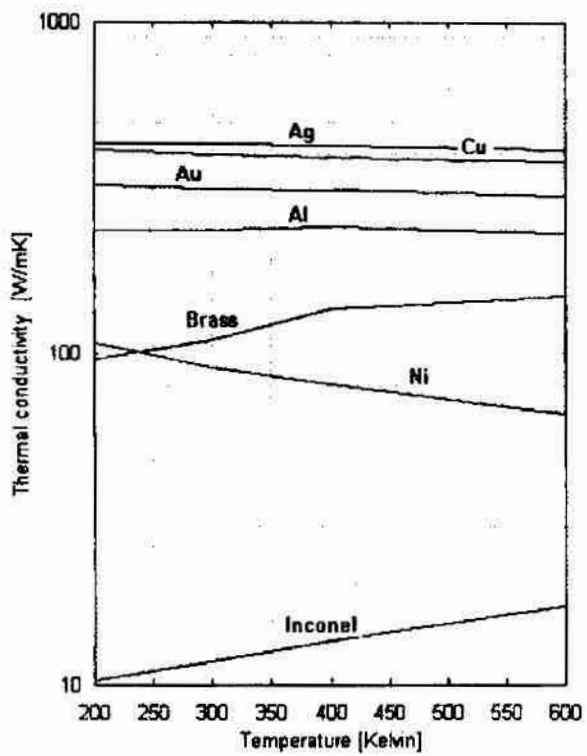


Rys. 2.6. Przewodność cieplna czystego krzemu dla różnych temperatur, według tabeli z [8].

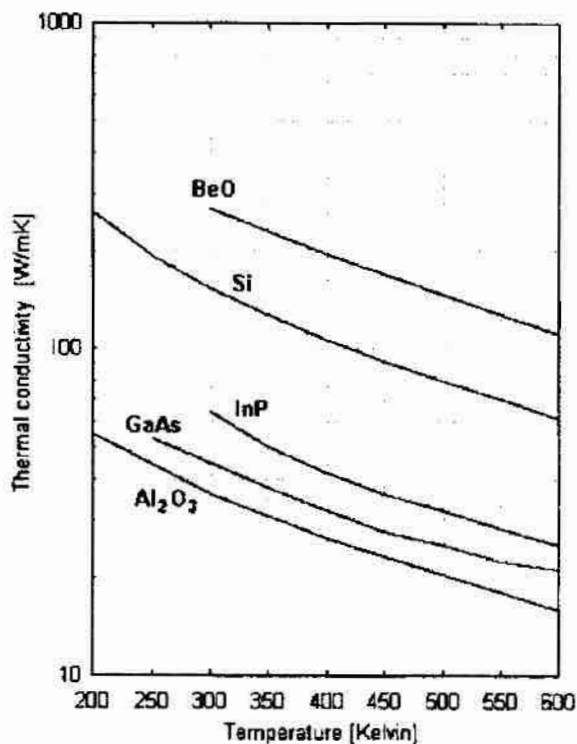
W pracy [13] zamieszczono zestawienie różnych właściwości monokryształów krzemu, między innymi zależność przewodności cieplnej od temperatury, pokazaną na rys. 2.7.



Rys. 2.7. Przewodność cieplna monokryształu krzemu w różnych temperaturach, według [13].



Rys. 2.8. Przewodność cieplna wybranych metali stopów metali, podawana w [5].



Rys. 2.9. Przewodność cieplna wybranych półprzewodników i materiałów ceramicznych, podawana w [5].

Autorzy prac poświęconych analizie wpływu temperatury na parametry cieplne materiałów często wykorzystują te same źródła literaturowe, jedną z często cytowanych prac, między innymi w [13], [14], jest [5], w której zamieszczono wykresy przewodności cieplnych różnych materiałów w funkcji temperatury. Są to zależności otrzymane w drodze pomiarów (rys. 2.8, 2.9).

Na rys. 2.2 - 2.6 jako jednostkę przewodności cieplnej podaje się [W/cm/K], zaś na rys. 2.7 - 2.9 [W/m/K], stąd wartości na osiach OY różnią się o dwa rzędy wielkości.

Na podstawie przytoczonych, oraz innych występujących w literaturze wykresów możliwe jest jedynie orientacyjne określenie wartości przewodności cieplnej danego materiału dla danej temperatury. Jedną z przyczyn błędnego określania wartości parametrów jest rozbieżność tych parametrów dla różnych próbek nawet takiego samego materiału, czego przykład pokazano na rys. 2.4. Łatwy do określenia jest natomiast charakter wpływu temperatury na przewodność cieplną, co zostanie wykorzystane w niniejszej pracy.

Analityczne reprezentacje zależności przewodności cieplnej od temperatury mogą być wyznaczane na podstawie wykresów, na przykład takich jak na rys. 2.2 - 2.9, lub poprzez zastosowanie wzorów teoretycznych. Jednym ze spotykanych w literaturze [3], [4], [6] empirycznym opisem $\lambda(T)$ jest równanie postaci:

$$\lambda(T) = \lambda_0 \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^k \quad (2.10)$$

W pracy [6] występuje wzór:

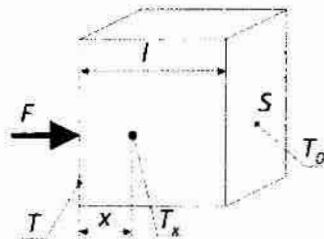
$$\lambda(T) = \lambda_0 + k_{si} \cdot (T - T_0) \quad (2.11)$$

Przykładowe wartości współczynników we wzorach (2.10), (2.11): κ dla arsenku galu wynosi -1.22 według [5], zaś dla krzemu, według [15], -1.33, k_{si} (2.11) dla krzemu, według [6] wynosi $-0.4[W/m/K^2]$. W pracy [5] proponowana jest, wykorzystana również w [6], zależność:

$$\lambda = \lambda_0 \cdot \exp[\alpha_\lambda \cdot (T - T_0)] \quad (2.12)$$

gdzie parametr α_λ otrzymuje się w drodze dopasowania do krzywych pokazanych na rys. 2.9 (tak zwane curve fitting). Zarówno w (2.10), (2.11) jak i (2.12) T_0 to temperatura odniesienia, λ_0 to przewodność cieplna dla T_0 . Zależności (2.10) – (2.12) to wzory empiryczne, otrzymywane poprzez dopasowanie do danych pomiarowych. Często, na przykład w [16], [17], zależność przewodności cieplnej od temperatury wplataną jest do równania Fouriera (2.6), ale przy założeniu jednowymiarowego przepływu ciepła, zgodnie ze wzorem:

$$F = -\lambda(T_x) \cdot \frac{dT_x}{dx} \quad (2.13)$$



Rys. 2.10. Ilustracja prawa Fouriera przy założeniu jednowymiarowego przepływu ciepła.

Równanie (2.13) to równanie o strukturze liniowej, ze współczynnikiem uzależnionym od zmiennej T . Wykorzystując (2.13), można wyznaczyć związek między strumieniem ciepła F i temperaturą na brzegach rozpatrywanego fragmentu struktury (rys. 2.10). Związek taki będzie miał strukturę nieliniową. W tym celu trzeba scałkować równanie (2.13), po czym przy uwzględnieniu warunków:

$$\begin{cases} T_x = T & \text{dla } x=0 \\ T_x = T_0 & \text{dla } x=l \end{cases} \quad (2.14)$$

otrzyma się zależność:

$$F_p = \frac{\lambda_0 \cdot T_0}{l \cdot (\kappa + 1)} \cdot \left[\left(\frac{T}{T_0} \right)^{\kappa+1} - 1 \right] \quad (2.15)$$

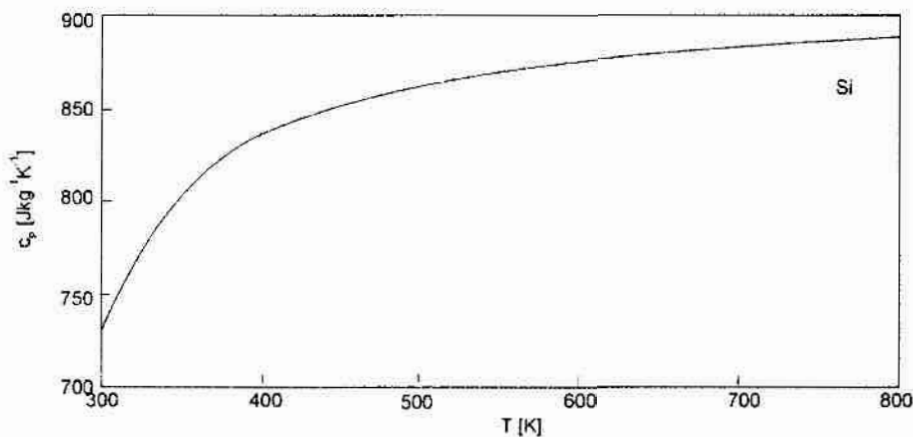
Właściwości fizyczne metali lub półprzewodników można opisywać za pomocą kinetycznej teorii gazów [18] odniesionej w tym przypadku do gazu elektronów swobodnych w sieci krystalicznej. Autorzy [13] do obliczania przewodności cieplnej monokryształów krzemu dla różnych temperatur wykorzystują przekształcone równanie transportu Boltzmanna [18]:

$$\lambda(T) \approx \frac{k_b}{2 \cdot \pi^2 \cdot v} \cdot \left(\frac{k_b}{h_p}\right)^3 \cdot T^3 \cdot \int_0^{\Theta_D} \tau_C \cdot \frac{\left(\frac{h_p \cdot \omega}{k_b \cdot T}\right)^4 \cdot \exp\left(\frac{h_p \cdot \omega}{k_b \cdot T}\right)}{\left[\exp\left(\frac{h_p \cdot \omega}{k_b \cdot T}\right) - 1\right]^2} dx \quad (2.16)$$

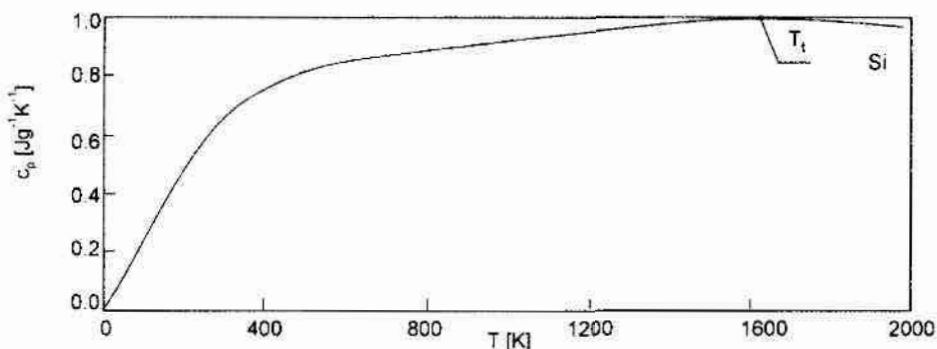
gdzie: k_b , h_p , Θ_D – stałe fizyczne, v – średnia prędkość fononów w krzemie, ω – częstotliwość fononów, τ_C – czas relaksacji związany ze zjawiskami w sieci krystalicznej zakłócającymi transport fononów. W [13] równanie (2.16) jest częścią modelu monokryształu, zaś modele monokryształów stanowią części składowe modeli polikryształów krzemu.

2.4.3. Wpływ temperatury na ciepło właściwe

W podrozdziale 2.3 przedstawiono dwa parametry związane ze zdolnością materiałów do gromadzenia części energii, wynikającej z przepływu ciepła w pewnych objętościach. Parametrami tymi są: ciepło właściwe c_p oraz objętościowa pojemność cieplna c_v . Spotyka się reprezentacje zależności od temperatury obu tych parametrów, czego przykłady przytoczono poniżej.



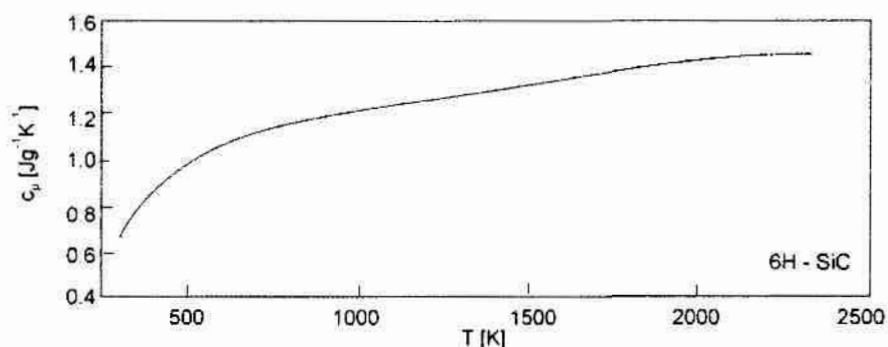
Rys. 2.11. Ciepło właściwe monokryształu krzemu, według [19].



Rys. 2.12. Ciepło właściwe krzemu, według [20].

W pracy [19] w formie wykresu, pokazanego na rys. 2.11 przedstawiono zależność od temperatury ciepła właściwego pojedynczego monokryształu krzemu. W pracy [20] podano przebieg zależności ciepła właściwego krzemu pod stałym ciśnieniem (rys. 2.12).

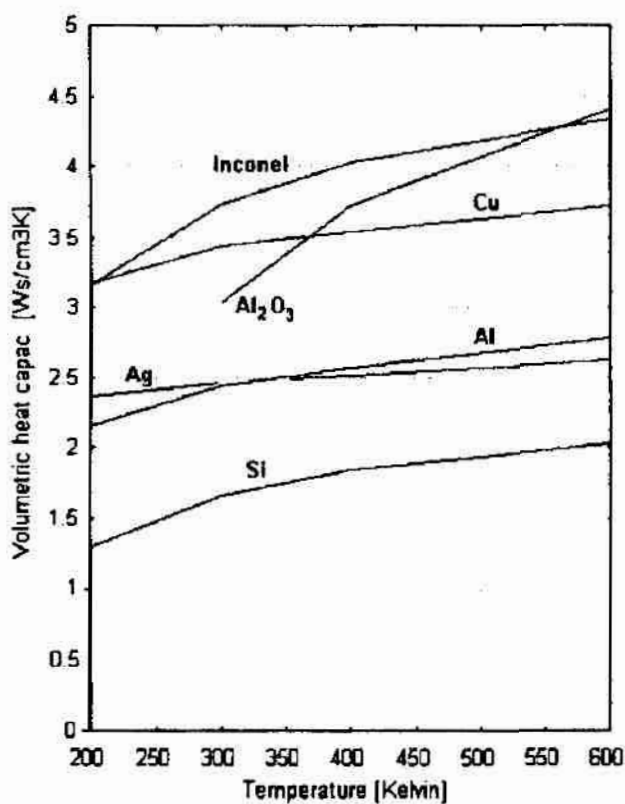
Punkt T_f odpowiada temperaturze topnienia. Na rys. 2.13 pokazano zależność od temperatury ciepła właściwego węgla krzemu 6H, na podstawie [9].



Rys. 2.13. Ciepło właściwe węgla krzemu, odmiana 6H, według [9].

Przytaczane wykresy różnią się jednostkami ciepła właściwego, w niektórych przypadkach w mianowniku występuje gram [g], w innych kilogram [kg], stąd różnice w rzędach wielkości na osi OY.

Tak jak w przypadku przewodności cieplnej, autorzy prac, między innymi [5], [13], [14], wykorzystują dane na temat objętościowej pojemności cieplnej zamieszczone w [5]. Przykładowy wykres objętościowej pojemności cieplnej w funkcji temperatury dla różnych materiałów, zaczerpnięty z [5] pokazano na rys. 2.14.



Rys. 2.14. Zmierzona objętościowa pojemność cieplna dla różnych materiałów według [5].

Obserwuje się, na przykład na podstawie rys. 2.11 – 2.14, że mimo różnic w wartościach dla konkretnych temperatur, kształty krzywych obrazujących ciepło właściwe lub objętościową pojemność cieplną w funkcji temperatury są bardzo podobne. Analogicznie jak w przypadku przewodności cieplnej w funkcji temperatury, wartości ciepła właściwego odczytane z wykresów można traktować jedynie jako orientacyjne.

Do reprezentacji zmian ciepła właściwego w funkcji temperatury często wykorzystywane są wzory empiryczne, na przykład takie jak w [15]:

$$c_p(T) = a_c + b_c \cdot T + c_c \cdot T^2 + d_c \cdot T^3 \quad (2.17)$$

$$c_p(T) = a_c + b_c \cdot T + \frac{c'}{T^2} \quad (2.18)$$

gdzie, przykładowo dla krzemu, w temperaturze 300K: $a_c = 5.51 \frac{J}{g \cdot K}$, $b_c = 0.8785 \cdot 10^3 \frac{J}{g \cdot K^2}$, $c' = -0.90737 \cdot 10^{-5} \frac{J \cdot K}{g}$.

W pracach [5] oraz [6] objętościowa pojemność cieplna wyrażona jest wzorem:

$$c_v(T) = c_{v0} \cdot \exp[\alpha_c \cdot (T - T_0)] \quad (2.19)$$

gdzie: α_c – współczynnik dopasowujący (2.19) do krzywych z rys. 2.14, c_{v0} – objętościowa pojemność cieplna dla temperatury odniesienia T_0 .

Przykładem teoretycznej zależności ciepła właściwego od temperatury jest równanie Debye, prawdziwe dla izotropowej sieci krystalicznej [13], [21]:

$$c_p(T) = \frac{W}{A_{Si}} \cdot \left(\frac{T}{\Theta_D}\right)^3 \cdot \int_0^{\frac{\Theta_D}{T}} \frac{\left(\frac{h_p \cdot \omega}{k_b \cdot T}\right)^4 \cdot \exp\left(\frac{h_p \cdot \omega}{k_b \cdot T}\right)}{\left[\exp\left(\frac{h_p \cdot \omega}{k_b \cdot T}\right) - 1\right]^2} dx \quad (2.20)$$

gdzie: W – stała, A_{Si} – masa atomowa krzemu.

W równaniu powyższym, pod całką występuje identyczny składnik, jak w przypadku równania (2.16) wykorzystywanego w pracy [13] do opisu przewodności cieplnej krzemu. Wynika to z faktu, iż przewodność cieplna, zgodnie z wykorzystywanym przez autorów [13] modelem gazów, zależy wprost proporcjonalnie od pojemności cieplnej przypadającej na jednostkę objętości gazu, czyli również od ciepła właściwego.

2.4.4. Konwekcja i radiacja

We wzorze (2.4) reprezentującym moc oddaną przez konwekcję występuje współczynnik konwekcji σ_c , który autorzy pracy [14] wyrażają za pomocą wzoru:

$$\sigma_c = a + b \cdot T \quad (2.21)$$

gdzie: a , b – stałe dobrane w drodze identyfikacji danych (na przykład pomiarowych). Empiryczne wzory reprezentujące wpływ temperatury na współczynniki konwekcji

i radiacji przedstawiono w [6], gdzie współczynnik wymiany ciepła z otoczeniem w wyniku konwekcji σ_c wyrażony jest wzorem:

$$\sigma_c = \alpha_c \cdot (T - T_0)^{0.25} \quad (2.22)$$

gdzie: α_c – stała. Współczynnik radiacji σ_r , występujący w (2.5), według [6] można przedstawić wzorem:

$$\sigma_r = k_b \cdot \varepsilon \cdot (T + T_0) \cdot (T^2 + T_0^2) \quad (2.23)$$

gdzie: ε – emisyjność, k_b – stała Stefana – Boltzmannna.

Wyrażenie (2.21) wynika z zależności opisującej gęstość mocy wypromieniowanej:

$$g_{pr} = k_b \cdot \varepsilon \cdot (T^4 - T_0^4) \quad (2.24)$$

W przytoczonych wzorach występuje temperatura odniesienia T_0 , najczęściej jest to temperatura pokojowa (300K), dla której wartości parametrów cieplnych są skatalogowane i dostępne.

2.5. Wpływ temperatury na parametry elektryczne diod

W niniejszej pracy rozpatrywane są oddziaływania elektrotermiczne głównie w diodach półprzewodnikowych, takich jak diody ze złączeniem p-n lub metal-półprzewodnik (Schottky'ego). We wcześniejszych podrozdziałach omówiono wpływ temperatury na parametry cieplne materiałów półprzewodnikowych, poniżej omówiony zostanie wpływ temperatury na wybrane parametry elektryczne diod półprzewodnikowych [3].

2.5.1. Diody prostownicze ze złączeniem p-n

Statyczna charakterystyka prądowo – napięciowa diody ze złączeniem p-n, spolaryzowanej w kierunku przewodzenia wyrażana jest wzorem [3]:

$$I_D = \frac{I_S}{1 + \frac{I_D}{I_H}} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_D - I_D \cdot R_S}{V_T} - 1\right) \right] \quad (2.25)$$

gdzie: I_D – prąd diody, U_D – spadek napięcia na diodzie, R_S rezystancja szeregową diody, V_T – potencjał termiczny, I_S – prąd nasycenia, I_H - prąd wynikający z efektu wysokiego poziomu wprowadzania nośników. Parametry ze wzoru (2.25), które wyraźnie zależą od temperatury, omówiono poniżej. Potencjał termiczny związany jest z temperaturą w sposób następujący:

$$V_T = \frac{k_b \cdot T}{q_e} \quad (2.26)$$

gdzie: q_e – ładunek elementarny.

Prąd nasycenia jest proporcjonalny do powierzchni złącza S oraz do kwadratu koncentracji nośników samoistnych:

$$I_S = A' \cdot S \cdot n_i^2 \quad (2.27)$$

Współczynnik A' uzależniony jest od rozmiarów warstw półprzewodnika po obu stronach złącza i od rozkładu koncentracji domieszek w tych warstwach i zazwyczaj maleje ze wzrostem temperatury. Dominująca we wzorze (2.27) jest zależność koncentracji nośników samoistnych od temperatury, wyrażona wzorem:

$$n_i(T) = A \cdot T^{\frac{3}{2}} \cdot \exp\left(\frac{-W_{G0}}{2 \cdot k_b \cdot T}\right) \quad (2.28)$$

gdzie: A – stała, W_{G0} – szerokość zabronionego pasma energii, ekstrapolowana do zera bezwzględego. Zależność szerokości pasma od temperatury przybliżana jest funkcją liniową, stąd we wzorach występuje W_{G0} . Ostatecznie, prąd nasycenia można przedstawić za pomocą zależności:

$$I_S(T) = A_{IS} \cdot T^D \cdot \exp\left(\frac{-W_{G0}}{k_b \cdot T}\right) \quad (2.29)$$

gdzie A_{IS} , D – stałe.

Istotny jest wpływ temperatury na wartość rezystancji szeregowej diody, która może być wyrażona wzorem:

$$R_S(T) = R_{S0} \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^b \quad (2.30)$$

Zależność (2.30) wynika z faktu, iż przewodność elektryczna półprzewodników wprost proporcjonalnie zależy od ruchliwości nośników μ , opisanej wzorem:

$$\mu(T) = \mu_0 \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{-b'} \quad (2.31)$$

Na zmiany rezystancji szeregowej elementu mają wpływ również inne efekty związane z temperaturą słabiej niż ruchliwość (2.31), dlatego zazwyczaj między wykładnikami we wzorach (2.30), (2.31) zachodzi relacja: $b < b'$.

Gdy dioda spolaryzowana jest zaporowo, można wydzielić dwa zakresy pracy: zakres blokowania i zakres przebicia. Przy założeniu, że element prostowniczy pracuje w zakresie swoich parametrów dopuszczalnych, efekty związane z zakresem przebicia mogą być pominięte. W zakresie blokowania, udział rezystancji szeregowej diody jest pomijalny, a prąd diody można opisać zależnością:

$$i_D = -(I_S + I_G) \quad (2.32)$$

gdzie I_S jest prądem nasycenia, zależącym od temperatury zgodnie z (2.28), I_G to prąd generacyjny, dla złącza p-n wyrażony wzorem:

$$I_G(T) = G \cdot \sqrt{1 + \frac{|U_W|}{\Phi_B}} \cdot T^g \cdot \exp\left(\frac{-W_{G0}}{2 \cdot k_b \cdot T}\right) \quad (2.33)$$

gdzie U_W – napięcie polaryzujące diodę zaporowo, G – współczynnik niezależny od temperatury, g – wykładnik przyjmujący zazwyczaj wartości 0.5 .. 1.5. Φ_B to napięcie bariery, będące w przypadku diod różnicą potencjałów na styku półprzewodnik – półprzewodnik lub półprzewodnik – metal, w stanie równowagi termodynamicznej. Dla złącza p-n napięcie bariery uzależnione od temperatury, wyraża się wzorem:

$$\Phi_B(T) = \frac{k_b \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2} \quad (2.34)$$

gdzie N_A , N_D – koncentracje domieszek akceptorowych i donorowych.

2.5.2. Diody ze złączem metal – półprzewodnik (Schottky'ego)

Charakterystyka statyczna przewodzącej diody Schottky'ego opisana jest zależnością:

$$I_D = I_{Sch} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_D - I_D \cdot R_S}{N \cdot V_T}\right) - 1 \right] \quad (2.35)$$

Rezystancja szeregową R_S w funkcji temperatury może być opisana zależnością (2.30), prąd I_{Sch} w (2.35) spełnia taką samą rolę jak prąd nasycenia I_S w diodzie ze złączem p-n, zaś powiązanie go z wynikającą ze zmian temperatury emisją elektronów z metalu współtworzącego złącze, prowadzi do wzoru:

$$I_{Sch}(T) = S \cdot A_R \cdot T^2 \cdot \exp\left(-\frac{q \cdot \Phi_{BS}}{k_b \cdot T}\right) \quad (2.36)$$

gdzie Φ_{BS} – bariera energetyczna styku metal – półprzewodnik, A_R – zastępcza stała Richardsona, S – powierzchnia styku metal – półprzewodnik. Współczynnik emisji N we wzorze (2.35) jest liczbą zazwyczaj niewiele większą od jedności.

Przy polaryzacji zaporowej, udział temperatury w kształtowaniu charakterystyki statycznej wyrażony jest przez zależność prądu I_{Sch} od temperatury (2.36).

2.5.3. Modele diod w symulatorach obwodowych

W programach analizy obwodów elektronicznych przyjęty jest pewien uniwersalny opis zależności parametrów elektrycznych elementów od temperatury. Grupa takich zależności wraz z zależnościami odzwierciedlającymi inne procesy, niepowiązane z temperaturą tworzy model elementu dedykowany konkretnemu środowisku symulacyjnemu. Przytoczone poniżej zależności współtworzą model diody w środowisku PSPICE [22]. Statyczna zależność prądu od napięcia na diodzie wyrażona jest zazwyczaj wzorem:

$$I_D = I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{U_D - I_D \cdot R_S}{N \cdot V_T}\right) - 1 \right] \quad (2.37)$$

Zależności prądu nasycenia I_S , rezystancji szeregowej diody R_S i potencjału termicznego V_T od temperatury T wnętrza elementu są przedstawione równaniami:

$$I_S = I_{S0} \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\frac{XTI}{N}} \cdot \exp\left(\frac{T-T_0}{T \cdot T_0} \cdot \frac{V_{G0} \cdot q}{N \cdot k_b}\right) \quad (2.38)$$

$$R_S = R_{S0} \cdot \left[1 + \alpha_1 \cdot (T - T_0) + \alpha_2 \cdot (T - T_0)^2\right] \quad (2.39)$$

$$V_T = \frac{k_b \cdot T}{q_e} \quad (2.40)$$

W powyższych wzorach T_0 oznacza temperaturę nominalną (zazwyczaj 300K), I_{S0} i R_{S0} to wartości I_S i R_S w temperaturze T_0 . Pozostałe symbole: XTI – wykładnik temperaturowy, V_{G0} – napięcie bariery energetycznej.

Zależności (2.25) – (2.40) odnoszą się do statycznych charakterystyk diod. W przypadku dynamicznym należy uwzględnić występowanie w elemencie pojemności: złączowej oraz dyfuzyjnej. W symulatorze PSPICE pojemności te są reprezentowane przez wyrażenie opisujące ładunek gromadzony w diodzie:

$$Q_D = TT \cdot I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{U_D}{N \cdot V_T}\right) - 1\right] + C_{J0} \cdot \int_0^{U_D} \left(1 - \frac{U_D}{V_J}\right)^{-M} dU_D \quad (2.41)$$

gdzie: TT – czas przelotu nośników, M – wykładnik potęgowy, przyjmujący wartości od 0.3 do 0.9. C_{J0} to pojemność złączowa przy zerowej polaryzacji, wyrażona wzorem:

$$C_{J0} = C_{J0T0} \cdot \left\{1 + M \cdot \left[0.0004 \cdot (T - T_0) + \left(1 - \frac{V_J}{V_{J0}}\right)\right]\right\} \quad (2.42)$$

gdzie: C_{J0T0} – pojemność złączowa w temperaturze T_0 . V_J – napięcie dyfuzyjne, uzależnione od temperatury w sposób następujący:

$$V_J = V_{J0} \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right) - 3 \cdot \left(\frac{k_b \cdot T}{q}\right) \cdot \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) - V_G + V_G \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.43)$$

gdzie:

$$V_G = 1.16 - \frac{0.000702 \cdot T^2}{T + 1108} \quad (2.44)$$

W reprezentowanym modelu nie istnieje rozróżnienie pomiędzy typami diod takimi jak p-n, stabilizacyjne, Schottky'ego, ani rozróżnienie ze względu na materiał półprzewodnikowy. Dopasowanie modelu do danego typu diody powinno być uzyskiwane poprzez odpowiedni dobór parametrów, co w praktyce jest trudne do zrealizowania, na przykład w przypadku diod Schottky'ego lub diod z węgla krzemu.

W niniejszej pracy jest wykorzystywany i modyfikowany przedstawiony powyżej model dla programu PSPICE.

3. Wybrane modele termiczne

3.1. Wstęp

W rozdziale skrótowo omówiono modele termiczne o stałych rozłożonych. Modelom termicznym o stałych skupionych poświęcono więcej uwagi, ze względu na fakt, iż w niniejszej pracy są one wykorzystywane i modyfikowane. Omówiono skupione modele statyczne oraz dynamiczne i przedstawiono parametry oraz charakterystyki w nich występujące. Gdy poszukiwany jest czasowy przebieg temperatury, rozróżnia się dwa przypadki: gdy wykorzystywany model odnosi się do przejściowych stanów termicznych, wtedy jest to model dynamiczny, lub gdy wartości temperatury nie ulegają zmianom w czasie – wtedy wykorzystuje się model statyczny.

3.2. Modele o stałych rozłożonych

Modelami termicznymi o stałych rozłożonych są przedstawione w rozdziale 3: prawo Fouriera (2.6) oraz równanie przewodnictwa ciepła (2.7), które opisują przestrzenny rozkład temperatury. Innym przykładem modelu o stałych rozłożonych, wykorzystywanego w numerycznym rozwiązywaniu równania przewodnictwa ciepła, jest grupa geometrycznie prostych elementów, powstałych w wyniku podziału obszaru, w którym wyznaczany jest rozkład temperatury. Wspomniane elementy, połączone są ze sobą w skończonej liczbie punktów (węzłów) znajdujących się na ich obwodach. Fragmenty wydzielone z obszaru nazywane są elementami skończonymi. Dla każdego elementu skończonego obrana zostaje funkcja określająca lokalny rozkład temperatury pomiędzy węzłami na jego brzegach.

3.3. Modele o stałych skupionych

Jednym ze skupionych modeli termicznych jest równanie opisujące związek między mocą w elemencie, a temperaturą przyjętą umownie jako temperatura wnętrza tego elementu. Dla wygody można operować pojęciem nadwyżki temperatury, wyrażonej wzorem:

$$\Delta T(t) = T_j(t) - T_0(t) \quad (3.1)$$

gdzie: T_j - temperatura wnętrza elementu, T_0 - temperatura odniesienia.

3.3.1. Statyczny model skupiony

Termiczny, statyczny model skupiony przedstawia się równaniem:

$$\Delta T = P \cdot K_t \quad (3.2)$$

Parametrem modelu (3.2) jest rezystancja termiczna K_t . Spotyka się interpretację [16], [23], [24] rezystancji termicznej jako sumy składników związanych z wyodrębnionymi

w elemencie, czasem w sposób umowny (podrozdział 2.2), warstwami. W takim przypadku skupiony, statyczny model termiczny ma postać:

$$\Delta T = P \cdot \sum_{q=1}^Q K_{t,q} \quad (3.3)$$

W notach aplikacyjnych elementów elektronicznych, spotyka się następujące rozróżnienie rezystancji termicznych:

$K_{t,ja}$ - między wnętrzem, a otoczeniem, $\Delta T = T_j - T_a$

$K_{t,jc}$ - między wnętrzem, a obudową, $\Delta T = T_j - T_c$

$K_{t,ca}$ - między obudową, a otoczeniem, $\Delta T = T_c - T_a$

3.3.2. Dynamiczny model skupiony

Przykładem dynamicznego termicznego modelu skupionego jest splot postaci:

$$\Delta T(t) = p(t) * Z'_{th}(t) \quad (3.4)$$

gdzie odpowiedź impulsowa $Z'_{th}(t)$ jest pochodną po czasie Przejściowej Impedancji Termicznej (PIT, Z_{th}). Przejściowa impedancja termiczna jest charakterystyką umożliwiającą powiązanie czasowego przebiegu temperatury wnętrza elementu z czasowym przebiegiem mocy cieplnej w elemencie. PIT zdefiniowana jest jako odpowiedź termiczna elementu na pobudzenie mocą o postaci:

$$p(t) = P_0 \cdot \mathbf{1}(t) \quad (3.5)$$

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{P_0} \quad (3.6)$$

W przypadku, gdy PIT dana jest w postaci zestawu punktów otrzymanych w drodze pomiaru, numeryczne różniczkowanie, konieczne w przypadku wyznaczania odpowiedzi impulsowej Z'_{th} , obarczone jest dużymi błędami. PIT często, przykładowo w [2], [21], [25], [26], [27] przybliżana jest wzorem analitycznym postaci:

$$Z_{th}(t) = \sum_{q=1}^Q K_{t,q} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_q}\right) \right] \quad (3.7)$$

Zastosowanie opisu typu (3.7) znacznie upraszcza wyznaczanie odpowiedzi impulsowej Z'_{th} , gdyż pochodną łatwo jest obliczyć analitycznie:

$$Z'_{th}(t) = \sum_{q=1}^Q \frac{K_{t,q}}{\tau_q} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_q}\right) \quad (3.8)$$

Tak jak w przypadku rezystancji termicznej, można mówić o impedancji termicznej między wnętrzem a otoczeniem $Z_{th,ja}$, między wnętrzem a obudową $Z_{th,jc}$, lub między obudową a otoczeniem $Z_{th,ca}$.

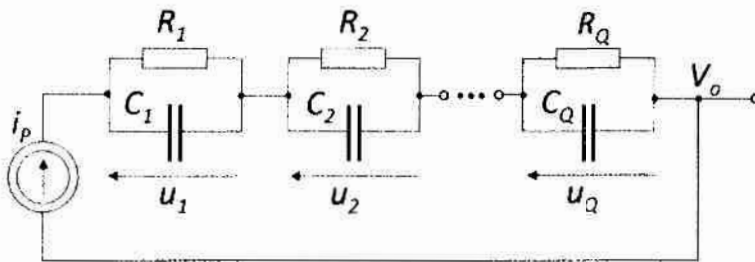
Dynamiczny model skupiony, o parametrach $K_{t,q}$, τ_q , może być również układem równań różniczkowych zwyczajnych:

$$\begin{cases} \frac{\tau_1}{K_{t,1}} \cdot \frac{d\Delta T_1}{dt} + \frac{\Delta T_1}{K_{t,1}} - p(t) = 0 \\ \frac{\tau_2}{K_{t,2}} \cdot \frac{d\Delta T_2}{dt} + \frac{\Delta T_2}{K_{t,2}} - p(t) = 0 \\ \vdots \\ \frac{\tau_Q}{K_{t,Q}} \cdot \frac{d\Delta T_Q}{dt} + \frac{\Delta T_Q}{K_{t,Q}} - p(t) = 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

W przypadku, gdy odpowiedź impulsowa ma postać (3.8), modele (3.4) i (3.9) są równoważne. Układem równań typu (3.9) można również opisać układ będący elektrycznym analogiem PIT, który omówiony zostanie w podrozdziale 3.3.3.

3.3.3. Analog elektro-termiczny przejściowej impedancji termicznej

Odmianą termicznego modelu skupionego jest analog elektro-termiczny [3], [25], [26] zależności (3.7). Jest to obwód składający się z rezystancji, pojemności oraz źródeł prądowych. Każdemu składnikowi opisu PIT przyporządkowuje się odpowiednik o postaci komórki rezystancyjno-pojemnościowej RC. Rozróżnia się dwa rodzaje sieci RC, stosowanych w analogii elektro-termicznej: sieć Cauera [2], [25], [28] oraz sieć Fostera (rys. 3.1) [2], [25], [26], [27], [28], [29], [30], [31].



Rys. 3.1. Przykład analogu elektro-termicznego PIT.

Źródło prądowe i_p na rys. 3.1 odpowiada mocy wydzielanej w strukturze. Rezystancje R_1, R_2, \dots, R_Q reprezentują rezystancje termiczne $K_{t,q}$ (3.5) przyjętych składników PIT, zaś pojemności C_1, C_2, \dots, C_Q wyznacza się ze wzoru:

$$C_q = \frac{\tau_q}{K_{t,q}} \quad (3.6)$$

Jeżeli przyjmie się podział elementu na warstwy, na przykład umowne, spadki napięć u_1, \dots, u_Q odpowiadają różnicom temperatur na brzegach przyjętych warstw, zaś ich suma reprezentuje całkowitą nadwyżkę temperatury ponad temperaturę odniesienia, która przedstawiona jest za pomocą potencjału V_o .

3.3.4. Wyznaczanie przejściowej impedancji termicznej

Krzywą przejściowej impedancji termicznej można wyznaczyć poprzez rozwiązanie RPC, przy znajomości parametrów materiałowych oraz dokładnych wymiarów poszczególnych, rzeczywistych warstw struktury. Często jednak przebieg PIT pozyskiwany jest w drodze pomiaru [32], [33], [34], [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41].

W niniejszej pracy wykorzystuje się pomiary charakterystyk termicznych diod Schottky'ego z węgla krzemu dla różnych wartości temperatur otoczenia [42], [43], [44], [45], [46]. Wspomniane pomiary stanowią bardzo dobre źródło informacji o właściwościach cieplnych wybranych elementów z kilku powodów:

- przebiegi PIT podawane w notach aplikacyjnych najczęściej odnoszą się do przypadku j-c (wnętrze - obudowa) [47], [48], [49], czyli dla przypadku idealnego chłodzenia;
- w przypadku wyników z prac [37], [47] przebiegi mają charakter wnętrze – powierzchnia radiatora
- znane są warunki pomiaru takie jak:
- konstrukcja i wymiary radiatora (w przypadku jego obecności)
- wartości prądów i napięć (mocy)
- dokładne wartości temperatury otoczenia

4. Symulacja zjawisk termicznych – według źródeł literaturowych

4.1. Wstęp

W niniejszym rozdziale przedstawiono opisywane w literaturze modele termiczne oraz przykłady ich zastosowań w symulacjach zjawisk termicznych. Symulacje oparte o modele o stałych rozłożonych omówiono w podrozdziale 4.2, zaś symulacje oparte o modele o stałych skupionych – w podrozdziale 4.3.

W symulacjach zjawisk termicznych, poszukiwany jest rozkład temperatur lub wartości nadwyżek temperatury (3.1) wnętrza elementu ponad temperaturę odniesienia oraz prądy i napięcia, których wartości zależą od zmian temperatury. Poszukiwane wielkości często przyjmują wartości zmieniające się w czasie. Komputerowa symulacja w dziedzinie czasu wymaga zastosowania algorytmów dyskretyzacji czasowej, które umożliwiają przetworzenie związków między wybranymi wielkościami, właściwych dla czasu ciągłego – na związki odpowiednie dla punktów na osi czasu dyskretnego. Każdy punkt na osi czasu dyskretnego, w którym wykonywana jest sekwencja obliczeń, wyznaczająca szukane wielkości w danej chwili, nazywany będzie dalej punktem obliczeniowym. Odległość między dwoma punktami obliczeniowymi nazywana jest krokiem dyskretyzacji h i może być wartością stałą lub zmienną [52], s. 14, 75.

Do wyznaczania przebiegów temperaturowych dla założonego przebiegu mocy wykorzystuje się modele termiczne, zaś do symulacji wzajemnych oddziaływań między sygnałami elektrycznymi a temperaturą – makromodele elektrotermiczne.

Zastosowania modeli termicznych omawiane w tym rozdziale można podzielić na trzy grupy:

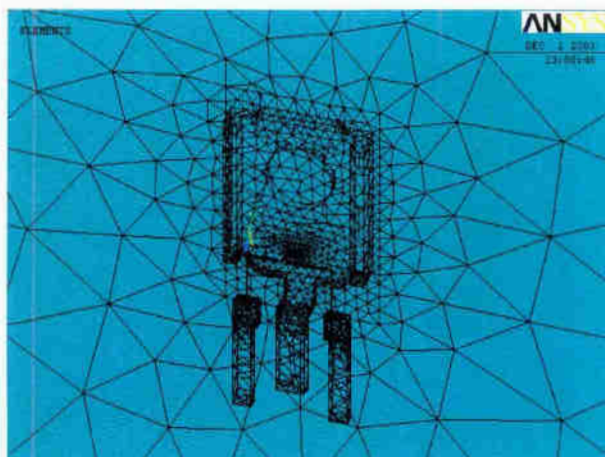
- wykorzystanie modeli termicznych o stałych rozłożonych w procedurach i programach do wyznaczania przestrzennego lub przestrzenno – czasowego rozkładu temperatury w strukturach półprzewodnikowych, lub do numerycznego wyznaczania przejściowej impedancji termicznej;
- wykorzystanie modeli termicznych o stałych skupionych w procedurach – wyznaczania nadwyżek temperatury wnętrza elementu ponad temperaturę odniesienia przy znanym pobudzeniu mocą;
- zastosowanie modeli termicznych o stałych skupionych w elektrotermicznych makromodelach, wykorzystywanych jednocześnie do wyznaczania nadwyżek temperatury powstających w elemencie, jak i do określania wpływu zmian temperatury na parametry elektryczne tego elementu.

4.2. Symulacje zjawisk termicznych oparte o modele o stałych rozłożonych – na podstawie literatury

4.2.1. Metody numeryczne oparte o modele o stałych rozłożonych

Najpopularniejszymi metodami numerycznymi, wykorzystywanymi w symulacjach opartych o modele o stałych rozłożonych są: metoda elementów skończonych MES [25], [53], [54], [55], [56] i metoda różnic skończonych MRS [53]. Metoda elementów

skończonych oparta jest o model opisany w podrozdziale 3.2, przykładowy model dla MES pokazano na rys. 4.1 [57].



Rys. 4.1. Model diody i jej otoczenia w metodzie elementów skończonych [57].

W metodzie elementów skończonych równania różniczkowe opisujące rozkład temperatury w danym elemencie skończonym przekształcane są na równania algebraiczne. Rozmiar otrzymanego układu równań odpowiada iloczynowi liczby rozpatrywanych węzłów (omówionych w podrozdziale 3.2) i liczby niewiadomych występujących w pojedynczym węźle. W każdym punkcie obliczeniowym układ równań jest rozwiązywany dla odpowiednich warunków brzegowych.

Metoda różnic skończonych polega na zastępowaniu pochodnych występujących w równaniach różniczkowych przez ilorazy różnicowe o złożoności zależnej od rzędu równania różniczkowego. Na obszar, w którym spełnione ma być rozwiązywane równanie różniczkowe, nakładana jest siatka punktów węzłowych, a niewiadomymi są wartości poszukiwanej funkcji w węzłach siatki. Ilorazy różnicowe można wyznaczać na przykład poprzez rozwinięcie poszukiwanej funkcji w szereg Taylora [58] wokół punktów węzłowych.

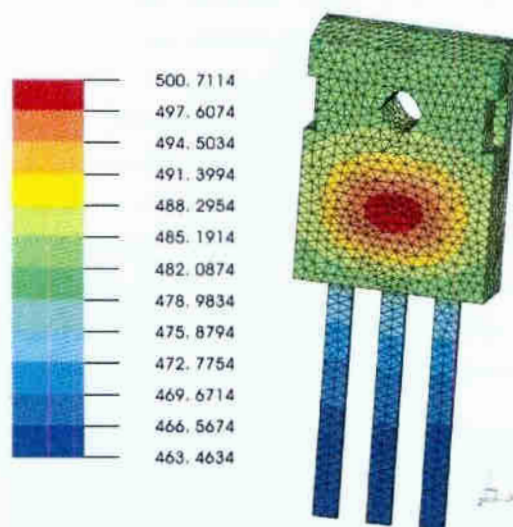
W MES i MRS zastosowanych do dyskretyzacji prawa Fouriera lub RPC mamy do czynienia z dyskretyzacją w czasie oraz z dyskretyzacją w przestrzeni. Dyskretyzacja w przestrzeni odnosi się do tych składników równań różniczkowych, które są pochodnymi po współrzędnych przestrzennych.

4.2.2. Spotykane w literaturze zastosowania metod opartych o modele o stałych rozłożonych

W przypadku zastosowania modeli o stałych rozłożonych, wyniki symulacji potencjalnie mogą być precyzyjnym odwzorowaniem rzeczywistości, gdyż możliwe jest uzyskanie przestrzennego rozkładu temperatury w elemencie. Warunkiem uzyskania dobrej dokładności jest znajomość wartości parametrów rzeczywistych warstw struktury – to znaczy przewodności cieplnej, ciepła właściwego, gęstości oraz wymiarów. Precyzyjne określenie tych parametrów jest trudne.

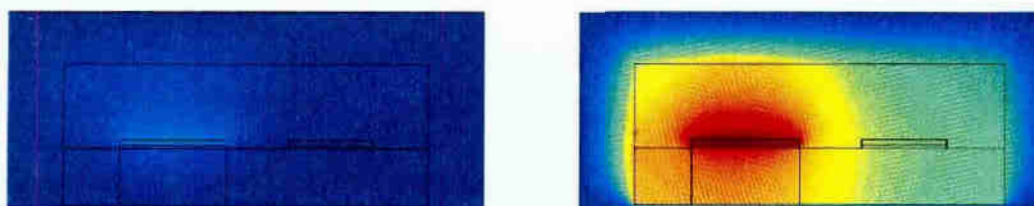
Metody oparte na modelach o stałych rozłożonych znajdują raczej zastosowanie na etapie projektowania pojedynczych elementów lub układów scalonych, w których rozkład temperatury jest nierównomierny.

W [54], [55] przedstawiono wyznaczony metodą elementów skończonych przestrzenny rozkład temperatury w tranzystorze, w termicznym stanie ustalonym, co pokazano na rys. 4.2.



Rys. 4.2. Przestrzenny rozkład temperatury w tranzystorze SML5020BN, po upływie czasu $t=1000s$, według [54], [55].

Wyniki otrzymane po zastosowaniu MES lub MRS stanowią często „wzorzec”, z którym porównywane są wyniki otrzymane innymi metodami, opartymi o modele skupione, tak jak w [53], [54], [55], [59], [60]. W pracy [28], przestrzenny rozkład temperatury w tranzystorze IGBT oraz diodzie umieszczonych w jednej obudowie jest wyznaczany metodą elementów skończonych. Porównywane są tutaj dwa przypadki: gdy elementy są, lub nie są, otoczone izolacją elektryczną. Wyniki symulacji pokazano na rys. 4.3.



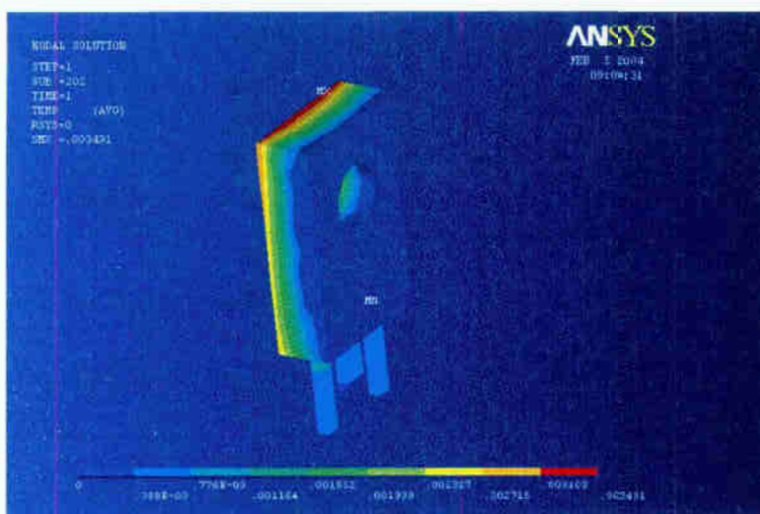
Rys. 4.3. Rozkład temperatury, obliczony metodą elementów skończonych, w obudowie zawierającej tranzystor IGBT oraz diodę: bez podkładki izolacyjnej (po lewej), z podkładką (po prawej) [28].

Znaczącą wadą metod opartych o modele o stałych rozłożonych jest duży nakład obliczeniowy i związany z tym długi czas wykonywania obliczeń. Autorzy [24] rozpatrują problem podziału obszaru tranzystora bipolarnego na fragmenty w taki sposób, aby otrzymać zadowalającą dokładność, przy zmniejszeniu nakładu obliczeniowego metody elementów skończonych. O tym, jak istotny jest prawidłowy podział obszaru na fragmenty w MES lub dobór siatki punktów węzłowych w MRS świadczą rozważania zawarte w [53], gdzie porównano różne warianty rozmieszczenia węzłów w obu wspomnianych metodach. Innym podejściem do redukcji nakładu obliczeniowego jest przekształcenie trójwymiarowego modelu na model jednowymiarowy, tak jak w [53],

[61], [62], [63], co jest zamianą modelu o stałych rozłożonych na model o stałych skupionych.

W [25] zastosowano MES do wyznaczenia przestrzennego rozkładu temperatury w połączonych ze sobą: złączu krzemowym i podłożu z tlenku glinu oraz złączu z arsenku galu i podłożu azotku glinu. W oparciu o otrzymane rozkłady temperatury wyznaczono przebiegi PIT wewnątrz – izotermiczny spód podłoża, dla różnego umiejscowienia punktu, którego temperatura traktowana jest jako temperatura wewnątrz elementu. Podobne postępowanie opisano w [64], gdzie po wyznaczeniu rozkładu temperatury w elemencie za pomocą MES, określono rezystancje termiczne złącze – otoczenie, złącze – obudowa.

Metodę elementów skończonych wykorzystano w popularnym komercyjnym programie ANSYS, służącym do wyznaczania przestrzennego rozkładu temperatur w różnego typu obiektach. Przykładowy rozkład temperatury w diodzie Schottky'ego z węgla krzemu, wyznaczony w programie ANSYS pokazano na rys. 4.4 [57].



Rys. 4.4. Rozkład temperatury w diodzie Schottky'ego SiC [57].

4.3. Symulacje zjawisk termicznych oparte o modele o stałych skupionych – na podstawie literatury

4.3.1. Metody numeryczne oparte o modele skupione

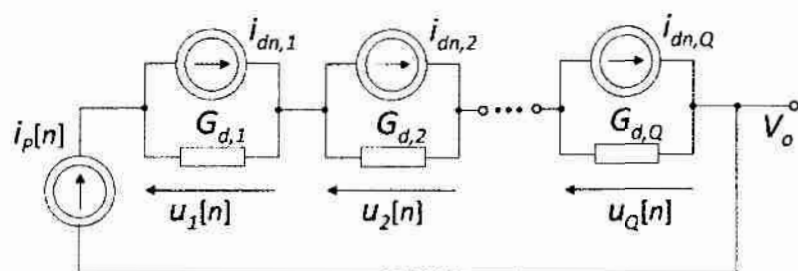
Algorytmy dyskretyzacji podzielono w niniejszej pracy na dwie grupy:

- algorytmy splotowe [65], [66], [67]
 - algorytmy dyskretyzacji równań różniczkowych ([68], s. 464 - 523, [69], [70], s. 211 - 227.), zwane dalej klasycznymi.

W procedurach numerycznego wyznaczania splotu stosuje się półanalityczne algorytmy splotowe, zapewniające dużą dokładność i szybkość obliczeń [52], [65], [66]. Algorytmy te omówiono dokładnie w rozdziale 6. Jeżeli modelem termicznym elementu jest układ równań różniczkowych typu (3.9), dokonuje się jego dyskretyzacji za pomocą algorytmów klasycznych.

W procesie dyskretyzacji czasowej często stosowane są modele dyskretne o postaci zastępczych sieci rezystancyjnych [68], [69], reprezentujące związki między

poszukiwanymi wielkościami w danym punkcie na osi czasu dyskretnego. Przykładowo, model dyskretny analogu PIT z rys. 3.1, ma postać pokazaną na rys. 4.5.



Rys. 4.5. Model dyskretny analogu PIT.

W tabeli 4.1 podano przykładowe wyrażenia opisujące wielkości $i_{zn,q}$, $G_{zn,q}$ dla wybranych klasycznych algorytmów całkowania numerycznego [70]. Wyrażenia opisujące $i_{dn,q}$, $G_{d,q}$ otrzymane po zastosowaniu algorytmów splotowych zostaną podane w dalszej części pracy.

Tabela 4.1. Przykładowe wartości elementów modelu dyskretnego analogu elektro-termicznego PIT.

Algorytm trapezów	Gear'a, rzędu 2
$i_{dn,q} = \left(\frac{1}{R_q} - \frac{2 \cdot C_q}{h} \right) \cdot u_q[n-1] - i_p[n-1]$	$i_{dn,q} = -\frac{C_q}{h} \cdot \left(2 \cdot u_q[n-1] + \frac{1}{2} \cdot u_q[n-2] \right)$
$G_{d,q} = \frac{2 \cdot C_q}{h} + \frac{1}{R_q}$	$G_{d,q} = \frac{3 \cdot C_q}{2 \cdot h} + \frac{1}{R_q}$

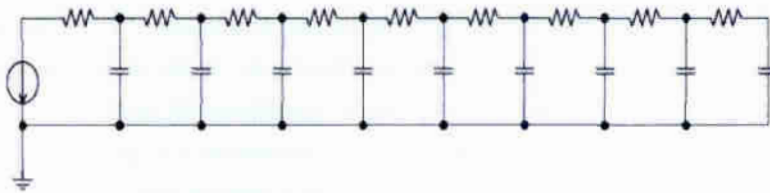
Podsumowując, do symulacji opartej na modelach o stałych skupionych można podchodzić dwojako:

- bezpośrednio, poprzez dyskretyzację splotu (3.4), lub układu równań różniczkowych (3.9)
- pośrednio, poprzez zastosowanie analogii elektro – termicznej, co jest uzasadnione w przypadku, gdy model odwzorowujący zjawiska termiczne jest częścią większego modelu, na przykład makromodelu elektrotermicznego, wiążącego właściwości termiczne elementu z jego właściwościami elektrycznymi.

4.3.2. Spotykane w literaturze zastosowania metod opartych o modele o stałych skupionych

W przypadku, gdy procesy cieplne są reprezentowane przez modele skupione, symulacja polega na numerycznym wyznaczaniu nadwyżek temperatury poprzez dyskretyzację opisanych w podrozdziałach 3.3.2., 3.3.3.: splotu, równań różniczkowych zwyczajnych lub symulację analogu elektro-termicznego z rys. 3.1. W takich wypadkach wykonywanie obliczeń jest proste i nie wymaga dużego nakładu obliczeniowego. Zasadniczym ograniczeniem w symulacjach opartych o modele skupione jest brak możliwości wyznaczenia przestrzennego rozkładu temperatury.

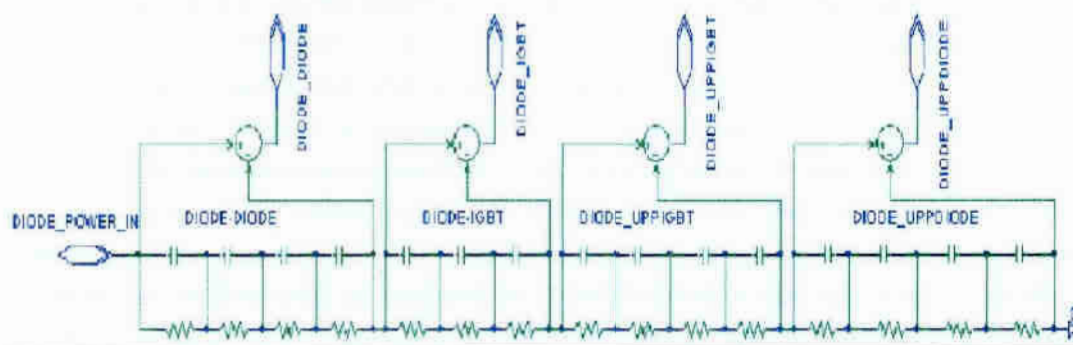
Najczęściej spotykanymi w symulacjach skupionymi modelami termicznymi [2], [25], [26], [27], [28], [29], [30], [31] są zastępcze sieci RC o postaci takiej, jak na rys. 3.1 (sieci Fostera), lub takiej, jak na rys. 4.6.



Rys. 4.6. Sieć Cauera.

W tej sytuacji wygodnie jest przeprowadzić symulację za pomocą popularnego symulatora obwodowego, np. PSPICE. Jeżeli przebieg mocy jest znany, symulacja jest prosta. W przypadku gdy mamy do czynienia z symulacją oddziaływań elektrotermicznych, gdzie temperatura wpływa na parametry elektryczne, od których zależy wartość mocy cieplnej traconej w elemencie, realizacja symulacji komplikuje się. W najbardziej rozpowszechnionych programach analizy obwodów (często nazywanych *SPICE-like*) nie ma możliwości uwzględnienia zmian parametrów elektrycznych elementów w funkcji zmieniającej się temperatury wnętrza tych elementów. Zagadnienie to zostanie omówione w dalszej części niniejszej pracy.

Model o postaci sieci RC (Fostera) wykorzystywany jest między innymi w pracy [30], gdzie przedstawiono algorytm identyfikacji parametrów R oraz C na podstawie danych pomiarowych. Na wstępie autorzy sygnalizują, że analog elektrotermiczny wywodzi się z zależności splotowej typu (3.4). Model tego samego typu (sieć Fostera) zastosowano w pracy [27] do reprezentacji właściwości termicznych wybranych elementów w inwerterze PWM. Poprzez „wybrane elementy” rozumie się takie, w których moc cieplna powoduje znaczące zmiany temperatury, przy czym uwzględniono również wzajemne oddziaływania termiczne pomiędzy poszczególnymi elementami. Na rys. 4.7 pokazano przykładowy model termiczny jednej z diod [27].



Rys. 4.7. Model termiczny diody według [27].

Model taki jest wprowadzany do schematu ideowego inwertera i implementowany w symulatorze PSPICE, gdzie za pomocą sterowanych źródeł prądowych z biblioteki programu wyznaczane są przebiegi prądu, którego wartość, zgodnie z analogią elektrotermiczną, otrzymuje się poprzez przeskalowanie (1A/1W) wartości mocy

w rozpatrywanym elemencie – „DIODE_POWER_IN” na rys. 4.7. Po zastosowaniu modelu z rys. 4.7 możliwe jest oszacowanie, o ile wzrośnie temperatura elementu, w którym wydzielana jest moc oraz o ile wzrośnie temperatura elementów w sąsiedztwie. Autorzy [27] nazywają omawiany model elektrotermicznym, a zmiany temperatury wnętrza elementów – samonagrzewaniem, chociaż nie jest uwzględniany wpływ temperatury na parametry elektryczne elementów.

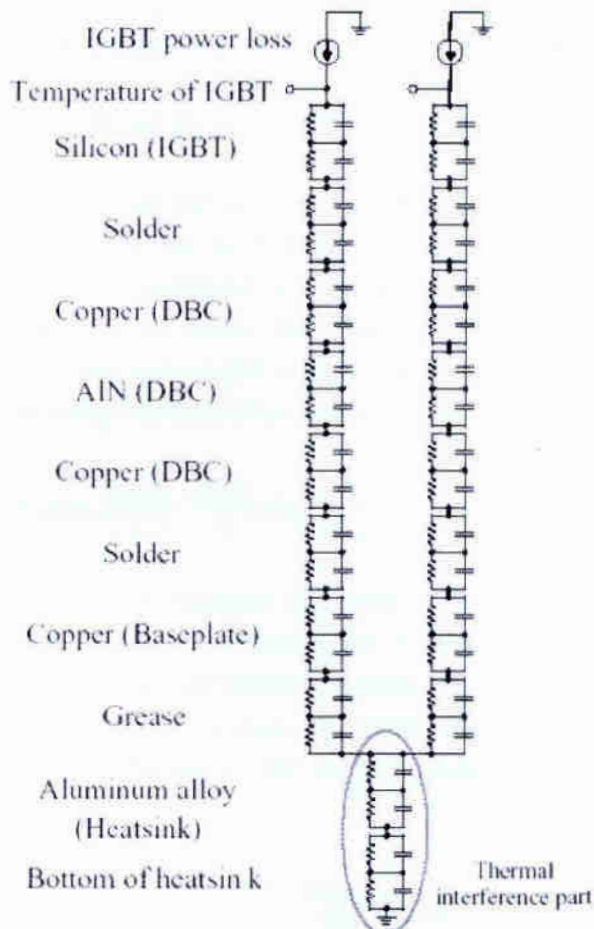
Podobną interpretację modelu elektrotermicznego, reprezentującego tranzystor IGBT pracujący w przetwornicy napięcia stałego, można odnaleźć w [1]. W tym wypadku do wyznaczania temperatury wnętrza elementu zastosowano model skupiony o postaci splotu (3.4). Strukturę tranzystora podzielono na cztery warstwy, którym przypisano parametry występujące w (3.4), (3.7), (3.8), wyznaczone z zależności:

$$K_{t,q} = \frac{I_q}{\lambda_q \cdot S_q} \quad (4.1)$$

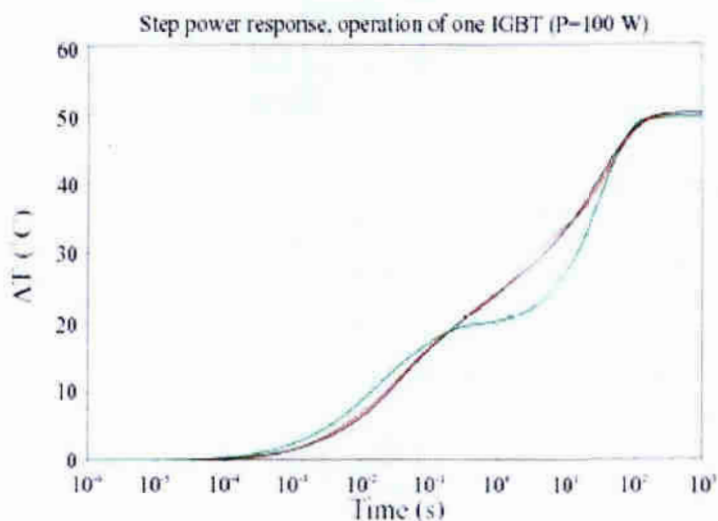
$$\tau_q = K_{t,q} \cdot d_q \cdot c_{p,q} \cdot I_q \cdot S_q \quad (4.2)$$

Autorzy nie podają wartości parametrów λ , c_p , d dla poszczególnych warstw, informując jedynie, iż wymiary geometryczne warstw dobrano tak, aby odpowiadały rzeczywistym obszarom o różniących się od siebie właściwościach fizycznych.

W [2] zaproponowano pełny, elektrotermiczny model dla tranzystorów mocy, występujących w modułach składających się z kilkunastu takich samych elementów. W tym wypadku na pełen model tranzystora składają się: model termiczny i model reprezentujący wpływ temperatury na parametry elektryczne. Model termiczny z [2] pokazano na rys. 4.8. Dla uzasadnienia zastosowania proponowanego modelu, autorzy porównują przebiegi temperatury w pojedynczym tranzystorze obliczane z wykorzystaniem trzech modeli, co pokazano na rys. 4.9. Pierwszym ze stosowanych modeli jest model o stałych rozłożonych, występujący w MES. Wyniki otrzymane za pośrednictwem tej metody autorzy [2] traktują jako wzorzec, na rys. 4.9 zaznaczony kolorem czarnym. Drugim rozpatrywanym modelem jest często spotykana sieć Cauera, pokazana na rys. 4.6., wyniki otrzymane w obliczeniach opartych o ten model oznaczono kolorem zielonym. Model trzeci to proponowany przez autorów [2], model z rys. 4.8, po zastosowaniu którego otrzymano krzywe zaznaczone kolorem czerwonym. Na rys. 4.8 elipsą zaznaczono sekwencję komórek RC, nazwaną „thermal interference part”. Jest to część modelu reprezentująca wzajemne oddziaływania termiczne pomiędzy elementami umieszczonymi obok siebie. Cytowany model (rys. 4.8) jest dość rozbudowany, a występujące w nim pojedyncze komórki RC mają reprezentować rzeczywiste warstwy materiałowe. Możliwe jest, że zbieżność wyników otrzymanych po zastosowaniu modelu własnego autorów [2] oraz wyników otrzymanych po zastosowaniu MES, wynika z przypisania takich samych parametrów materiałowych poszczególnym warstwom (fragmentom) elementu. Autorzy nie podają dokładnej struktury sieci Cauera, z którą porównują własny model. Opisany model termiczny autorzy wstawiają do schematu analizowanego obwodu elektrycznego w symulatorze obwodowym SIMPLORER, który w odróżnieniu do PSPICE, umożliwia wprowadzenie zmieniającej się temperatury wnętrza elementu jako sygnału wpływającego na parametry elektryczne tego elementu.



Rys. 4.8. Sieć Fostera zastosowana jako model termiczny w [2].



Rys. 4.9. Porównanie symulacji z pracy [2], opartych o modele skupione ze wzorcem, wyznaczonym metodą elementów skończonych.

Pełne modele elektrotermiczne zaprezentowano w pracach [26], [31]. W obu przypadkach modelem termicznym jest sieć Fostera, składająca się z czterech komórek RC, przez które płynie prąd o wartości wynikającej z przeskalowania mocy wydzielanej w modelowanym elemencie ($1A/1W$). Model z pracy [31] może być wykorzystany

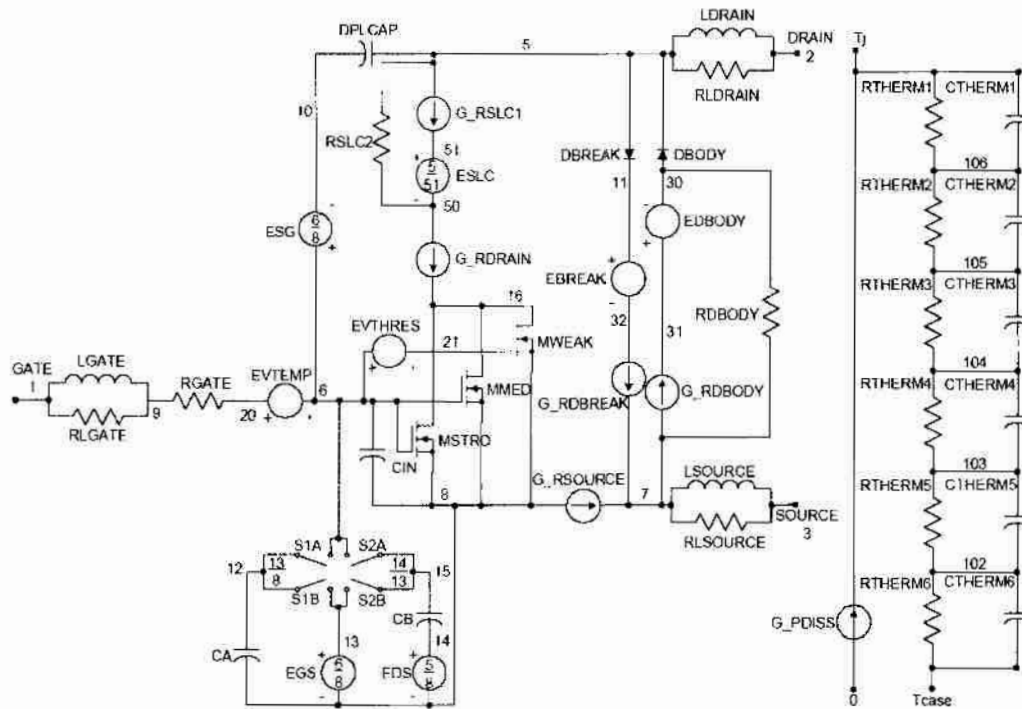
w środowisku PSPICE. Wpływ zmieniającej się temperatury wnętrza elementu (w tym wypadku diody) na jego parametry elektryczne uwzględniono poprzez dołączenie, szeregowo do tego elementu, sterowanego źródła napięciowego o wydajności:

$$V=A+B \cdot \ln(T)+C \cdot T+D \cdot T^{0.5} \quad (4.3)$$

Autorzy [31] nie podają wartości parametrów A, B, C, D, choć można domyślić się, że równanie (4.3) wynika z podziału napięcia diody w kierunku przewodzenia na części: niezależną i uzależnioną od temperatury wnętrza elementu. Model tyrystora proponowany w pracy [26] można w łatwy sposób zaimplementować jedynie w samodzielnie stworzonej procedurze numerycznej, ponieważ do reprezentacji wpływu temperatury na parametry elektryczne elementu zastosowano wyrażenie postaci:

$$V_f = \ln\left(\frac{I+I_s}{I_s}\right) \cdot \frac{2 \cdot k_b \cdot T}{q} + R_s \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^{krs} \cdot I + V_0 \quad (4.4)$$

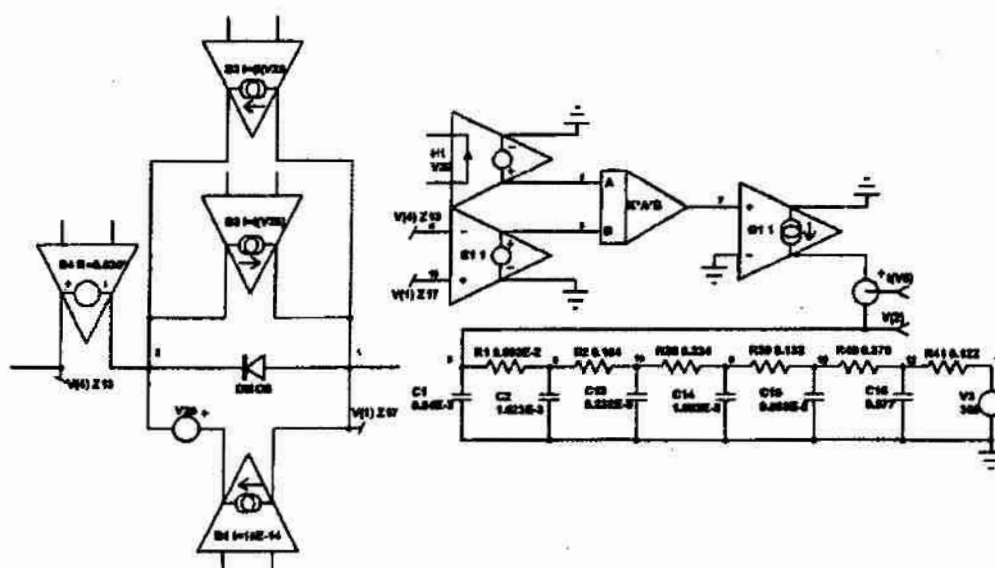
w którym V_f – napięcie tyrystora w kierunku przewodzenia, I – prąd w kierunku przewodzenia, I_s – prąd nasycenia, T – bieżąca wartość temperatury wnętrza elementu, R_s – rezystancja szeregową tyrystora, T_{ref} – temperatura odniesienia, krs – wykładnik temperaturowy, V_0 – stała. Na podstawie zależności (4.4) można ustalić, że jedynym parametrem modelu z [26], na który wpływa temperatura jest rezystancja szeregową elementu.



Rys. 4.10. Makromodel tranzystora MOSFET dla PSPICE, prezentowany w [71].

Rozbudowany makromodel elektrotermiczny tranzystora MOSFET dla PSPICE zaprezentowano w [71]. W tym wypadku uwzględniono wpływ zmian temperatury wnętrza na wszystkie parametry elektryczne, które w rzeczywistości od temperatury

zależą. Wpływ ten zamodelowano za pomocą sterowanych źródeł prądowych i napięciowych, co pokazano na rys. 4.10. Modelem termicznym zastosowanym do wyznaczania temperatury wnętrza tranzystora jest sieć Fostera, składająca się z sześciu elementarnych komórek RC.



Rys. 4.11. Makromodel diody dla PSPICE, zaprezentowany w [72].

Makromodel dla PSPICE diody wbudowanej w tranzystor VDMOSFET zaproponowano w [72]. Poprzez wprowadzenie źródeł sterowanych (rys. 4.11) uwzględniono wpływ temperatury na prąd nasycenia oraz rezystancję szeregową diody. Temperatura wnętrza diody wyznaczana jest poprzez zastosowanie sześciokładnikowej sieci Cauera. Ci sami autorzy w pracy [73] proponują makromodel tranzystora MOSFET o bardzo podobnej strukturze.

Autorzy [74] zwracają uwagę na fakt, że model diody w PSPICE niedokładnie odpowiada rzeczywistym właściwościom diod Schottky'ego. Proponowane w [74] modyfikacje modelu diody z PSPICE polegają na wprowadzeniu dwóch sterowanych źródeł prądowych. Pierwsze ze źródeł, dołączone równoległe do elementu służy poprawie dokładności wyznaczania charakterystyk wstecznych, zaś drugie źródło reprezentuje zależność rezystancji szeregowej diody od temperatury wnętrza elementu. Temperatura wnętrza diody wyznaczana jest w oparciu o model skupiony, sieć Fostera, składającą się z czterech komórek RC.

Skonstruowanie modelu elektrotermicznego dedykowanego programom *SPICE-like* [31], [71], [72], [74], jest zagadnieniem skomplikowanym do zrealizowania. Przystosowanie takiego modelu do symulacji w dziedzinie czasu (*transient*) wymaga wprowadzenia wielu dodatkowych elementów, najczęściej źródeł sterowanych. Powoduje to, że wzrasta złożoność modelu oraz nakład obliczeniowy [71], str. 11. Uwzględnienie oddziaływań elektrotermicznych w modelu dla PSPICE można zrealizować poprzez iteracyjne wykonywanie analiz stałoprądowych DC. W takim podejściu wartość temperatury wnętrza elementu wyznaczona w pierwszej analizie DC jest wprowadzana jako parametr w analizie kolejnej. Metodę tą zastosowano między innymi w [75], do wyznaczania charakterystyk statycznych diod z uwzględnionym efektem

samonagrzewania. Generowanie charakterystyk DC w taki sposób jest uzasadnione, natomiast zastosowanie takiego podejścia w analizie stanów przejściowych jest kłopotliwe.

Symulację oddziaływań elektrotermicznych w elementach można zrealizować poprzez utworzenie procedur własnych, bez wykorzystywania symulatorów obwodowych. W takim wypadku nie występują ograniczenia wynikające ze struktury modeli wbudowanych. Z drugiej strony, konieczna jest samodzielna implementacja modeli.

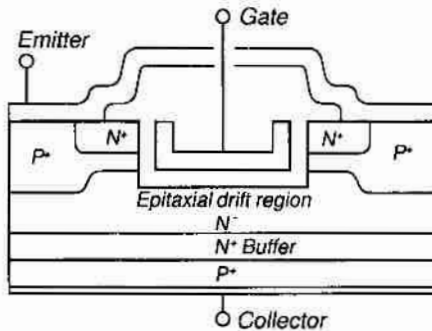
Spotyka się rozwiązania, w których procesy cieplne zachodzące w jednym elemencie elektronicznym reprezentowane są za pomocą modeli termicznych różnych typów. Rozwiązanie takie omówiono na przykład w [76], gdzie rozpatrywany jest przypadek, w którym przestrzenny rozkład temperatury w strukturze (w tym ujęciu rozumianej jako *ang. chip*), podłożu i połączeniach elektrycznych wyznaczany jest poprzez numeryczne rozwiązanie RPC za pomocą metody różnic skończonych. Obudowa i system odprowadzania ciepła są reprezentowane przez model skupiony o postaci zastępczej, bezinercyjnej sieci rezystancyjnej.

4.4. Wnioski

W symulacjach elektrotermicznych stanów przejściowych w elementach i układach elektronicznych dogodnie jest stosować modele o parametrach skupionych, ze względu na prostotę ich aplikacji. Na podstawie dostępnych opracowań można zauważyć, że model skupiony o postaci zastępczej sieci RC jest powszechnie stosowany, stanowi standard w symulacjach. Nawet jeżeli w pracach występuje opis nadwyżki temperatury jako splotu (3.4), tak jak na przykład w [30], to w praktyce wykorzystywany jest równoważny model o postaci sieci RC.

Jak wynika z analizy źródeł literaturowych, ogólnie stosowane są liniowe skupione modele termiczne [2], [26], [27], [28], [29], [30], [31], dla których zakłada się niezmiennosc parametrów cieplnych w funkcji temperatury. Spotyka się skupiony model termiczny o postaci sumy składników eksponencjalnych (3.1), w którym każdy ze składników przyporządkowuje się konkretnej warstwie materiałowej elementu [2], [59], [77]. W niniejszej pracy zastosowano model (3.1) odnoszący się do umownie przyjętych warstw, z kilku, podanych poniżej, powodów. W przypadku gdy pewnej rzeczywistej warstwie materiałowej przyporządkowywana jest pewna rezystancja termiczna K_{tq} oraz stała czasowa τ_q , to składnik w (3.1) związany z tymi parametrami powinien zacząć oddziaływać po upływie czasu $t = \tau_q$. Wynika to z faktu, że ciepło przepływające przez strukturę nie od razu dociera do warstw umiejscowionych nie w bezpośrednim otoczeniu źródła ciepła. W przypadku opisu typu (3.1) wszystkie jego składniki oddziałują od chwili $t = 0$, więc wykorzystanie rzeczywistych wartości materiałowych parametrów cieplnych jest podejściem niewłaściwym. Dla termicznych modeli skupionych przyjmuje się jednowymiarowy przepływ ciepła, co oznacza że warstwy materiałowe traktowane są jako umiejscowione obok siebie prostopadłościennie. W przypadku warstw umownych, przy wykorzystaniu których odbiega się od modelu fizycznego takie założenie jest wyłącznie uproszczeniem, niepowodującym znaczących błędów przy zastosowaniu modelu. Wynika to z faktu, że parametry modelu

dopasowywane są do krzywych przejściowej impedancji termicznej, na przykład poprzez zastosowanie tak zwanego *curve fitting*. Jeżeli natomiast model ma odzwierciedlać rzeczywiste warstwy elementu, powinien odnosić się do jego rzeczywistej konstrukcji. Na rys. 4.12. pokazano strukturę tranzystora, gdzie mimo znacznych uproszczeń, i tak widać niejednorodność kształtów poszczególnych warstw materiałowych.



Rys. 4.12. Uproszczony obraz struktury tranzystora IGBT.

Spotyka się rozwiązania, w których model termiczny wykorzystywany jest jedynie do szacowania zmian temperatury wnętrza elementu, z pominięciem wpływu tych zmian na parametry elektryczne [1], [27]. Rozwiązaniem dającym pełniejszy obraz pracy elementów elektronicznych jest uwzględnienie efektu samonagrzewania [2], [26], [31], [71], [72]. Zagadnieniem istotnym jest dostosowanie modeli termicznych i elektrotermicznych do współpracy z popularnymi symulatorami obwodowymi. Implementacja modelu skupionego o postaci sieci RC w takich symulatorach jest prosta, zagadnienie staje się skomplikowane, gdy uwzględnia się wpływ temperatury na parametry elektryczne elementów [31], [71], [72], [74]. Innym problemem związanym z symulacjami w środowiskach typu PSPICE, w których istnieją gotowe modele elementów jest nieadekwatność tych modeli do niektórych elementów, na przykład diod Schottky'ego (2.38) – (2.43), [74].

W niniejszej pracy opisywane są wyniki badań mających na celu rozszerzenie standardowo wykorzystywanych termicznych modeli skupionych o możliwość uwzględniania nieliniowości procesów cieplnych. Proponuje się również proste modele elektrotermiczne wybranych elementów, przeznaczone do współpracy ze środowiskiem PSPICE, z uwzględnieniem cech typowych dla tych elementów (model elektryczny diod Schottky'ego z węgla krzemu).

5. Techniki obliczeniowe wykorzystywane w pracy

5.1. Algorytmy splotowe SARA

5.1.1. Idea algorytmów splotowych

Jeżeli rozpatrywany jest pewien liniowy system dynamiczny, scharakteryzowany odpowiedzią impulsową $j(t)$, to odpowiedź $y(t)$ tego systemu na pobudzenie $x(t)$ można zapisać za pomocą splotu postaci:

$$y(t) = x(t) * j(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(v) \cdot j(t-v) dv \quad (5.1)$$

Szczególnym przypadkiem, występującym w niniejszej pracy, jest system w którym odpowiedź impulsowa opisana jest wzorem:

$$j(t) = B \cdot \exp(\alpha \cdot t); \quad \alpha = -\frac{1}{\tau}; \quad B - \text{stała} \quad (5.2)$$

W takim przypadku sygnał $y(t)$ można wyrazić zależnością:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(v) \cdot B \cdot \exp[\alpha \cdot (t-v)] dv \quad (5.3)$$

Dodatkowo, gdy spełnione są warunki:

$$x(t) = 0 \text{ i } y(t) = 0 \text{ dla } t \leq 0 \quad (5.4)$$

sygnał y w chwili $t=t_1$ osiąga wartość:

$$y(t_1) = B \cdot \exp(\alpha \cdot t_1) \cdot \int_0^{t_1} \exp(-\alpha \cdot v) \cdot x(v) dv \quad (5.5)$$

Ogólną postać algorytmów splotowych SARA [52], [65], [66] otrzymuje się poprzez obliczenie całki (5.5) dla przypadku, w którym sygnał $x(t)$ jest lokalnie interpolowany [68] wielomianem potęgowym. Zdyskretyzowane w ten sposób równanie (5.5) przechodzi do postaci równania różnicowego, opisującego związki między sygnałami x i y w $[n]$ -tym węźle dyskretyzacji:

$$y[n] = \Phi \cdot y[n-1] + B \cdot \left\{ A_{0,R} \cdot x[n] + \sum_{r=1}^{R-1} A_{r,R} \cdot x[n-r] \right\} \quad (5.6)$$

Wyrażenia na współczynniki Φ , $A_{r,R}$ dla algorytmów SARA rzędu 1 – 3 podano w tabeli 5.1 [65], zaś szczegółowe wyprowadzenie wyrażień opisujących te współczynniki dla algorytmu dowolnego rzędu, znajduje się między innymi w [65], [66], [78].

Tabela. 5.1. Współczynniki algorytmów SARA.

$A_{r,R}$	$\Phi = \exp(\alpha \cdot h)$ dla $R = 1, 2, 3 \dots$
$A_{01} = \frac{(\Phi-1)}{\alpha}$	
$A_{02} = \frac{\Phi-1-\alpha \cdot h}{\alpha^2 \cdot h}$; $A_{12} = \frac{\Phi \cdot (\alpha \cdot h - 1) + 1}{\alpha^2 \cdot h}$	
$A_{03} = -\frac{2 \cdot \alpha^2 \cdot h^2 + 3 \cdot \alpha \cdot h + 2 \cdot \Phi \cdot (\alpha \cdot h + 2)}{\alpha^3 \cdot h^2}$; $A_{13} = \frac{2 \cdot \alpha \cdot h + 2 + \Phi \cdot (\alpha^2 \cdot h^2 - 2)}{\alpha^3 \cdot h^2}$; $A_{23} = -\frac{\alpha \cdot h + 2 + \Phi \cdot (\alpha \cdot h - 2)}{2 \cdot \alpha^3 \cdot h^2}$	

5.1.2. Zastosowania algorytmów splotowych opisywane w literaturze

Algorytmy splotowe znalazły zastosowanie w różnych dziedzinach naukowych. Przykładowo, w pracach [79], [80], [81], [82], [83], [84], [85], [86] opisano symulacje linii długich z wykorzystaniem algorytmów splotowych. W rozprawie doktorskiej [86] opisano zastosowanie algorytmów SARA w procesach syntezy filtrów pracujących z czasem dyskretnym. Omawiane algorytmy wykorzystuje się w procedurach symulacji obwodów elektronicznych [66], [88], [89], zwłaszcza układów impulsowego przetwarzania mocy – przetwornic napięcia, wzmacniaczy klasy E, [67], [90], [91], [92], [93], [94], [A1], [A2], [A3]. Algorytmy splotowe znajdują zastosowanie w procedurach symulacji przejściowych przebiegów termicznych, co przedstawiono między innymi w [100], [A4], [A5], [A6]. Symulacje przejściowych przebiegów termicznych z wykorzystaniem algorytmów SARA należą do głównego nurtu niniejszej pracy doktorskiej. Techniki implementacji algorytmów SARA w symulacjach przebiegów termicznych szczegółowo omówiono w podrozdziale 5.1.3.

5.1.3. Algorytmy SARA w symulacji przejściowych przebiegów termicznych

Jeżeli nadwyżka temperatury $\Delta T[n]$ zostanie przedstawiona jako suma postaci:

$$\Delta T[n] = \sum_{q=1}^Q \Delta T_q[n] \quad (5.7)$$

gdzie $\Delta T_q[n]$ to cząstkowe nadwyżki temperatury powstające w poszczególnych, umownie przyjętych warstwach elementu, to w dynamicznym modelu skupionym (3.4), wystąpi suma splotów lokalnych:

$$\Delta T[n] = \sum_{q=1}^Q p(t) * \left[\frac{k_{t,q}}{\tau_q} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_q}\right) \right] \quad (5.8)$$

W takim wypadku, po dyskretyzacji za pomocą algorytmów SARA, zgodnie z (5.6), każda z cząstkowych nadwyżek temperatury opisana będzie zależnością:

$$\Delta T_q[n] = \Phi_q \cdot \Delta T_q[n-1] + B_q \cdot \left\{ A_{1,R} \cdot p[n] + \sum_{r=1}^{R-1} A_{r,R} \cdot p[n-r] \right\} \quad (5.9)$$

gdzie stała B_q wynosi:

$$B_q = \frac{K_{L,q}}{\tau_q} \quad (5.10)$$

Jeżeli dyskretyzacji poddany zostanie analog elektro-termiczny PIT, pokazany na rys. 3.1, to parametry elementów występujących w modelu dyskretnym z rys. 3.2, po zastosowaniu algorytmu splotowego wyniosą w ogólności:

$$i_{dn,q} = \frac{1}{B_q \cdot A_{OR,q}} \cdot (\Phi_q \cdot u_q[n-1] + \sum_{r=1}^Q B_q \cdot A_{r,R,q} \cdot i_p[n-r]) \quad (5.11)$$

$$G_{d,q} = \frac{1}{A_{OR,q}} \quad (5.12)$$

Dla konkretnego algorytmu SARA rzędu 2, współczynniki uzależnione od parametrów R_q , τ_q wynoszą odpowiednio:

$$A_{02,q} = R_q \cdot \left[1 - \frac{\tau_q}{h} \cdot (1 - \Phi_q) \right] \quad (5.13)$$

$$A_{12,q} = R_q \cdot \left[\frac{\tau_q}{h} \cdot (1 - \Phi_q) - \Phi_q \right] \quad (5.14)$$

$$\Phi_q = \exp\left(-\frac{h}{\tau_q}\right) \quad (5.15)$$

Jeżeli w symulacji przyjmuje się stałą wartość kroku dyskretyzacji h , to wartości wyrażeń z tabeli 5.1 lub (5.13) – (5.15) wyznaczane są w procedurze numerycznej jednorazowo.

5.2. Model nieliniowej pojemności

W opisywanych w dalszej części pracy symulacjach przejściowych przebiegów termicznych z uwzględnieniem nieliniowości, wykorzystuje się model nieliniowej pojemności, znacznie upraszczający proces dyskretyzacji [65].

Nieliniowa pojemność w ogólności opisana jest zależnością ładunku q od napięcia u_C na tej pojemności:

$$q = f(u_C) \quad (5.16)$$

Prąd i_C przepływający przez rozpatrywany element wyrażony jest wzorem:

$$i_C(t) = \frac{dq(t)}{dt} = \frac{dq}{du_C} \cdot \frac{du_C(t)}{dt} = C_N(u_C) \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad (5.17)$$

gdzie $C_N(u_C)$ jest pojemnością różniczkową zależną od napięcia u_C . Równanie (5.23) może być przekształcone w sposób następujący:

$$i_C(t) = \frac{dq}{du_C} \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + C_L \cdot \frac{du_C(t)}{dt} - C_L \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad (5.18)$$

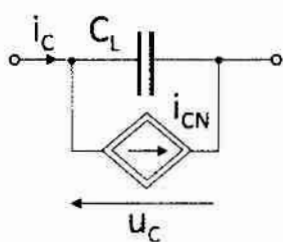
Na podstawie równania (5.24) prąd płynący w nieliniowej pojemności dzielony jest na dwa składniki, z których pierwszy ma charakter prądu w pojemności liniowej C_L :

$$i_{CL}(t) = C_L \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad (5.19)$$

Składnik drugi ma charakter sterowanego źródła prądowego o wydajności:

$$i_{CN}(t) = i_{CL}(t) \cdot \left[\frac{1}{C_L} \cdot \frac{dq}{du_C} - 1 \right] \quad (5.20)$$

Model nieliniowej pojemności pokazano na rys. 5.2.



Rys. 5.1. Model nieliniowej pojemności.

5.3. Jednopoziomowe techniki rozwiązywania równań nieliniowych

5.3.1. Wstęp

W tradycyjnych metodach symulacji obwodów zawierających elementy nieliniowe wykorzystywane są dwupoziomowe procedury, najczęściej opierające się na metodzie Newtona [68], s. 207 – 218, [70], s. 83 – 92. Metoda ta jest numerycznym odwzorowaniem rozwiązywania układów równań nieliniowych, jej stosowanie daje wyniki bardzo dokładne, jednak często wymaga dużego nakładu obliczeniowego. Zaproponowano wykorzystanie technik jednopoziomowych, które umożliwiają uzyskanie kompromisu pomiędzy niewielkim nakładem obliczeniowym a satysfakcjonującą dokładnością.

Zasadniczą zaletą metod z jednym poziomem iteracji jest jednolite traktowanie napięć i prądów zarówno w liniowych elementach rezystancyjnych, liniowych blokach inercyjnych, jak i elementach nieliniowych. Szczegółowy opis proponowanych metod zamieszczono w [A1], [A7].

5.3.2. Idea technik jednopoziomowych

Idea technik jednopoziomowych zostanie objaśniona na przykładzie rezystancyjnego elementu nieliniowego uzależnionego napięciowo, którego charakterystyka jest wyrażona ogólnym wzorem:

$$i_N[n] = f(u_N[n]) \quad (5.21)$$

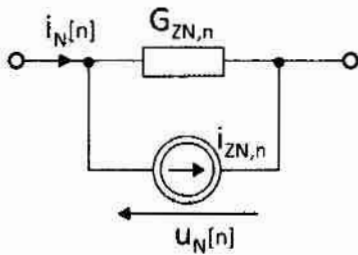
Wykorzystuje się rozwinięcie funkcji (5.21) w szereg Taylora, zgodnie z zależnością:

$$i_N[n] = \sum_{j=0}^J \left. \frac{d^j i_N}{du_N^j} \right|_{[n-1]} \cdot \frac{u_N[n] - u_N[n-1]}{j!} \quad (5.22)$$

Prąd nieliniowy w n-tym kroku dyskretyzacji można zapisać za pomocą wzoru:

$$i_N[n] = G_{ZN,n} \cdot u_N[n] + i_{ZN,n} \quad (5.23)$$

Model dyskretny elementu nieliniowego ma postać taką, jak na rys. 5.2.



Rys. 5.2. Model dyskretny elementu nieliniowego w technice jednopoziomowej.

Wartości konduktancji $G_{ZN,n}$ oraz wydajności źródła prądowego $i_{ZN,n}$ zależą od liczby wyrazów rozwinięcia w szereg Taylora oraz od wartości prądów i napięć we wcześniejszych punktach obliczeniowych. Na podstawie analizy właściwości technik jednopoziomowych [A8], [A9], ustalono, że najkorzystniejsze jest zastosowanie trzech wyrazów rozwinięcia. W takim wypadku konduktancja zastępcza $G_{ZN,n}$ wyrażona jest wzorem:

$$G_{ZN,n} = \left. \frac{di_N}{du_N} \right|_{[n-1]} + \frac{u_N[n-1] - u_N[n-2]}{2} \cdot \left. \frac{d^2 i_N}{du_N^2} \right|_{[n-1]} \quad (5.24)$$

Zadawalające cechy numeryczne ma również odmiana technik jednopoziomowych, w której konduktancja $G_{ZN,n}$ wyrażona jest wzorem:

$$G_{ZN,n} = \frac{3}{2} \cdot \left. \frac{di_N}{du_N} \right|_{[n-1]} - \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{di_N}{du_N} \right|_{[n-2]} \quad (5.25)$$

Wydajność źródła prądowego i_{ZN} wyrażona jest wzorem:

$$i_{ZN,n} = i_N[n-1] - G_{ZN,n} \cdot u_N[n-1] \quad (5.26)$$

Genezę wzorów (5.24) - (5.26) podano w [A9].

5.3.3. Zastosowanie technik jednopoziomowych

Techniki jednopoziomowe zastosowano w symulacjach układów nieliniowych takich jak: generatory VCO z nieliniową pojemnością [A7], układy impulsowego przetwarzania mocy [A2], [A3], [A10]. Zasadniczym obszarem zastosowań technik jednopoziomowych są symulacje procesów termicznych z uwzględnieniem nieliniowości [A1], [A4], [A5], [A7]. Wykorzystanie technik jednopoziomowych w takich symulacjach jest uzasadnione

ze względu na słaby charakter nieliniowości występujących w opisie procesów cieplnych (rozdział 2.4 niniejszej pracy).

5.4. Zastosowana metoda optymalizacji

Dla potrzeb niniejszej pracy stworzono uproszczoną procedurę identyfikacji, opartą o ideę [95] parametrów opisu przejściowej impedancji termicznej (3.7). Zastosowano metodę najmniejszych kwadratów, w której poszukiwane są minima funkcji:

$$S_R = \sum_{n=1}^N \left(Z_{thO[n]} - Z_{thP[n]} \right)^2 \quad (5.27)$$

gdzie: Z_{thO} – impedancja termiczna wyliczana ze wzoru (3.7), Z_{thP} – impedancja termiczna zmierzona.

W pierwszej kolejności przyjmowana jest liczba składników opisu (3.7). Sygnalizowane uproszczenie polega na tym, iż wstępnie, dla każdego ze składników orientacyjnie określana jest stała czasowa τ_q . Po podstawieniu dobranych wartości stałych czasowych do równania (3.7), rozwiązywany jest układ równań liniowych:

$$\begin{cases} \frac{\partial S_R}{\partial K_{t1}} = 0 \\ \frac{\partial S_R}{\partial K_{t2}} = 0 \\ \vdots \\ \frac{\partial S_R}{\partial K_{tQ}} = 0 \end{cases} \quad (5.28)$$

$$\begin{cases} 2 \sum_{n=1}^N \left\{ \left[\sum_{q=1}^Q K_{t,q} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_q}} \right) - Z_{thP,n} \right] \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_1}} \right) \right\} = 0 \\ 2 \sum_{n=1}^N \left\{ \left[\sum_{q=1}^Q K_{t,q} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_q}} \right) - Z_{thP,n} \right] \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_2}} \right) \right\} = 0 \\ \vdots \\ 2 \sum_{n=1}^N \left\{ \left[\sum_{q=1}^Q K_{t,q} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_q}} \right) - Z_{thP,n} \right] \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_Q}} \right) \right\} = 0 \end{cases} \quad (5.29)$$

Następnie dla każdej z wcześniej obranych stałych czasowych określany jest odcinek o_{AqBq} na osi czasu, na którym składnik (3.7) związany z konkretną stałą czasową jest dominujący. Współrzędne końców tych odcinków wyznacza się ze wzoru:

$$\begin{aligned} A_q &= (0,0); \quad B_q = (\tau_q,0) && \text{dla } q=1 \\ A_q &= (\tau_{q-1},0); \quad B_q = (\tau_q,0) && \text{dla } q>1 \end{aligned} \quad (5.30)$$

Na każdym z wyznaczonych w ten sposób odcinków czasu obliczany jest błąd dopasowania:

$$err_q = \frac{\sum_{m=1}^M (Z_{thO,m} - Z_{thP,m})}{M \cdot Z_{thOmaxq}} \cdot 100\% , \quad (5.31)$$

gdzie M – liczba punktów obliczeniowych na danym odcinku, $Z_{thOmaxq}$ – maksymalna wartość PIT obliczonej na tym odcinku. Błąd (5.31) jest porównywany z ustaloną wcześniej maksymalną wartością błędu dopasowania err_{qmax} . Jeżeli $err_q > err_{qmax}$, to stała czasowa τ_q jest zwiększana, jeżeli $err_q < -err_{qmax}$, to stała czasowa τ_q jest zmniejszana. Wartość, o jaką zmienia się τ_q , ustalana jest na początku procedury (może to być na przykład 1%, 10%). Nowe wartości τ_q , są ponownie podstawiane do równania (3.7) i operacje opisane powyżej są wykonywane do momentu, w którym spełniony jest jeden z warunków: $err_q \leq err_{qmax}$ lub $err_q \geq -err_{qmax}$ dla $q = 1, 2 \dots Q$.

6. Nieliniowości procesów cieplnych – proponowane podejście

6.1. Wstęp

W niniejszym rozdziale omówiono własne propozycje uwzględnienia nieliniowości procesów cieplnych w symulacjach przejściowych stanów termicznych.

Zarówno w przypadku pomiarów, jak i symulacji odpowiedzi termicznej elementów na pobudzenie mocą można rozróżnić dwa przypadki. W pierwszym z nich, moc wydzielana w elemencie jest na tyle mała, że wywołane nią nadwyżki temperatury wnętrza ponad temperaturę otoczenia nie są znaczące. Z tego powodu w krzywych pomiarowych nie obserwuje się wpływu zmian lokalnej temperatury na parametry cieplne (przewodność cieplną λ , objętościową pojemność cieplną c_v). W symulacjach odpowiedzi termicznych elementów na małe moce, można posłużyć się modelem liniowym. Przypadek drugi odnosi się do sytuacji, w której przebieg mocy wywołuje nadwyżki temperatury na tyle duże, że zmiany lokalnej temperatury decydują o zmianach parametrów cieplnych, które powinno się uwzględniać w symulacjach.

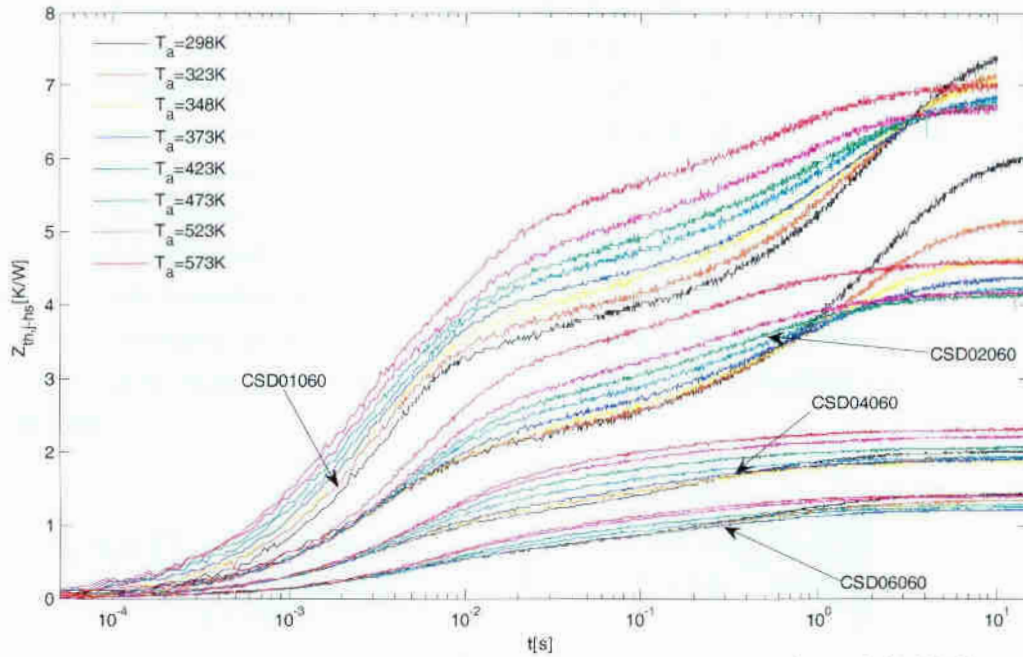
W drugim z wymienionych przypadków związek między mocą wydzielaną w elemencie, a temperaturą panującą w jego wnętrzu jest nieliniowy. W celu ustalenia charakteru zmian parametrów λ i c_v w funkcji temperatury wykorzystuje się pomiary przejściowej impedancji termicznej dla różnych wartości temperatury otoczenia, przy dwóch założeniach. Po pierwsze zakłada się, że parametry K i τ modelu PIT opisanego wzorem (3.7) są proporcjonalne do parametrów cieplnych λ , c_v . Po drugie, że charakter zmian parametrów K i τ w funkcji temperatury wnętrza przy dużych mocach jest taki sam jak charakter zmian tych parametrów w funkcji temperatury otoczenia przy mocach małych.

W podrozdziale 6.2 opisano identyfikację parametrów modelu (3.7) wykonaną na podstawie wyników pomiarów przejściowej impedancji termicznej w szerokim zakresie temperatur otoczenia [57], [96], przy małych wartościach mocy. Określono zależności otrzymanych parametrów od temperatury i powiązano je z parametrami cieplnymi λ , c_v . W podrozdziale 6.3 omówiono nieliniowy model termiczny, w którym wykorzystano otrzymane wzory określające wpływ temperatury na parametry cieplne.

6.2. Identyfikacja parametrów opisu przejściowej impedancji termicznej

Wyniki pomiarów [57], które wykorzystano do identyfikacji, reprezentują przejściową impedancję termiczną $Z_{th,j-hs}$, pomiędzy wnętrzem a otoczeniem, przy obecności radiatora typu RAD-A6405A/150. W tym wypadku temperatura otoczenia jest również temperaturą panującą na powierzchni radiatora.

W [57] znajduje się zestawienie wyników pomiarów wykonanych dla różnych diod – przebiegi PIT dla kilku egzemplarzy z każdego typu diod. Każdy egzemplarz jest opatrzony numerem. Wybrano przykładowe, reprezentatywne przebiegi PIT diod Schottky'ego z węgliku krzemu: CSD01060 nr 1, CSD02060 nr 29, CSD04060 nr 28, CSD0606 nr 3, pokazane na rys. 6.1.



Rys. 6.1. Przykładowe wyniki pomiarów przejściowej impedancji termicznej wybranych diod [57].

Druga cyfra w symbolu diody CSD0..060 określa wartość średniego prądu pracy elementu. Identyfikację wykonano uproszczoną techniką opisaną w podrozdziale 5.4, przy czym w celu weryfikacji, wyniki porównano z wynikami otrzymanymi po zastosowaniu popularnych metod optymalizacji [97], [98]. Wybrano przebiegi PIT zmierzone przy małych wartościach mocy, dzięki czemu można było przyjąć założenie, że wpływ temperatury wnętrza na parametry cieplne w obrębie jednej krzywej PIT jest pomijalny. Do opisu każdej z krzywych, otrzymanych przy różnych temperaturach otoczenia przyjęto czteroskładnikowy ($Q=4$) model (3.7). Dla wygody w konstruowaniu modelu, w dalszej części rozważań operuje się parametrami K i C , gdzie C powiązane jest z K i τ zgodnie z (3.6).

W nawiązaniu do wzorów (2.10) – (2.23) przedstawionych w podrozdziałach 2.4.2., 2.4.3. pracy, do opisu zależności parametrów K_q i C_q modelu (3.7) w funkcji temperatury otoczenia proponuje się następujące zależności:

$$K_q \left(\frac{T_a}{T_0} \right) = \frac{K_{0,q}}{a_{\lambda,q} \cdot \left(\frac{T_a}{T_0} \right)^{b_{\lambda,q}} + d_{\lambda,q}} \quad (6.1)$$

$$C_q \left(\frac{T_a}{T_0} \right) = C_{0,q} \cdot \left[a_{c,q} \cdot \left(\frac{T_a}{T_0} \right)^{b_{c,q}} + d_{c,q} \right] \quad (6.2)$$

Parametry K_q modelu (3.7) mają wymiar pewnych rezystancji termicznych, odwrotnie proporcjonalnych (4.1), do przewodności cieplnej, opisaną zależnością:

$$\lambda_q = \lambda_{0,q} \cdot \left[a_{\lambda,q} \cdot \left(\frac{T_a}{T_0} \right)^{b_{\lambda,q}} + d_{\lambda,q} \right] \quad (6.3)$$

Wzór (6.3) jest modyfikacją zależności (2.10), z dodatkowym składnikiem $d_{\lambda,q}$, którego występowanie poprawia jakość dopasowania identyfikacji do krzywych pomiarowych w szerokim zakresie temperatur otoczenia. Parametry C_q opisu są wprost proporcjonalne do objętościowej pojemności cieplnej $c_{v,q}$. Postać wzoru (6.2) wybrano tak, aby zapewnić jednolitość proponowanych opisów. Ze względu na wygodę operowania liczbami, jako argumenty proponowanych funkcji wybrano ilorazy temperatury otoczenia T_a oraz temperatury nominalnej T_0 . Parametry $K_{0,q}$, $C_{0,q}$ to wartości w modelu (3.7), otrzymane dla przyjętej temperatury nominalnej T_0 . Współczynniki a i b są bezwymiarowe, zaś współczynniki d przyjmują jednostki odpowiednio: [K/W] (6.1), [J/K] (6.2).

Przy założeniu, że parametry K_q , C_q zmieniają się w funkcji temperatury otoczenia zgodnie z (6.1), (6.2), wykonano identyfikację parametrów przy modyfikacji modelu (3.7) o postaci:

$$Z_{th}(t) = \sum_{q=1}^4 \frac{K_{0,q}}{a_{\lambda,q} \cdot \left(\frac{T_a}{T_0}\right)^{b_{\lambda,q}} + d_{\lambda,q}} \cdot \left[1 - \exp\left(\frac{-t \cdot \left[a_{\lambda,q} \cdot \left(\frac{T_a}{T_0}\right)^{b_{\lambda,q}} + d_{\lambda,q} \right]}{K_{0,q} \cdot C_{0,q} \cdot \left[a_{c,q} \cdot \left(\frac{T_a}{T_0}\right)^{b_{c,q}} + d_{c,q} \right]} \right) \right] \quad (6.4)$$

W przypadku zastosowania techniki identyfikacji opisanej w podrozdziale 5.4, liczba równań w układzie (5.29) nie jest równa Q , lecz $Q \cdot L_{Ta}$, gdzie L_{Ta} jest liczbą rozpatrywanych krzywych PIT (inaczej: liczbą temperatur otoczenia, dla których wykonywana jest identyfikacja). Zmiennymi w pochodnych w (5.28) są: $a_{\lambda,q}$, $b_{\lambda,q}$, $d_{\lambda,q}$. Po zakończeniu postępowania opisanego w podrozdziale 5.4, na podstawie otrzymanych wartości τ_q oraz (3.6) wyznaczane są współczynniki $a_{c,q}$, $b_{c,q}$, $d_{c,q}$.

W tabelach 6.1 – 6.4 podano wartości mocy P_0 zastosowanej w pomiarach wykorzystanych do identyfikacji oraz maksymalne wartości wywołanych tą mocą nadwyżek temperatury ΔT_{MAX} . Podano również procentowy stosunek maksymalnej wartości nadwyżki temperatury do wartości temperatury otoczenia.

Tabela 6.1. Maksymalne wartości nadwyżek temperatury w diodzie CSD01060 nr 1, dla różnych wartości temperatury otoczenia.

T_a [K]	298	323	348	373	423	473	523	573
P_0 [W]	1.37	1.42	1.38	1.5	1.5	1.54	1.57	1.41
ΔT_{MAX} [K]	10.45	10.3	9.86	10.42	10.27	10.41	10.60	9.95
$\frac{\Delta T_{MAX}}{T_a} \cdot 100\%$	3.5	3.2	2.8	2.8	2.4	2.2	2.0	1.7

Tabela 6.2. Maksymalne wartości nadwyżek temperatury w diodzie CSD02060 nr 29, dla różnych wartości temperatury otoczenia.

T_a [K]	298	323	348	373	423	473	523	573
P_0 [W]	1.42	1.81	2.03	2.11	2.28	2.41	2.41	2.25
ΔT_{MAX} [K]	8.60	9.36	9.40	9.18	9.65	10.03	10.10	10.35
$\frac{\Delta T_{MAX}}{T_a} \cdot 100\%$	2.9	2.9	2.7	2.5	2.3	2.1	1.9	1.8

Tabela 6.3. Maksymalne wartości nadwyżek temperatury w diodzie CSD04060 nr 28, dla różnych wartości temperatury otoczenia.

T_a [K]	298	323	348	373	423	473	523	573
P_0 [W]	4.96	5.12	5.39	5.37	5.38	5	4.71	4.36
ΔT_{MAX} [K]	17.26	17.28	18.18	19.78	22.84	28.7	37.46	51.65
$\frac{\Delta T_{MAX}}{T_a} \cdot 100\%$	5.8	5.3	5.2	5.3	5.4	6.1	7.2	9.0

Tabela 6.4. Maksymalne wartości nadwyżek temperatury w diodzie CSD06060 nr 3, dla różnych wartości temperatury otoczenia.

T_a [K]	298	323	348	373	423	473	523	573
P_0 [W]	6.23	6.3	6.87	7.55	7.98	8.57	7.44	6.82
ΔT_{MAX} [K]	20.48	20.11	20.06	20.69	22.53	24.49	28.11	35.91
$\frac{\Delta T_{MAX}}{T_a} \cdot 100\%$	6.9	6.2	5.8	5.5	5.3	5.2	5.4	6.3

W tabelach 6.5 – 6.8 podano parametry a, b, d, występujące w (6.1), (6.2), (6.4). Wartości współczynników K_q i C_q modelu (3.7), wyznaczone w oparciu o (6.1), (6.2) dla różnych wartości temperatury otoczenia podano w załączniku Z.I do niniejszej pracy.

Tabela 6.5. Parametry (6.4) wyznaczone dla diody CSD01060 nr 1.

$a_{\lambda 1}$	0.3237	a_{c1}	0.8819	K_{01}	1.8436	C_{01}	0.0015
$b_{\lambda 1}$	-5.859	b_{c1}	-2.028				
$d_{\lambda 1}$	0.6608	d_{c1}	0.106				
$a_{\lambda 2}$	-0.0889	a_{c2}	-1.402	K_{02}	1.4667	C_{02}	0.0030
$b_{\lambda 2}$	2.595	b_{c2}	-2.028				
$d_{\lambda 2}$	1.092	d_{c2}	2.421				
$a_{\lambda 3}$	-0.0228	a_{c3}	-2.319	K_{03}	0.6724	C_{03}	0.0769
$b_{\lambda 3}$	2.301	b_{c3}	-5.679				
$d_{\lambda 3}$	1.023	d_{c3}	3.408				
$a_{\lambda 4}$	3.517	a_{c4}	-1.13	K_{04}	3.4254	C_{04}	0.6604
$b_{\lambda 4}$	0.719	b_{c4}	-1.251				
$d_{\lambda 4}$	-2.517	d_{c4}	2.14				

Tabela 6.6. Parametry (6.4) wyznaczone dla diody CSD02060 nr 29.

$a_{\lambda 1}$	0.3021	a_{c1}	0.7849	K_{01}	1.6386	C_{01}	0.0023
$b_{\lambda 1}$	-3.096	b_{c1}	-0.7468				
$d_{\lambda 1}$	0.6904	d_{c1}	0.2112				
$a_{\lambda 2}$	-0.002	a_{c2}	-0.042	K_{02}	0.5752	C_{02}	0.0527
$b_{\lambda 2}$	8.923	b_{c2}	4.514				
$d_{\lambda 2}$	1.007	d_{c2}	1.041				
$a_{\lambda 3}$	-1.396	a_{c3}	-4.45	K_{03}	1.6070	C_{03}	0.5571
$b_{\lambda 3}$	-2.657	b_{c3}	0.1854				
$d_{\lambda 3}$	2.404	d_{c3}	5.445				
$a_{\lambda 4}$	-6.702	a_{c4}	1.368	K_{04}	2.2210	C_{04}	1.6297
$b_{\lambda 4}$	-1.359	b_{c4}	0.9369				
$d_{\lambda 4}$	7.636	d_{c4}	-0.359				

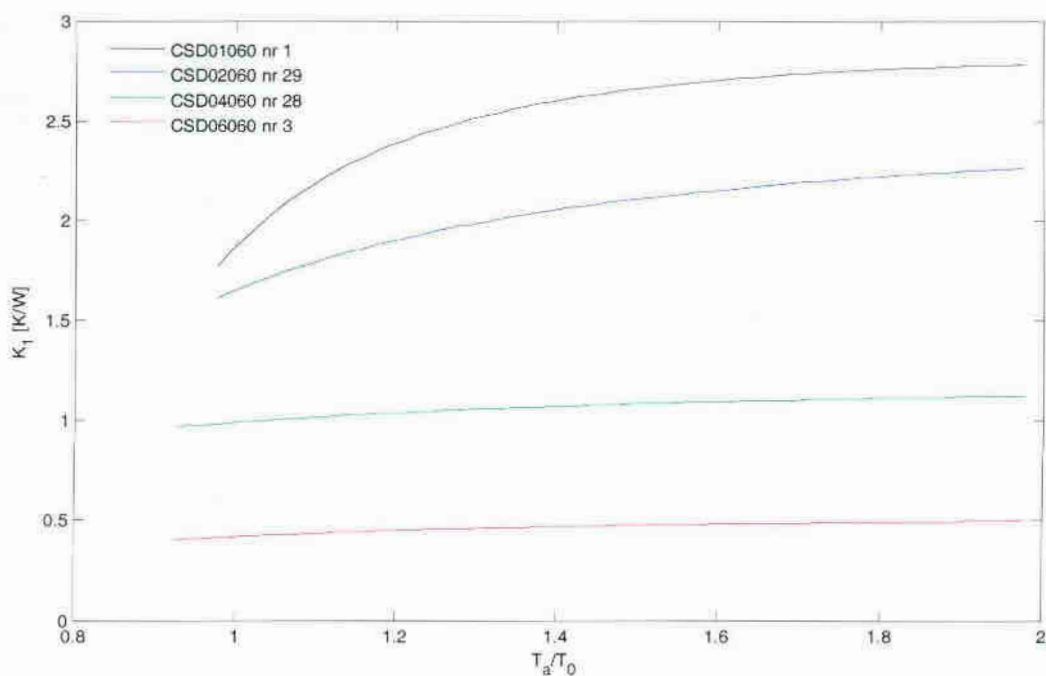
Tabela 6.7. Parametry (6.4) wyznaczone dla diody CSD04060 nr 28.

$a_{\lambda,1}$	0.1684	a_{c1}	1.109	K_{01}	0.9869	C_{01}	0.0039
$b_{\lambda,1}$	-1.762	b_{c1}	-0.2206				
$d_{\lambda,1}$	0.8294	d_{c1}	-0.1106				
$a_{\lambda,2}$	-0.4052	a_{c2}	1.257	K_{02}	0.3031	C_{02}	0.1457
$b_{\lambda,2}$	1.438	b_{c2}	-1.693				
$d_{\lambda,2}$	1.412	d_{c2}	-0.2711				
$a_{\lambda,3}$	-0.4068	a_{c3}	1.194	K_{03}	0.4938	C_{03}	0.7477
$b_{\lambda,3}$	-7.903	b_{c3}	-0.7541				
$d_{\lambda,3}$	1.427	d_{c3}	-0.2002				
$a_{\lambda,4}$	-0.7969	a_{c4}	-9.37	K_{04}	0.2045	C_{04}	6.3020
$b_{\lambda,4}$	-5.19	b_{c4}	-1.356				
$d_{\lambda,4}$	1.816	d_{c4}	10.46				

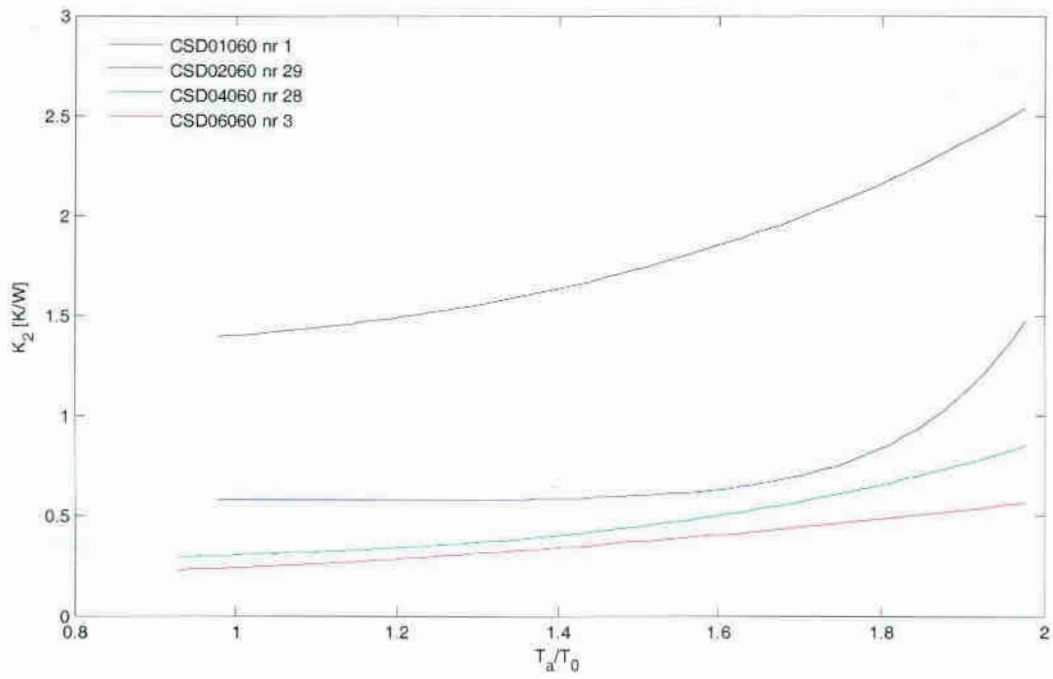
Tabela 6.8. Parametry (6.4) wyznaczone dla diody CSD06060 nr 3.

$a_{\lambda,1}$	0.198	a_{c1}	1.42	K_{01}	0.4136	C_{01}	0.0093
$b_{\lambda,1}$	-2.388	b_{c1}	-0.1964				
$d_{\lambda,1}$	0.7983	d_{c1}	-0.4268				
$a_{\lambda,2}$	9.519	a_{c2}	-0.7221	K_{02}	0.2385	C_{02}	0.0926
$b_{\lambda,2}$	-0.0924	b_{c2}	0.9669				
$d_{\lambda,2}$	-8.522	d_{c2}	1.717				
$a_{\lambda,3}$	-0.6601	a_{c3}	-0.1318	K_{03}	0.4263	C_{03}	0.8844
$b_{\lambda,3}$	-4.014	b_{c3}	1.815				
$d_{\lambda,3}$	1.672	d_{c3}	1.13				
$a_{\lambda,4}$	-2.414	a_{c4}	-4.907	K_{04}	0.3482	C_{04}	2.5312
$b_{\lambda,4}$	-2.146	b_{c4}	-2.256				
$d_{\lambda,4}$	3.411	d_{c4}	5.981				

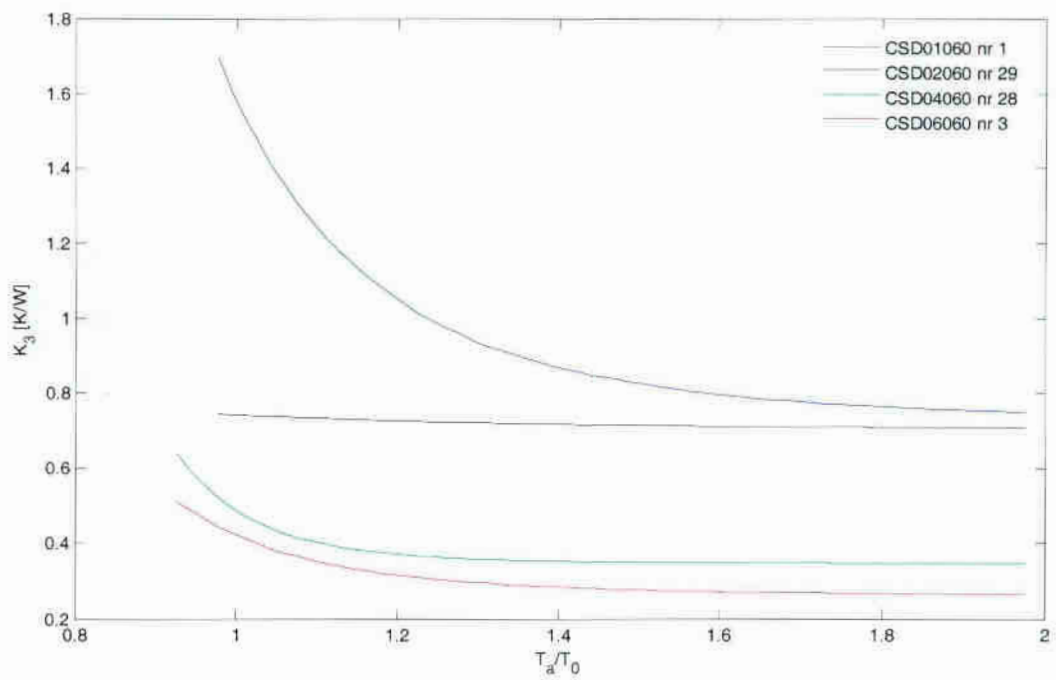
Na rys. 6.2 - 6.9 zestawiono zależności parametrów K_q , C_q od ilorazu T_a/T_0 dla wszystkich badanych diod.



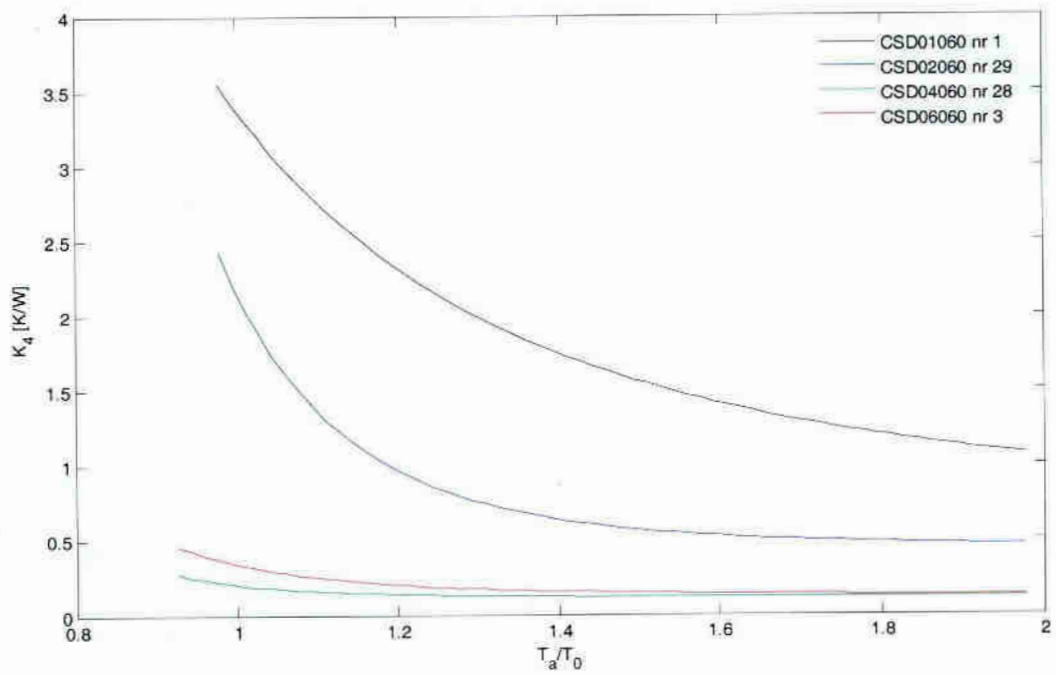
Rys. 6.2. Parametry K_1 wybranych diod w funkcji ilorazu T_a/T_0 .



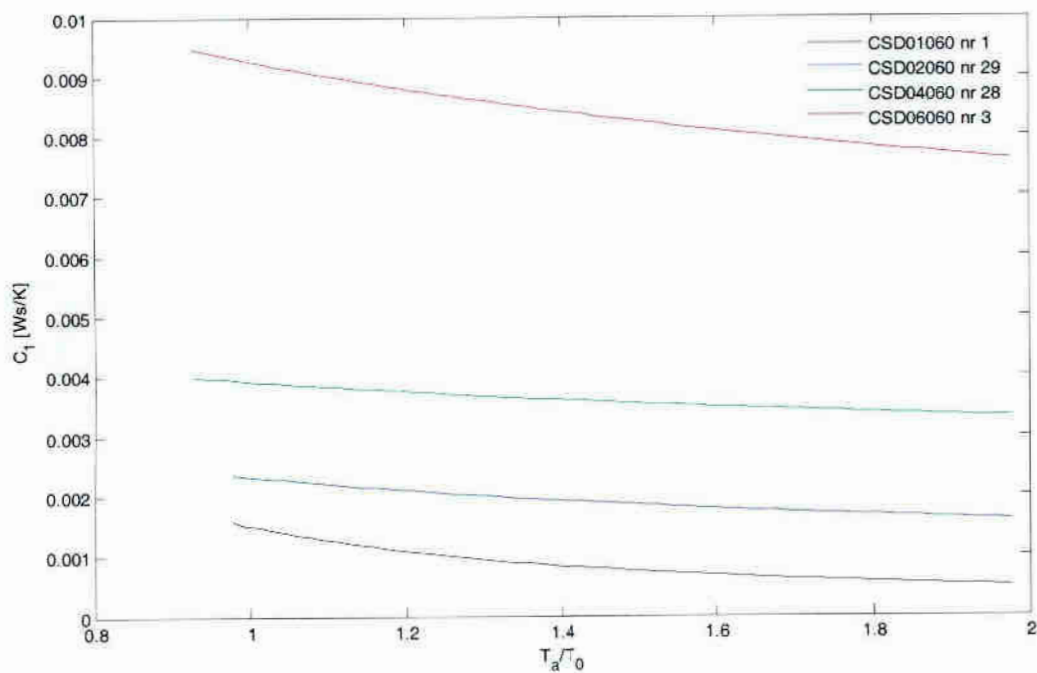
Rys. 6.3. Parametry K_2 wybranych diod w funkcji ilorazu T_a/T_0 .



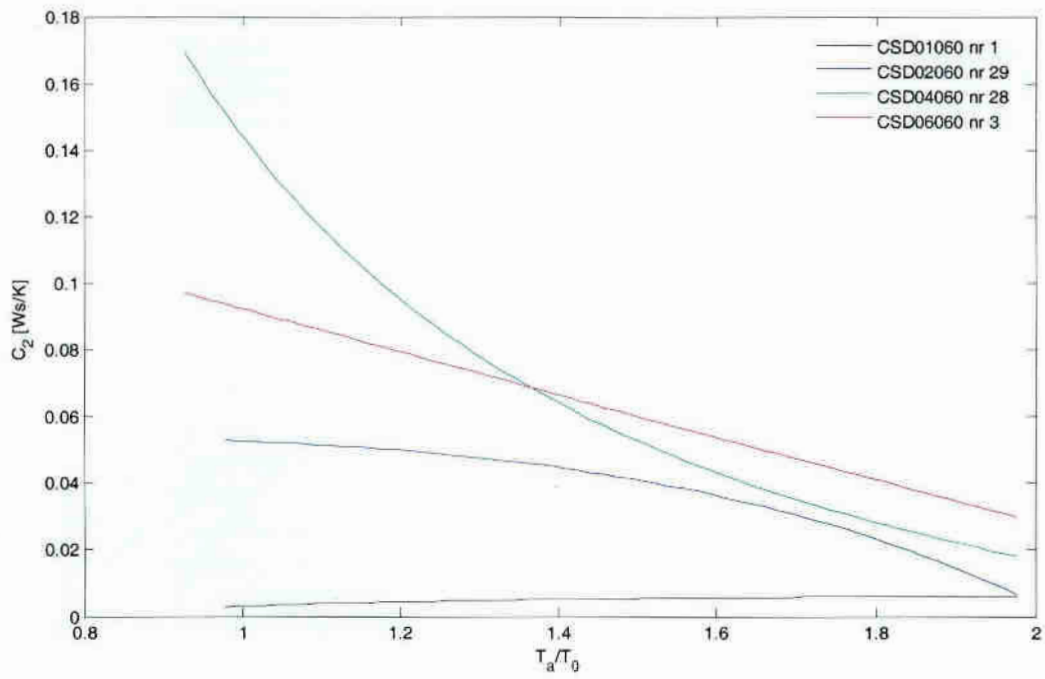
Rys. 6.4. Parametry K_3 wybranych diod w funkcji ilorazu T_a/T_0 .



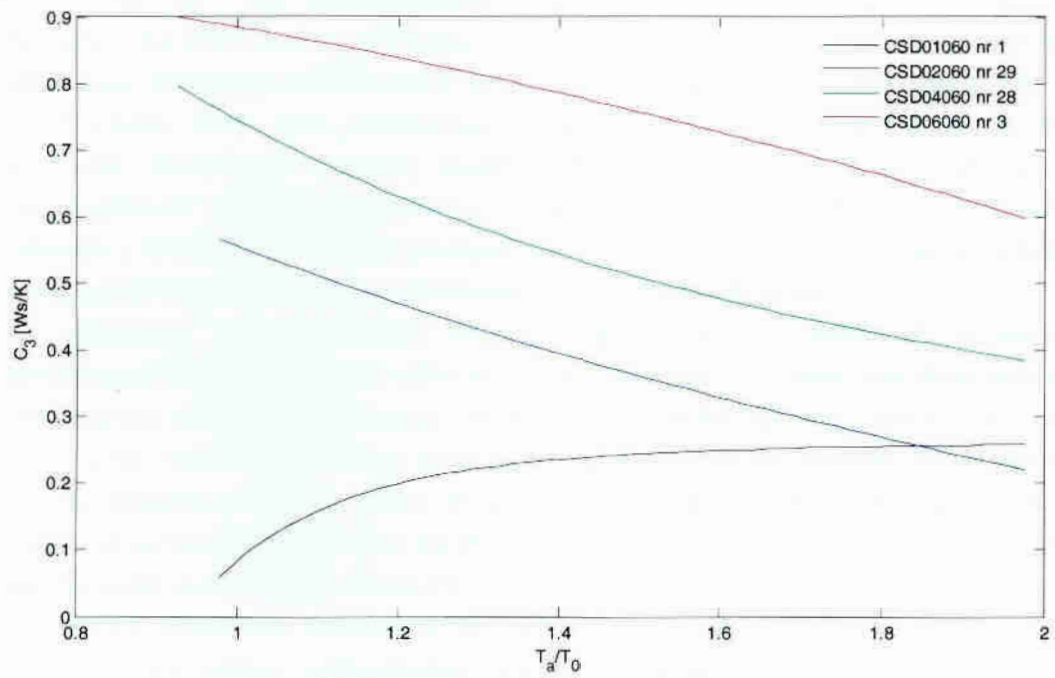
Rys. 6.5. Parametry K_4 wybranych diod w funkcji ilorazu T_a/T_0 .



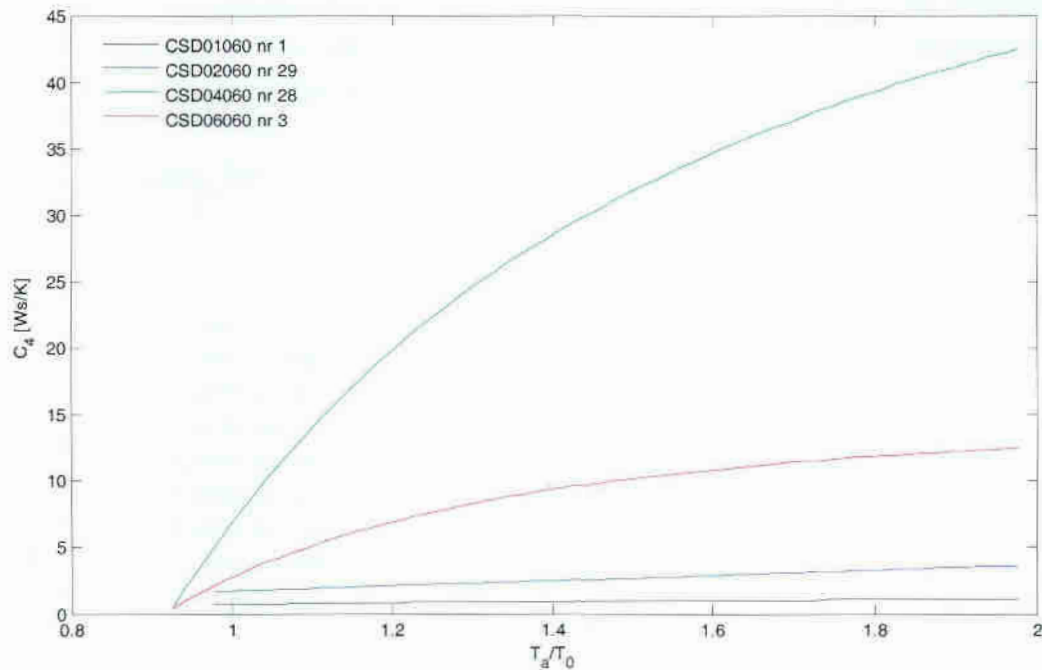
Rys. 6.6. Parametry C_1 wybranych diod w funkcji ilorazu T_a/T_0 .



Rys. 6.7. Parametry C_2 wybranych diod w funkcji ilorazu T_a/T_0 .



Rys. 6.8. Parametry C_3 wybranych diod w funkcji ilorazu T_a/T_0 .



Rys. 6.9. Parametry C_4 wybranych diod w funkcji ilorazu T_a/T_0 .

Na rys. 6.2 – 6.9 widać że zidentyfikowane parametry K_q i C_q , o tych samych numerach dla różnych diod zachowują się podobnie w funkcji temperatury. Jedynie dla diody typu CSD01060 nie otrzymano zgodności kierunku zmian parametrów C_2 oraz C_3 z kierunkami zmian tych parametrów dla pozostałych diod. Parametry otrzymane w drodze identyfikacji stanowią pewne wartości wypadkowe i nie charakteryzują poszczególnych warstw materiałowych struktury. Jedynie z grubym przybliżeniem, składniki z indeksem „1” można powiązać z właściwościami fizycznymi półprzewodnika, zaś składniki z indeksem „4” – z właściwościami obudowy i radiatora.

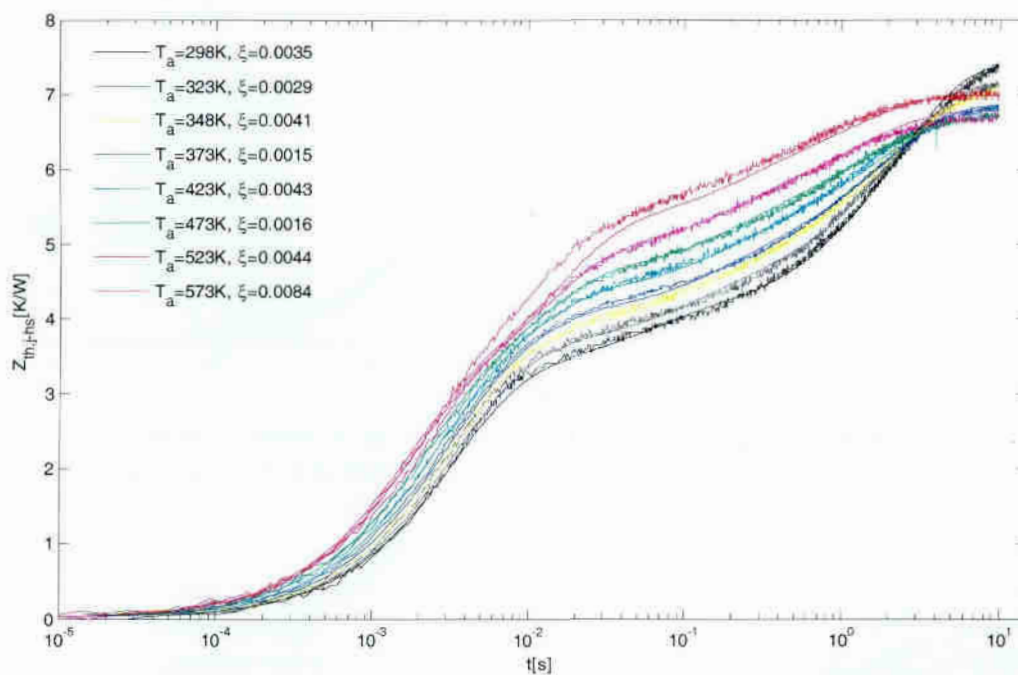
Wiadomo, że przewodność cieplna węgla krzemu maleje ze wzrostem temperatury (rys. 2.2, 2.3). Jak widać na rys. 6.2, składniki K_1 , mające charakter pewnej wypadkowej rezystancji termicznej, rosną ze wzrostem temperatury. Składniki K_4 (rys. 6.5) z kolei maleją ze wzrostem temperatury. Charakter zmian parametrów K_4 można prawdopodobnie powiązać z tym, że przewodność cieplna niektórych stopów miedzi rośnie ze wzrostem temperatury (na przykład rys. 2.8). Stopy miedzi wykorzystywane są standardowo w obudowach elementów, między innymi w TO220.

Oprócz charakteru zmian parametrów K_q i C_q w funkcji temperatury otoczenia, na rys. 6.2 - 6.9 można zaobserwować, jak zmieniają się wartości tych parametrów w zależności od typu diody. Na rys. 6.2 obserwuje się mniejsze wartości parametru K_1 dla diod o większych wartościach prądów dopuszczalnych. Możliwe jest, że w elementach na większe prądy, obszary półprzewodnika są szersze, co mogłoby tłumaczyć mniejsze wartości rezystancji termicznej tych obszarów. Analogicznie w przypadku parametru C_1 , który można powiązać z objętościową pojemnością cieplną. Im większy obszar, tym większa jego objętość i pojemność cieplna, co widać na rys. 6.9.

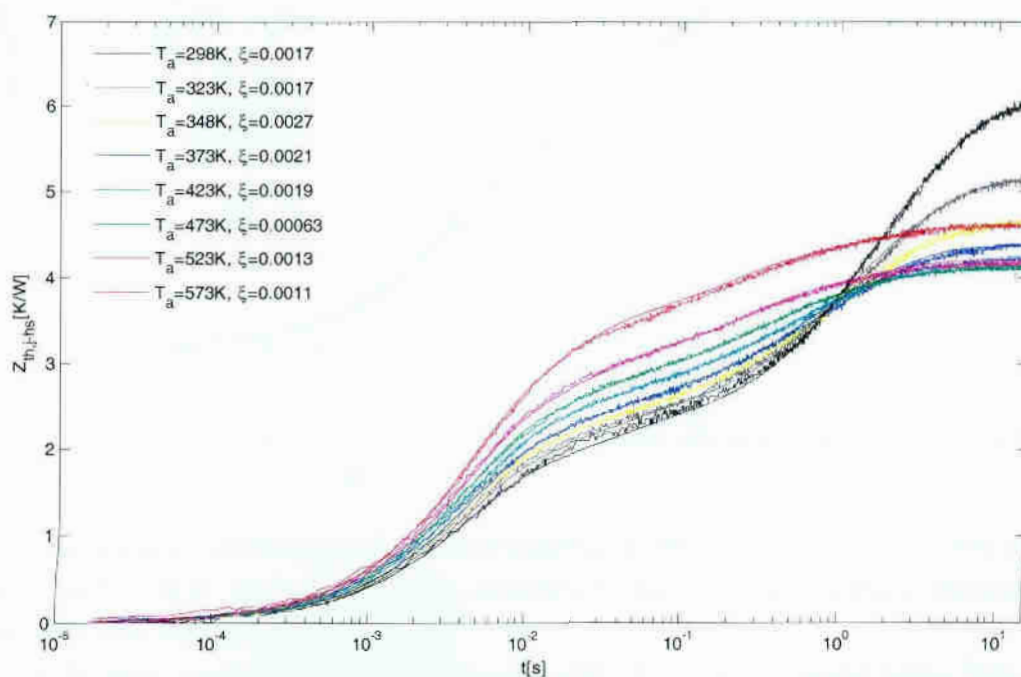
Na rys. 6.10 – 6.13 pokazano przebiegi przejściowej impedancji termicznej wybranych diod, w różnych temperaturach otoczenia. Porównano wyniki pomiarów z krzywymi obliczonymi analitycznie w oparciu o model (3.7), przy czym parametry K i C ,

dla każdej z temperatur otoczenia wyznaczano ze wzorów (6.1) i (6.2). Na rysunkach podano wartości błędu średniokwadratowego, określającego stopień dopasowania krzywych analitycznych Z_{thO} do krzywych pomiarowych Z_{thP} :

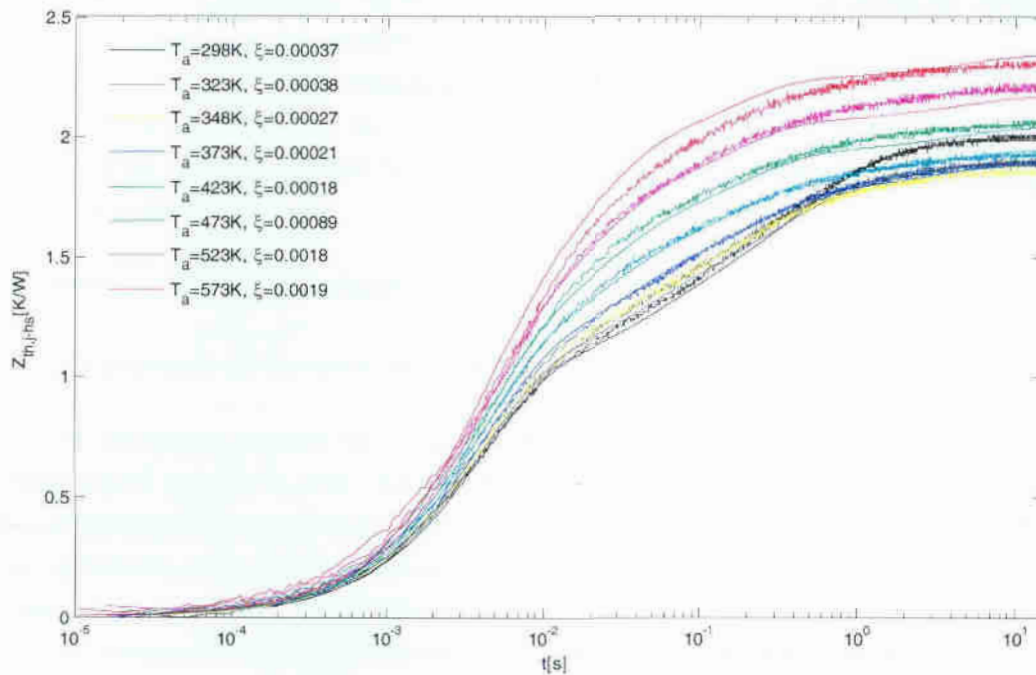
$$\xi = \frac{\sum_{n=1}^N (Z_{thO,n} - Z_{thP,n})^2}{N} \quad (6.5)$$



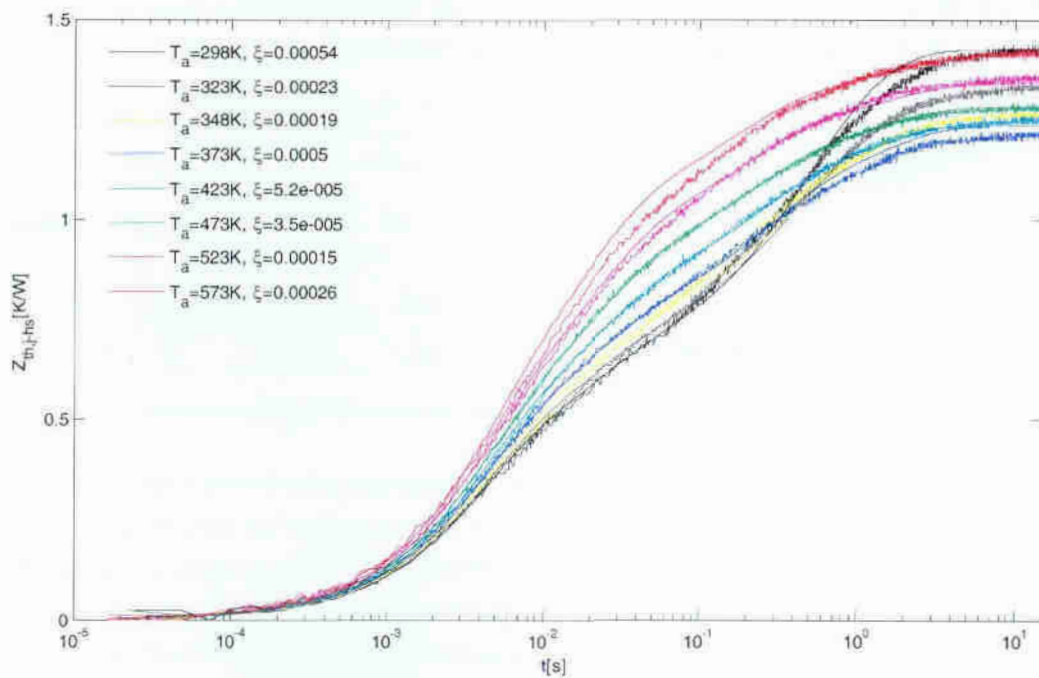
Rys. 6.10. PIT diody CSD01060 nr 1, w różnych temperaturach otoczenia – krzywe zmierzone [57] i obliczone z (3.7), (6.1), (6.2).



Rys. 6.11. PIT diody CSD02060 nr 29, w różnych temperaturach otoczenia – krzywe zmierzone [57] i obliczone z (3.7), (6.1), (6.2).



Rys. 6.12. PIT diody CSD04060 nr 28, w różnych temperaturach otoczenia – krzywe zmierzone [57] i obliczone z (3.7), (6.1), (6.2).



Rys. 6.13. PIT diody CSD06060 nr 3, w różnych temperaturach otoczenia – krzywe zmierzone [57] i obliczone z (3.7), (6.1), (6.2).

Przykładowe przebiegi przejściowej impedancji termicznej, wyznaczone z zależności (3.7), (6.1), (6.2) dla przypadkowo wybranych wartości temperatury otoczenia zamieszczono w załączniku Z.I.

Połączenie modelu typu (3.7) oraz zależności (6.1), (6.2) stanowi wciąż liniowy model termiczny, którym można posługiwać się do wyznaczania krzywych przejściowej impedancji termicznej w dowolnych temperaturach otoczenia oraz do wyznaczania

prześciowych przebiegów termicznych w przypadku, gdy temperatura wnętrza elementu zmienia się nieznacznie.

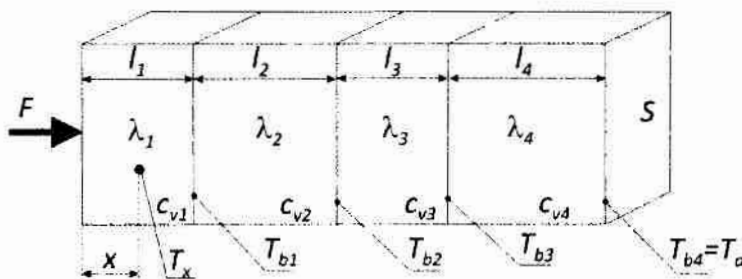
Jeżeli przyjmie się, że charakter zmian parametrów cieplnych w funkcji lokalnej temperatury wnętrza przy dużych mocach jest taki sam, jak charakter zmian tych parametrów w funkcji temperatury otoczenia przy małych mocach, można utworzyć nieliniowy model termiczny.

6.3. Nieliniowy model termiczny

6.3.1. Podział elementu na warstwy umowne

W literaturze spotyka się podejście, w którym elementy opisywane są modelami termicznymi typu (3.7), przy czym każdy ze składników (3.7) przyporządkowywany jest pewnej warstwie materiałowej struktury [2], zaś parametry modelu (K , τ) wyznaczone są na podstawie parametrów cieplnych poszczególnych warstw (λ , c_p), przy założeniu znajomości wymiarów tych warstw.

W niniejszej pracy proponuje się podział elementu na warstwy umowne, o pewnych zastępczych parametrach cieplnych (λ_q , $c_{v,q}$). Przyjmuje się, że każdy ze składników opisu przejściowej impedancji termicznej (3.7) odpowiada jednej z warstw umownych, zaś wartości przewodności cieplnej i objętościowej pojemności cieplnej danej warstwy można powiązać z otrzymanymi w drodze identyfikacji parametrami K_q i C_q . Na rys. 6.15 pokazano przykładowy podział struktury elementu na cztery warstwy umowne.



Rys. 6.15. Przykładowy podział elementu na warstwy umowne.

Wielkości i parametry występujące na rys. 6.15 to odpowiednio: $q=1..4$ - numer warstwy umownej, λ_q - przewodność cieplna, zależna od lokalnej temperatury T_x , $c_{v,q}$ - objętościowa pojemność cieplna zależna od różnicy temperatur na brzegach warstwy, T_{bq} - temperatura na chłodniejszym brzegu warstwy, T_{bq-1} - temperatura na cieplejszym brzegu warstwy (dla $q=1$ jest to temperatura wnętrza elementu).

Moc cieplną w rozpatrywanej warstwie struktury można podzielić na dwa składniki:

$$p(t) = P_\lambda + P_C \quad (6.5)$$

Składnik P_λ to moc przekazywana mechanizmem przewodzenia ciepła, proporcjonalna do gęstości strumienia ciepła F (rys. 6.15), zgodnie z zależnością:

$$F = \frac{P_\lambda}{S} \quad (6.6)$$

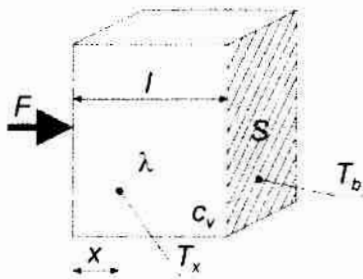
gdzie S – pole przekroju danej warstwy umownej.
 Składnik P_C jest to składnik mocy, powodujący zmianę energii wewnętrznej Q_C warstwy o określonej objętości, zgodnie ze wzorem:

$$P_C = \frac{dQ_C}{dt} = \frac{dQ_C}{d\Delta T} \cdot \frac{d\Delta T}{dt} \quad (6.7)$$

gdzie: ΔT – różnica temperatur na brzegach danej warstwy.

6.3.2. Propozycja modelowania związku między mocą a temperaturą

W nieliniowym modelu termicznym uwzględniane są zmiany parametrów cieplnych w funkcji lokalnej temperatury. W takim wypadku związek między mocą cieplną, a różnicą temperatur na brzegach danej warstwy jest nieliniowy. Całkowita nadwyżka temperatury wnętrza elementu ponad temperaturę otoczenia jest sumą cząstkowych nadwyżek, powstających w poszczególnych warstwach umownych. Kompletny, nieliniowy model termiczny elementu składa się więc z kilku submodeli, reprezentujących nieliniowe związki między mocą a temperaturą w każdej z przyjętych warstw umownych.



Rys. 6.16. Jedna z warstw umownych struktury.

Aby otrzymać składnik P_λ mocy (6.5) rozwiązuje się równanie Fouriera w uproszczonym wariantcie zakładającym jednowymiarowy przepływ ciepła (2.13), rys. 6.16. Zmiany temperatury T_x są tożsame ze zmianami różnicy:

$$\frac{dT_x}{dx} = \frac{d(T_x - T_b)}{dx} = \frac{d\Theta_x}{dx} \quad (6.8)$$

Uwzględnienie nieliniowości w odniesieniu do (2.13) oznacza wykorzystanie pewnej funkcji analitycznej, opisującej zależność parametru λ od lokalnej temperatury T_x , w prezentowanym przykładzie jest to funkcja (6.3), dla której otrzymuje się równanie:

$$F = -\lambda_0 \cdot \left[a_\lambda \cdot \left(\frac{T_b + \Theta_x}{T_0} \right)^{b_\lambda} + d_\lambda \right] \cdot \frac{d\Theta_x}{dx} \quad (6.9)$$

Po scałkowaniu równania (6.9) i uwzględnieniu:

$$\begin{cases} \Theta_x = \Delta T & \text{dla } x=0 \\ \Theta_x = 0 & \text{dla } x=l \end{cases} \quad (6.10)$$

otrzymuje się nieliniową zależność:

$$\frac{a_\lambda \cdot T_0}{(b_\lambda + 1)} \cdot \left[\left(\frac{\Delta T}{T_0} + \frac{T_b}{T_0} \right)^{b_\lambda + 1} - \left(\frac{T_b}{T_0} \right)^{b_\lambda + 1} \right] + d_\lambda \cdot \Delta T = \frac{F \cdot l}{\lambda_0} \quad (6.11)$$

Gęstość strumienia ciepła F zastępuje się (6.6), zaś przewodność cieplną λ_0 należy zastąpić (4.1), ponieważ pole przekroju ani szerokość warstwy nie są znane. W wyniku otrzymuje się wyrażenie:

$$P_\lambda = \frac{a_\lambda \cdot T_0}{K_0 \cdot (b_\lambda + 1)} \cdot \left[\left(\frac{\Delta T}{T_0} + \frac{T_b}{T_0} \right)^{b_\lambda + 1} - \left(\frac{T_b}{T_0} \right)^{b_\lambda + 1} \right] + \frac{d_\lambda}{K_0} \cdot \Delta T \quad (6.12)$$

Uwzględnienie nieliniowości w członie P_c (6.7) równania (6.5) polega na uzależnieniu objętościowej pojemności cieplnej od różnicy temperatur ΔT na brzegach określonej warstwy:

$$\frac{dQ_c}{d\Delta T} = v \cdot c_{v0} \cdot \left[a_c \cdot \left(\frac{T_b + \Delta T}{T_0} \right)^{b_c} + d_c \right] \quad (6.13)$$

gdzie: c_{v0} – objętościowa pojemność cieplna w temperaturze T_0 , v – objętość rozpatrywanej warstwy.

Całkowita rozważana moc (6.5) opisana jest zależnością:

$$p(t) = \frac{a_\lambda \cdot T_0}{K_0 \cdot (b_\lambda + 1)} \cdot \left[\left(\frac{\Delta T}{T_0} + \frac{T_b}{T_0} \right)^{b_\lambda + 1} - \left(\frac{T_b}{T_0} \right)^{b_\lambda + 1} \right] + \frac{d_\lambda}{K_0} \cdot \Delta T + \left[a_c \cdot \left(\frac{T_b + \Delta T}{T_0} \right)^{b_c} + d_c \right] \cdot C_0 \cdot \frac{d\Delta T}{dt} \quad (6.14)$$

Proponowany, jednolity model termiczny składa się z zestawu parametrów K_0 , C_0 dla temperatury nominalnej oraz z zależności (6.1), (6.2), umożliwiających wyznaczenie przebiegów nadwyżki temperatury dla dowolnej temperatury otoczenia, przy uwzględnieniu zmian temperatury wnętrza. Temperaturą nominalną T_0 operuje się dla wygody i zapewnienia jednolitości modelu, jednak możliwe jest jej wyeliminowanie z przytoczonych równań, co pokazano w załączniku Z.II.

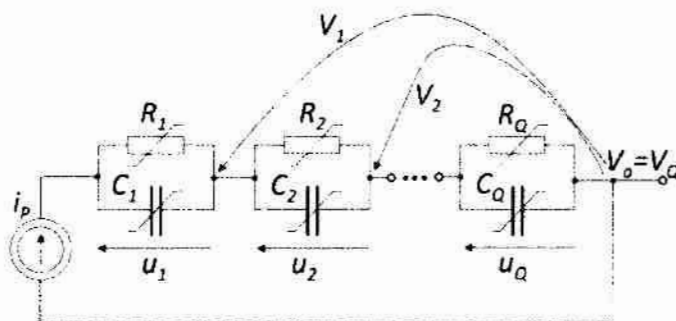
Zależności (6.10) – (6.14) opisują przepływ i gromadzenie ciepła tylko w jednej z umownych warstw struktury i stanowią pewien model cząstkowy. Na podstawie (6.14) można wyznaczyć jedynie cząstkową nadwyżkę temperatury, będącą różnicą temperatur na brzegach określonej warstwy. Pełen, nieliniowy model termiczny elementu otrzyma się, gdy równanie (6.14) zostanie przyporządkowane każdej z rozpatrywanych warstw, z pewnymi warunkami. W praktycznej realizacji, wyznaczanie cząstkowych nadwyżek temperatury należy rozpocząć od warstwy najchłodniejszej, dla której wartość temperatury T_b jest znana, gdyż odpowiada wartości temperatury otoczenia T_a . Wyznaczona temperatura panująca na cieplejszym brzegu tej warstwy jest jednocześnie temperaturą chłodniejszego brzegu kolejnej warstwy, znajdującej się bliżej źródła ciepła (rys. 6.15). Opisane obliczenia wykonuje się do chwili wyznaczenia temperatury wnętrza elementu.

6.3.3. Modyfikacja analogu elektro-termicznego do postaci nieliniowej

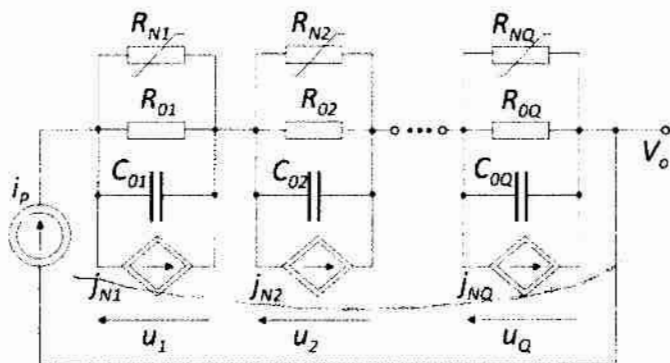
W przypadku zastosowania analogii elektro-termicznej w symulacjach przejściowych stanów termicznych odpowiednikami równań (6.14) i (6.18) są związki między prądem i napięciem o postaci:

$$\begin{aligned} i_p = & \frac{a_{\lambda,q} \cdot V_0}{K_{0q} \cdot (b_q + 1)} \cdot \left[\left(\frac{V_q + u_q}{V_0} \right)^{b_{\lambda,q} + 1} - \left(\frac{V_q}{V_0} \right)^{b_{\lambda,q} + 1} \right] + \frac{d_{\lambda,q}}{K_{0q}} \cdot u_q + \\ & + \left[a_{c,q} \cdot \left(\frac{V_q + u_q}{V_0} \right)^{b_{c,q}} + d_{c,q} \right] \cdot C_{0q} \cdot \frac{du_q}{dt} \end{aligned} \quad (6.15)$$

Analog elektro-termiczny składa się z elementów nieliniowych tak, jak na rys. 6.17. W niniejszej pracy dokonuje się dekompozycji układu z rys. 6.17 na bloki liniowe oraz nieliniowe, co pokazano na rys. 6.18.



Rys. 6.17. Nieliniowy analog elektro-termiczny.



Rys. 6.18. Analog elektro-termiczny z wydzieloną częścią liniową.

Wydajność źródeł prądowych j_{Nq} wyznaczana jest z zależności (5.26). Symulację układu pokazanego na rys. 6.18 można przeprowadzić w dowolnym symulatorze obwodowym, bądź za pomocą procedury stworzonej w wybranym języku programowania. W niniejszej pracy wykorzystywane są procedury napisane w języku Scilab (odpowiednik Matlab).

7. Zastosowanie proponowanego modelu nieliniowego

7.1. Wstęp

W niniejszym rozdziale opisano sposoby i zamieszczono wyniki symulacji wykonanych z wykorzystaniem proponowanych modeli termicznych i elektrotermicznych. Symulacje podzielono na cztery grupy.

Pierwsza z serii symulacji, zamieszczona w podrozdziale 7.2, obejmuje oszacowanie błędów algorytmów dyskretyzacji wykorzystywanych w pracy - na tle ogólnie stosowanych algorytmów dyskretyzacji.

Druga grupa symulacji, zamieszczona w podrozdziale 7.3, zawiera obliczenia przejściowych przebiegów termicznych przy znanym pobudzeniu mocą. W tym wypadku porównuje się wyniki otrzymane po zastosowaniu liniowego (3.7) oraz nieliniowego (6.14) modelu termicznego.

Trzecia grupa symulacji, znajdująca się w podrozdziale 7.4, to wyznaczanie rodzin charakterystyk DC diod Schottky'ego z węgla krzemu z wykorzystaniem statycznego modelu elektrotermicznego. Rozpatrywane są charakterystyki izotermiczne oraz charakterystyki z uwzględnionym efektem samonagrzewania (nieizotermiczne).

W czwartej grupie symulacji, zaprezentowanej w podrozdziale 7.5, znajdują się wyniki obliczeń przejściowych stanów elektrotermicznych, w których wykorzystano dynamiczny makromodel elektrotermiczny.

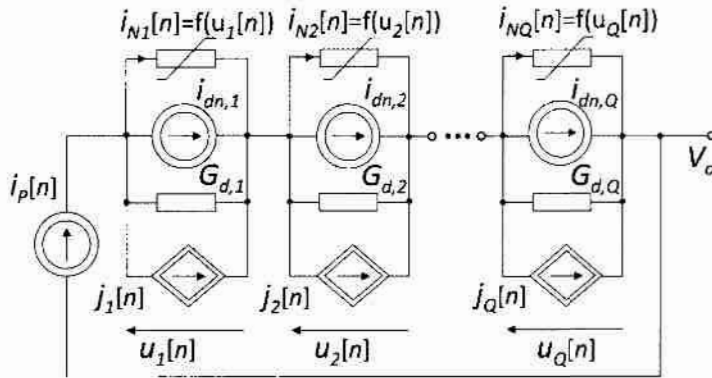
Do dyskretyzacji liniowych bloków inercyjnych występujących w analogu PIT wykorzystywane są algorytmy SARA opisane w podrozdziale 5.2 niniejszej pracy. Do dyskretyzacji elementów nieliniowych stosowane są opisywane w podrozdziale 5.4 techniki jednopoziomowe, które porównano z ogólnie stosowaną metodą Newtona [68], [69], [70].

7.2. Ocena dokładności stosowanych algorytmów i metod obliczeniowych

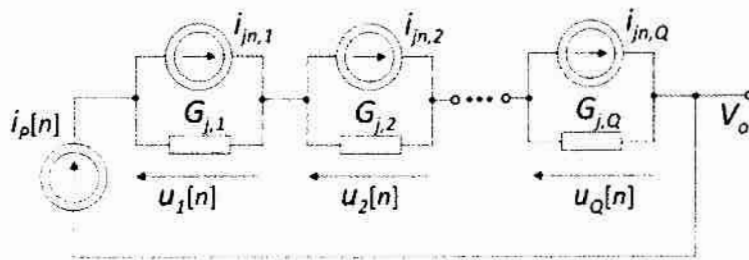
7.2.1. Modele dyskretne wykorzystywane w prezentowanych symulacjach

W przypadku, gdy symulacje przejściowych stanów termicznych wykonywane są za pomocą gotowych symulatorów obwodowych, takich jak PSPICE, wykorzystuje się termiczny model skupiony o postaci sieci RC, takiej jak na rys. 6.19. W przypadku, gdy wykorzystywane są procedury własne, oparte na algorytmach splotowych, nieliniowy termiczny model skupiony z rys. 6.20 zastępuje się modelem dyskretnym takim, jak na rys. 7.1. Analogię elektro-termiczną omówiono w podrozdziale 3.3.3 niniejszej pracy, zaś zasadę tworzenia modeli dyskretnych – w podrozdziałach 4.3.1, 5.1.3.

W przypadku, gdy zastosowane zostaną techniki jednopoziomowe, opisane w podrozdziale 5.3, elementy nieliniowe występujące na rys. 7.1. zastępowane są modelami dyskretnymi takimi jak na rys. 5.2. Model z rys. 7.1 można wtedy zastąpić modelem dyskretnym pokazanym na rys. 7.2.



Rys. 7.1. Model dyskretny nieliniowego analogu PIT.



Rys. 7.2. Model dyskretny analogu PIT, przy zastosowaniu technik jednopoziomowych.

$$i_p[n] = i_{jn,q} + G_{jn,q} \cdot u_q[n] \quad (7.1)$$

Wydajność źródeł prądowych $i_{jn,q}$ wyznaczana jest z zależności:

$$j_{jn,q} = d_{c_{v,q}} \cdot i_{dn,q} - M_q \cdot \left(\frac{V_q}{V_0}\right)^{b_{\lambda,q}+1} + i_{ZN,n,q} \quad (7.2)$$

Zastępczą konduktancję $G_{jn,q}$ wyznacza się ze wzoru:

$$G_{jn,q} = \frac{d_{\lambda,q}}{R_{0q}} + d_{c_{v,q}} \cdot \left(G_{d,q} - \frac{d_{\lambda,q}}{R_{0q}}\right) + G_{ZN,n,q} \quad (7.3)$$

Wyrażenia (5.24) - (5.26), określające wartości $G_{ZN,n,q}$ oraz $i_{ZN,n,q}$ podano w podrozdziale 5.4.2. W rozpatrywanym przypadku pochodne występujące we wzorach (5.24), (5.25) wyznaczane są dla zależności nieliniowej, określonej wzorem:

$$i_N = M_q \cdot \left(\frac{V_q + u_q}{V_0}\right)^{b_{\lambda,q}+1} + a_{c_{v,q}} \cdot \left(\frac{V_q + u_q}{V_0}\right)^{b_{c_{v,q}}} \cdot \left[\left(G_{dn,q} - \frac{d_{\lambda,q}}{R_{0q}}\right) \cdot u_q + i_{dn,q}\right] \quad (7.4)$$

$$M_q = \frac{a_{\lambda,q} \cdot V_0}{R_{0q} \cdot (b_{\lambda,q} + 1)} \quad (7.5)$$

Wartości $G_{d,q}$, $i_{dn,q}$ wyznacza się z zależności (5.11), (5.12), wartości współczynników a, b, d, dla różnych typów diod podano w tabelach 6.5 – 6.8.

7.2.2. Błędy algorytmów dyskretyzacji czasowej w symulacjach przejściowych przebiegów termicznych

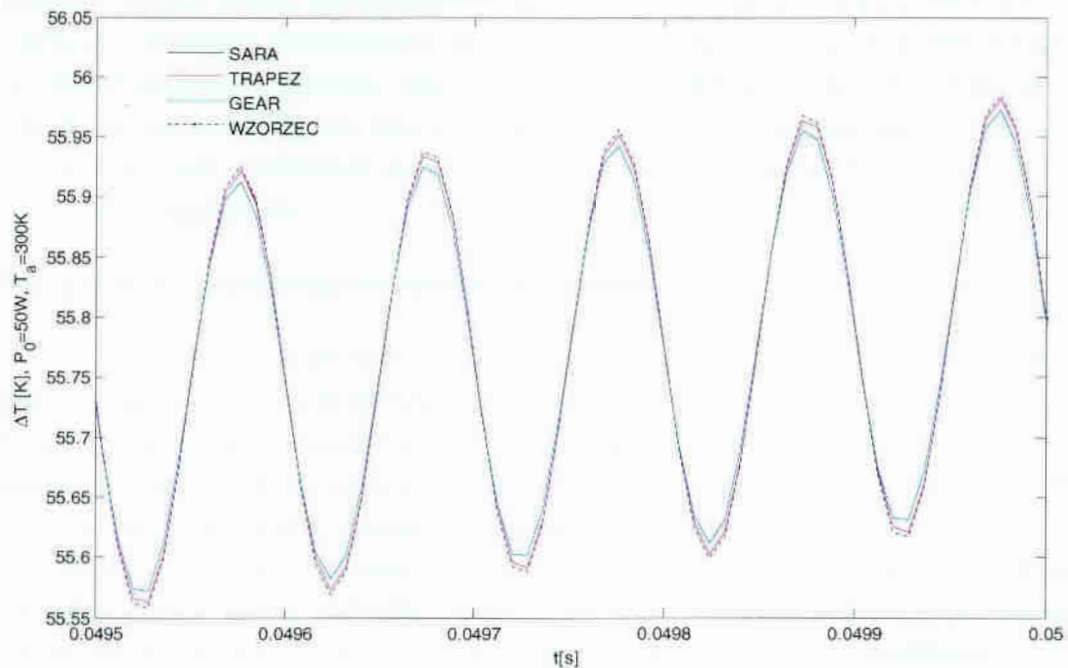
W niniejszym podrozdziale przedstawiono przykładowe porównanie dokładności wybranych algorytmów wykorzystywanych do dyskretyzacji liniowych bloków inercyjnych. Wykonano obliczenia przejściowych przebiegów termicznych w jednej z diod typu CSD02060, przy pobudzeniu mocą o postaci:

$$p(t) = U \cdot I \cdot \sin^2(\omega t) \quad (7.6)$$

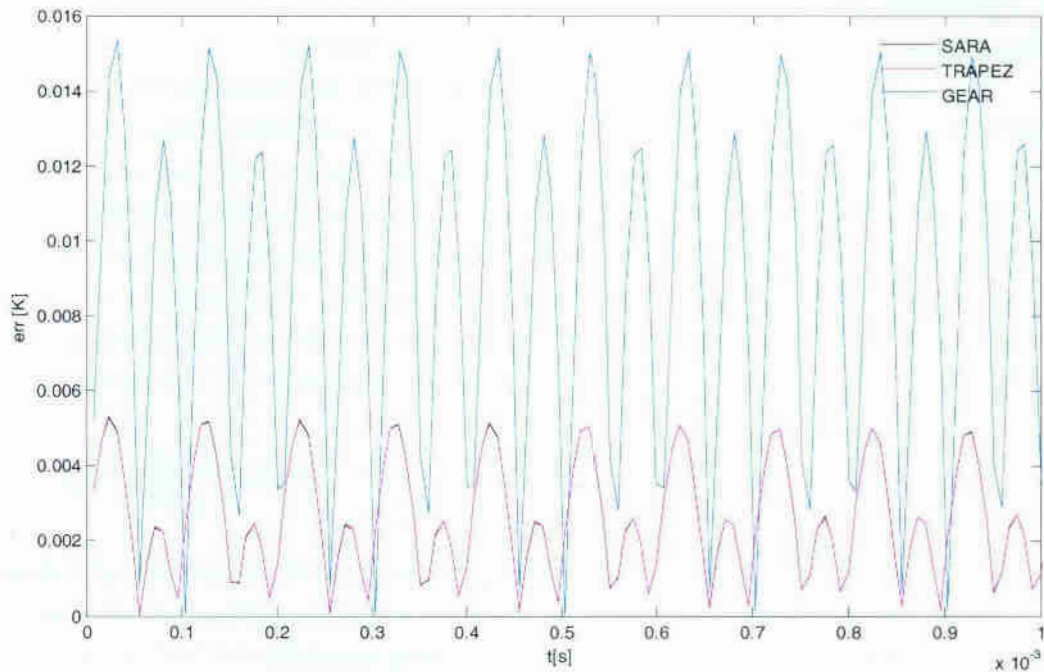
Dla funkcji (7.6) łatwo jest wyznaczyć analityczny przebieg odpowiedzi termicznej poprzez obliczenie splotu (3.10):

$$\Delta T(t) = \frac{UI}{2} \sum_{q=1}^Q B_q \left[\frac{\exp(\alpha_q t) - 1}{\alpha_q} - \frac{2\omega t \sin(2\omega t) - \alpha_q \cos(2\omega t) - \alpha_q \exp(\alpha_q t)}{\alpha_q^2 + 4\omega^2} \right] \quad (7.7)$$

W rozpatrywanym przypadku możliwe jest wykorzystanie wyłącznie modelu liniowego, gdyż równanie (7.7) otrzymuje się przy założeniu liniowości. Na rys. 7.3, 7.4 pokazano przebiegi nadwyżek temperatury wnętrza diody ponad temperaturę $T_a = 300K$, dla pobudzenia mocą (7.6), gdzie $U \cdot I = 50W$, $f = 5kHz$. Przebiegi obliczono przy zastosowaniu odpowiednio: algorytmu SARA rzędu 2 (tabela 5.2), algorytmu Adamsa –Moultona rzędu 2, (tabela 4.1) oraz Gear'a rzędu 2, (tabela 4.1). Procedury utworzono w programie Scilab.



Rys. 7.3. Nadwyżki temperatury wnętrza przykładowej diody typu CSD02060 ponad temperaturę otoczenia, przy wymuszeniu typu (7.1).



Rys. 7.4. Błędy algorytmów dyskretyzacji dla wartości kroku dyskretyzacji $h=8\mu\text{s}$.

Na rys. 7.4 przedstawiono przebiegi błędów zastosowanych algorytmów dla wartości kroku dyskretyzacji $h=8\mu\text{s}$. Błędy wyznaczone z zależności:

$$\text{err} = |\Delta T_W - \Delta T_A| \quad (7.8)$$

gdzie: ΔT_W – wzorzec analityczny, ΔT_A – algorytm dyskretyzacji.

Szczegółową analizę właściwości numerycznych algorytmów splotowych odnaleźć można w [52], zaś porównanie algorytmów splotowych z algorytmami Gear'a rzędu 2 i trapezów zamieszczono w [52] (str. 92 – 98). Zgodnie z oczekiwaniami, w rozpatrywanym przypadku algorytm splotowy SARA oraz algorytm Adamsa – Moultona charakteryzują się taką samą dokładnością. Gorzej wypada algorytm Gear'a rzędu 2, którego dokładność jest około trzykrotnie mniejsza niż dokładność dwóch pozostałych algorytmów.

7.2.3. Błędy technik dyskretyzacji elementów nieliniowych

Kolejna grupa symulacji obejmuje porównanie proponowanych metod jednopoziomowych z metodą Newtona. Wyniki otrzymane po zastosowaniu metody Newtona, uznawanej powszechnie za dokładną, przyjęto jako wzorzec, z którym porównano wyniki otrzymane dwiema wybranymi metodami jednopoziomowymi (5.24) – (5.26). Porównano nakład obliczeniowy zastosowanych metod.

Na rys. 7.5 pokazano przebieg odpowiedzi termicznej jednej z diod typu CSD04060 na uskok mocy o postaci (3.5) dla $P_0 = 25\text{W}$, zaś na rys. 7.7 – odpowiedź termiczną tej samej diody na pobudzenie mocą o postaci fali prostokątnej o amplitudzie 25W i częstotliwości 1kHz. Parametry modelu termicznego diody znajdują się w tabeli 6.7. W procedurze opartej o metodę Newtona przyjęto następujące kryteria zakończenia obliczeń ([70], s. 83 – 92): maksymalna różnica pomiędzy kolejnymi wynikami nie

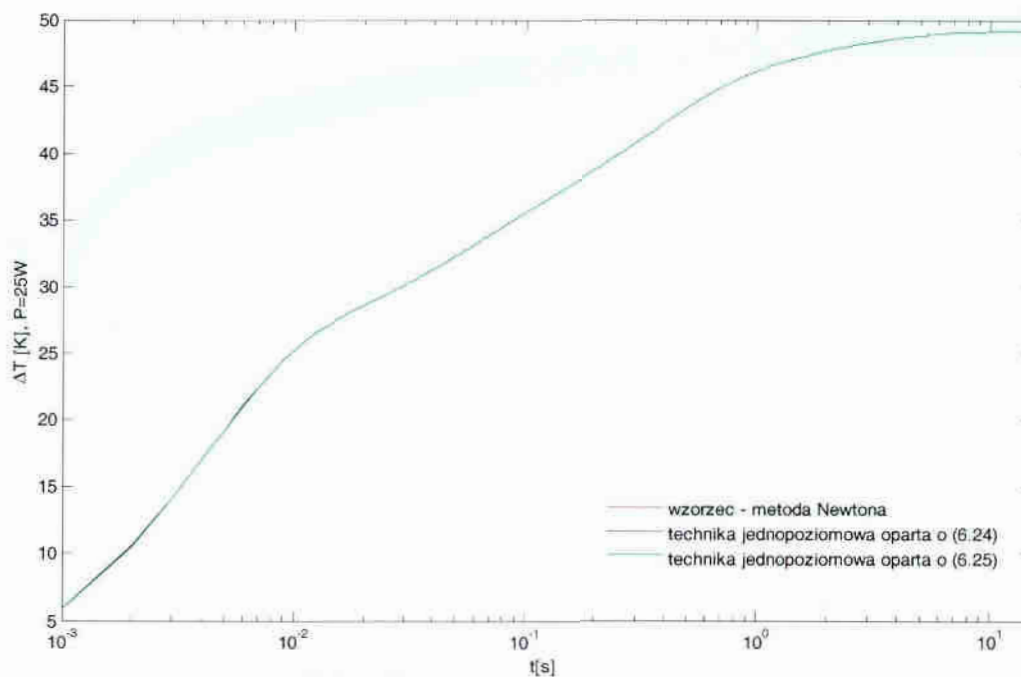
przekracza $1 \cdot 10^{-6}$ lub liczba iteracji w jednej pętli obliczeniowej przekracza 40. W rozpatrywanych symulacjach kryterium drugie nie zostało ani razu spełnione, czyli obliczenia metodą Newtona wykonywane były z założoną dokładnością.

W przypadku pobudzenia o postaci uskoku, wartość kroku dyskretyzacji wynosiła $h=0.1\text{ms}$, w symulacji z mocą o kształcie prostokąta: $h=50\mu\text{s}$. Przebiegi wyznaczone za pomocą technik jednopoziomowych oraz metodą Newtona. W obu wypadkach (rys. 7.5, 7.7) krzywe otrzymane po zastosowaniu technik jednopoziomowych nie różnią się od krzywych wyznaczonych metodą Newtona. Wyznaczono przebiegi błędów technik jednopoziomowych, w odniesieniu do wzorca otrzymanego metodą Newtona. Wartości pokazane na rys. 7.7, wyznaczone ze wzoru:

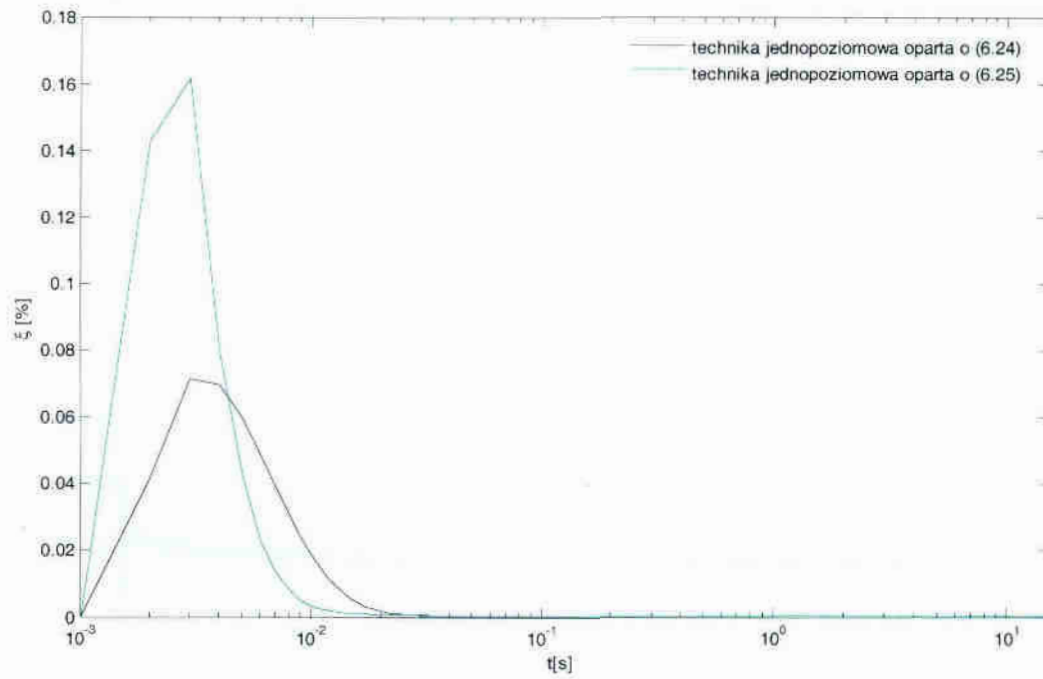
$$\xi_n = \frac{|\Delta T_{N,n} - \Delta T_{J,n}|}{\Delta T_{N,n}} \cdot 100\% \quad (7.9)$$

gdzie ΔT_N – nadwyżka temperatury wnętrza ponad temperaturę otoczenia wyznaczona metodą Newtona, ΔT_J – nadwyżka temperatury wyznaczona techniką jednopoziomową.

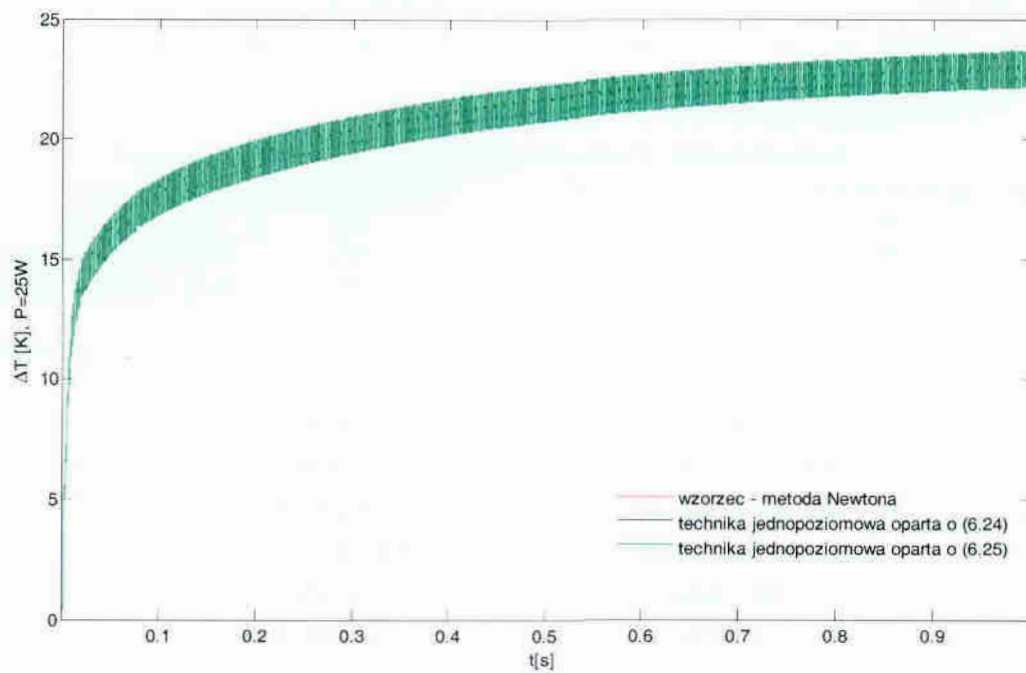
Na rys. 7.6 i 7.8 pokazano przebiegi błędów typu (7.9) wyznaczone dla przebiegów z rys. 7.5 i 7.7. W przypadku prezentacji wyników na rys. 7.6 i 7.8 zastosowano skalę logarytmiczną, gdyż przy pobudzeniu o postaci uskoku, jedynie na samym początku symulacji błędy osiągają znaczące wartości.



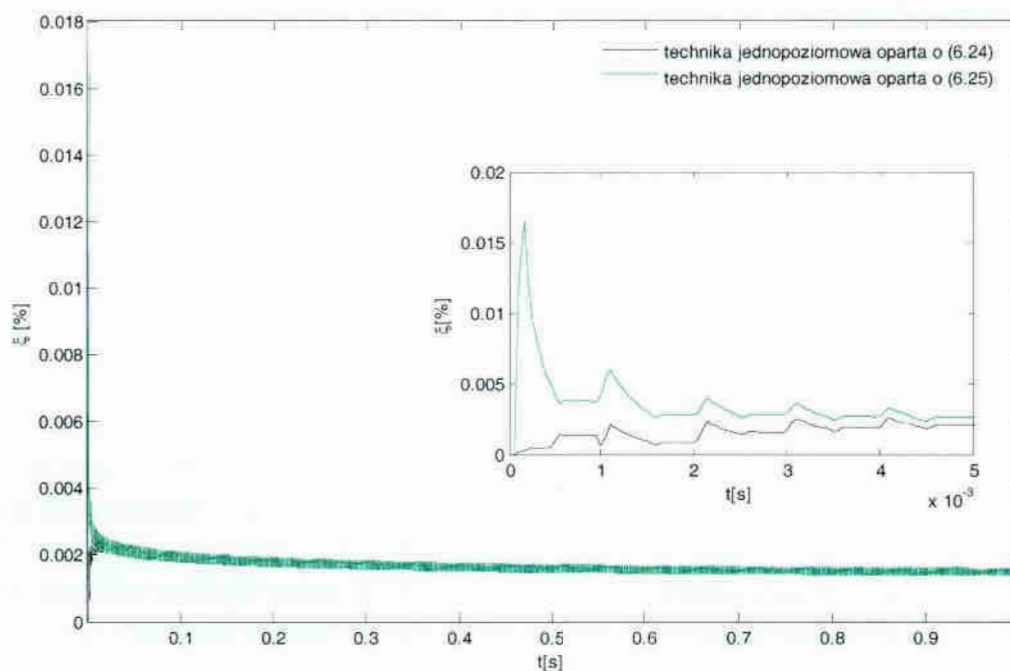
Rys. 7.5. Odpowiedź termiczna przykładowej diody typu CSD04060 na uskok mocy o amplitudzie 25W, otrzymana technikami jednopoziomowymi i metodą Newtona.



Rys. 7.6. Błędy technik jednopoziomowych w stosunku do metody Newtona, przy pobudzeniu mocą typu (3.5).



Rys. 7.7. Odpowiedź termiczna przykładowej diody typu CSD04060 na pobudzenie mocą o postaci fali prostokątnej, otrzymana technikami jednopoziomowymi i metodą Newtona.



Rys. 7.8. Błędy technik jednopoziomowych w stosunku do metody Newtona, przy pobudzeniu mocą o postaci fali prostokątnej.

W tabeli 7.1. przedstawiono porównanie nakładu obliczeniowego, czyli operacji numerycznych, wykonywanych przez rozpatrywane metody w każdym kroku dyskretyzacji.

Tabela 7.1. Średni nakład obliczeniowy technik jednopoziomowych i metody Newtona.

Metoda	operacje mnożenia	operacje dodawania	operacje potęgowania
Newtona	316	207	49
Jednopoziomowa (5.24)	288	148	36
Jednopoziomowa (5.25)	240	140	24

7.2.4. Wnioski

Algorytmy dyskretyzacji wykorzystywane w niniejszej pracy cechują się dobrymi właściwościami numerycznymi. Algorytmy splotowe SARA bardzo dobrze sprawdzają się w symulacjach przejściowych przebiegów termicznych, gdyż opis liniowej części stosowanego modelu termicznego, wywodzi się z zależności splotowej (3.4). Można założyć, że w symulacjach przejściowych przebiegów termicznych dokładność proponowanych technik jednopoziomowych jest tylko niewiele mniejsza niż dokładność powszechnie stosowanej metody Newtona, zaś ich nakład obliczeniowy w rozpatrywanych symulacjach jest mniejszy niż nakład wymagany przez metodę Newtona. W symulacjach prezentowanych w dalszej części pracy wykorzystuje się model dyskretny analogu PIT, pokazany na rys. 7.2, oparty o algorytmy splotowe oraz technikę jednopoziomową, dla której wartości elementów $G_{ZN,n,q}$ oraz $i_{ZN,n,q}$ (rys. 7.2) wyznaczone są ze wzorów (5.25), (5.26).

7.3. Symulacje przejściowych przebiegów termicznych w dziedzinie czasu – z uwzględnieniem nieliniowości, przy znanym pobudzeniu mocą

7.3.1. Wstęp

W tym podrozdziale zamieszczono wyniki wykonanych w programie Scilab symulacji odpowiedzi termicznych wybranych diod na pobudzenie mocą o zadanym kształcie.

W oparciu o model liniowy (3.4) oraz o model nieliniowy (6.14) wyznaczono przebiegi nadwyżek temperatury wnętrza elementów ponad temperaturę otoczenia. W pierwszej kolejności przeprowadzono symulacje dla pobudzenia uskokiem mocy (3.5) o amplitudach, dla których dostępne są również wyniki pomiarów odpowiedzi termicznej ΔT . Następnie wykonano obliczenia dla uskoków mocy o dużych amplitudach oraz dla wymuszeń o postaci fali prostokątnej.

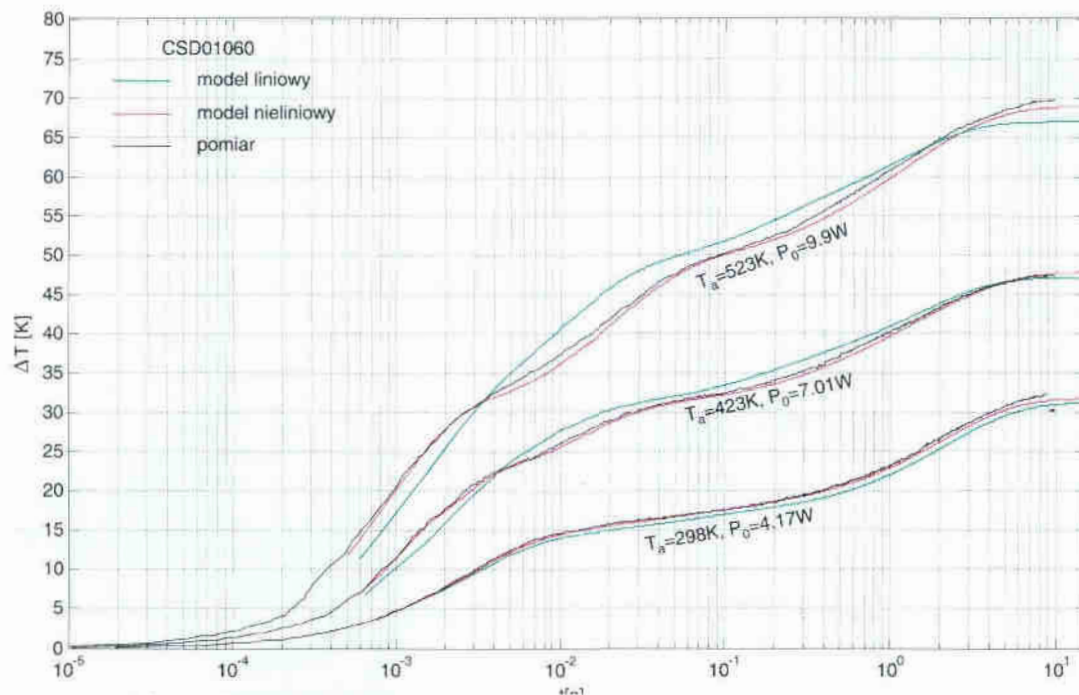
W niektórych symulacjach przekroczone określone przez producenta parametry dopuszczalne takie jak temperatura obudowy T_c oraz średnia moc P_{TOT} , które podano tabeli 7.2. Dostępne wyniki pomiarów wskazują na możliwość pracy badanych diod w temperaturach wyższych niż deklarowane przez producenta.

Tabela 7.2. Średnie moce dopuszczalne badanych diod.

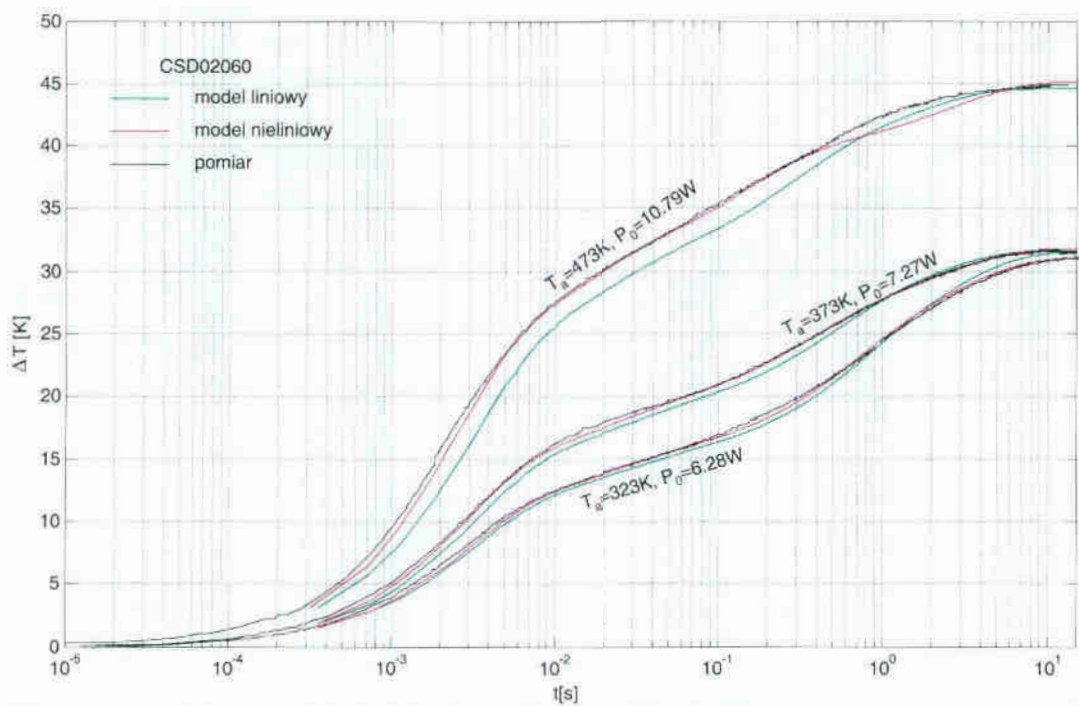
	CSD01060	CSD02050	CSD04060	CSD06060
P_{TOT} [W], $T_c=298K$	21.4	31.9	62.5	83.3
P_{TOT} [W], $T_c=398K$	7.1	10.6	20.8	27.8

7.3.2. Odpowiedź termiczna diod na uskok mocy o dowolnej amplitudzie

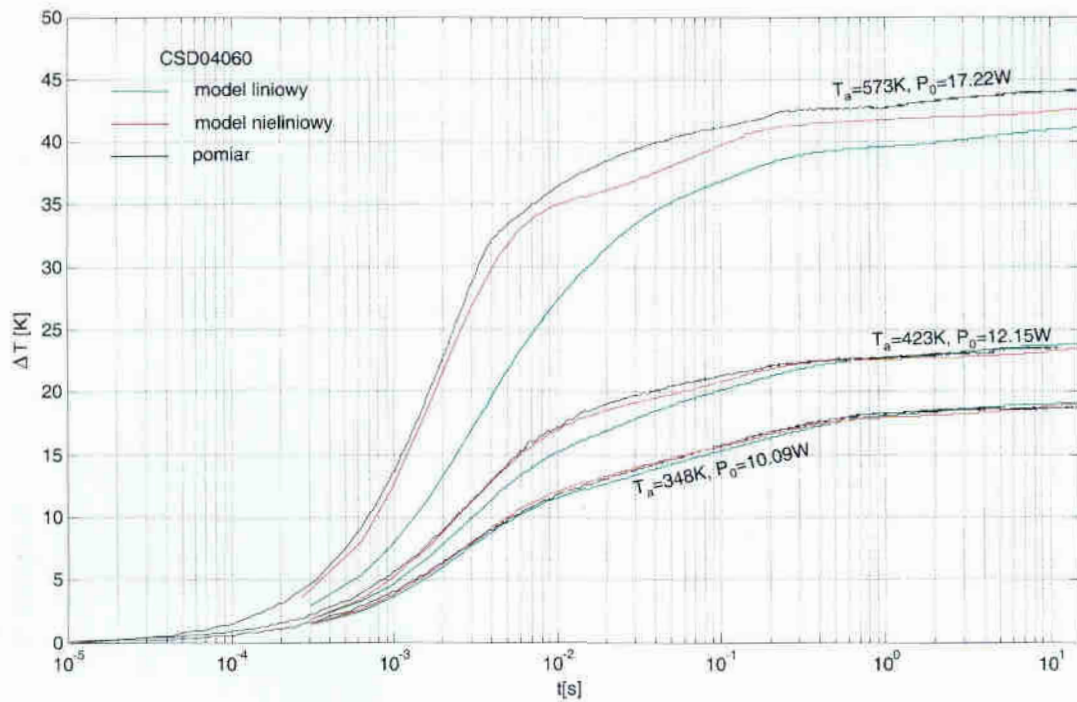
Na rys. 7.9 – 7.12 pokazano przebiegi odpowiedzi termicznych wybranych diod na pobudzenie mocą o postaci uskoku (3.5). Dostępne wyniki pomiarów [57] obejmują przebiegi nadwyżek temperatury wnętrza elementu ponad temperaturę otoczenia, mierzone dla różnych wartości mocy. W pomiarach zapewnione były takie warunki chłodzenia (duży radiator), że temperatura na powierzchni radiatora jedynie nieznacznie różniła się od temperatury otoczenia (maksymalnie o 0.5K). Spośród wyników wybrano kilka przykładów, w których moc osiągała wartości większe niż podane w tabelach (6.2 – 6.4). Na rysunkach 7.9 – 7.12, przy każdej z krzywych reprezentujących nadwyżki temperatury, podano wartości mocy i temperatury otoczenia, przy których wykonywany był pomiar. Prezentowane przebiegi dopiero po podzieleniu przez wartość mocy będą reprezentowały przejściową impedancję termiczną.



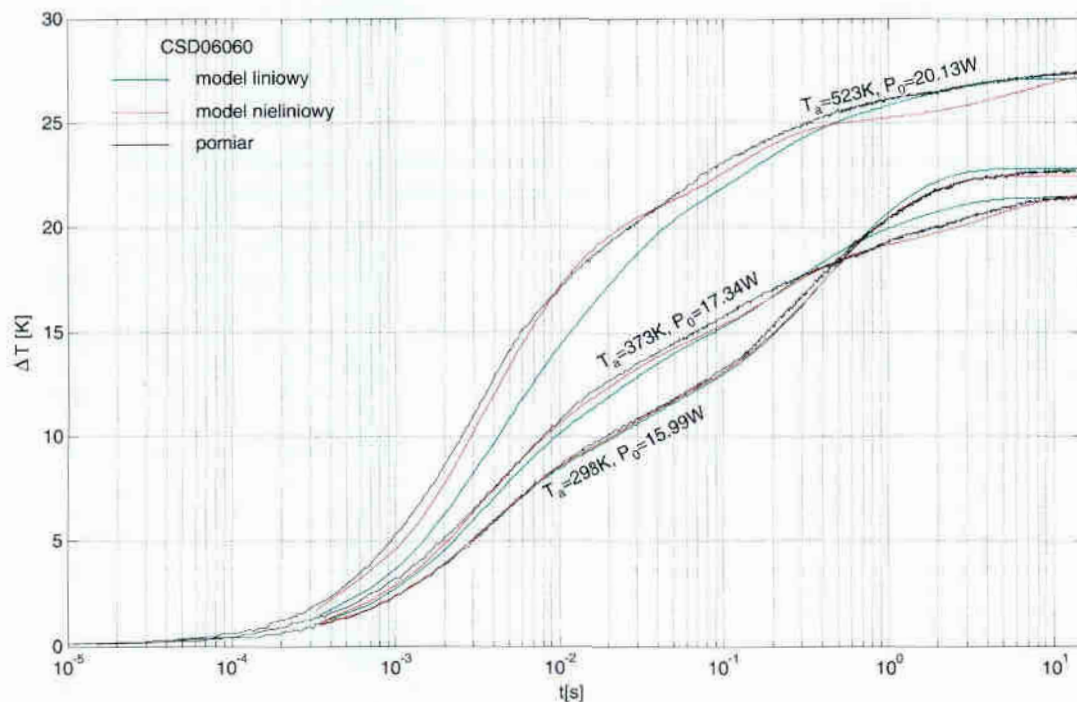
Rys. 7.9. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD01060 na uskok mocy, wyznaczona w oparciu o model liniowy i nieliniowy.



Rys. 7.10. Odpowiedź termiczna diody CSD02060 na uskok mocy, wyznaczona w oparciu o model liniowy i nieliniowy.



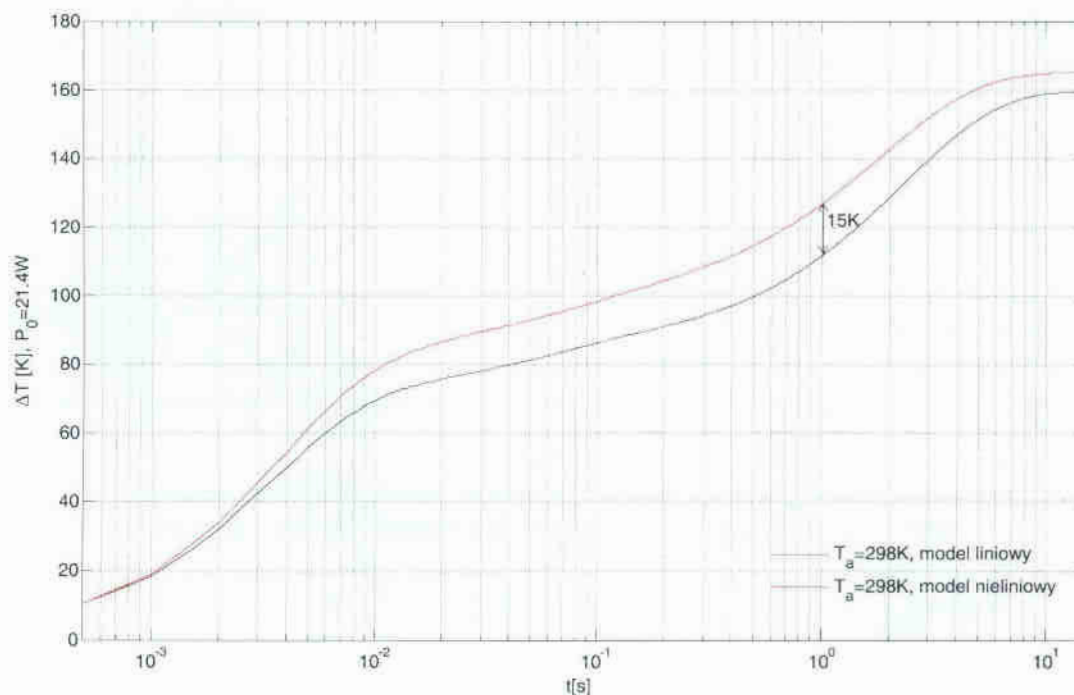
Rys. 7.11. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD04060 na uskok mocy, wyznaczona w oparciu o model liniowy i nieliniowy.



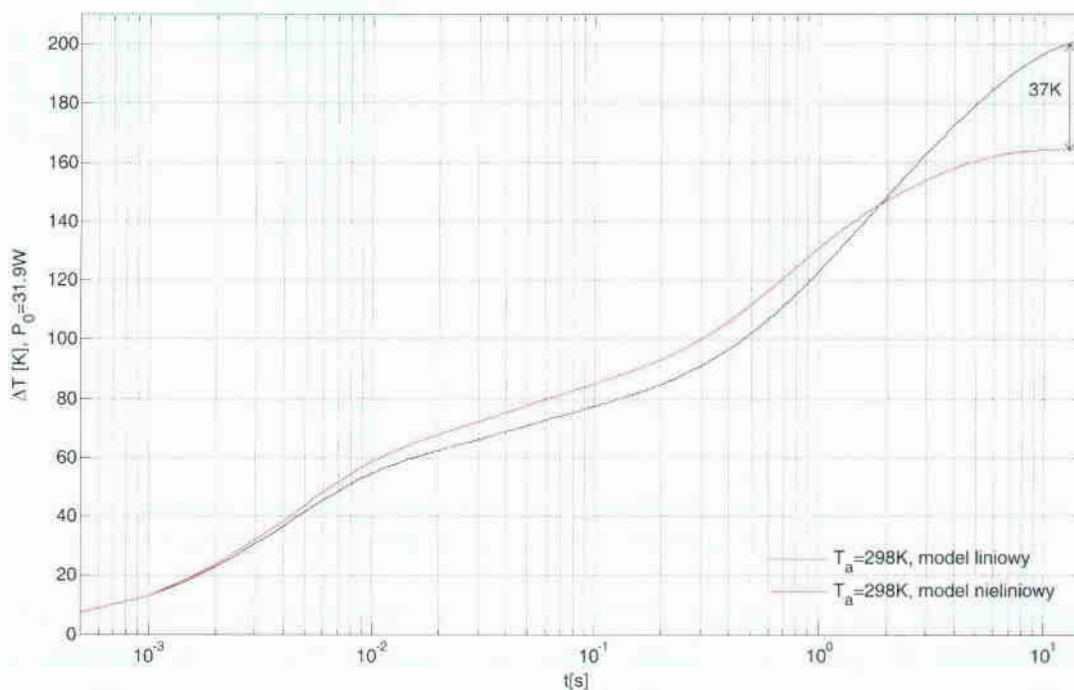
Rys. 7.12. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD06060 na uskok mocy, wyznaczona w oparciu o model liniowy i nieliniowy.

Na przedstawionych wykresach widać, że efekty nieliniowe są słabe przy niewielkich nadwyżkach temperatury. Dopiero dla większych wartości tych nadwyżek obserwuje się znaczące różnice pomiędzy wynikami otrzymanymi w oparciu o model liniowy i nieliniowy. Widać również, że uwzględnienie nieliniowości w modelu (linie czerwone) umożliwia otrzymanie wyniku bardziej zbliżonego do krzywej pomiarowej (linie czarne), niż w przypadku zastosowania modelu liniowego (linie zielone).

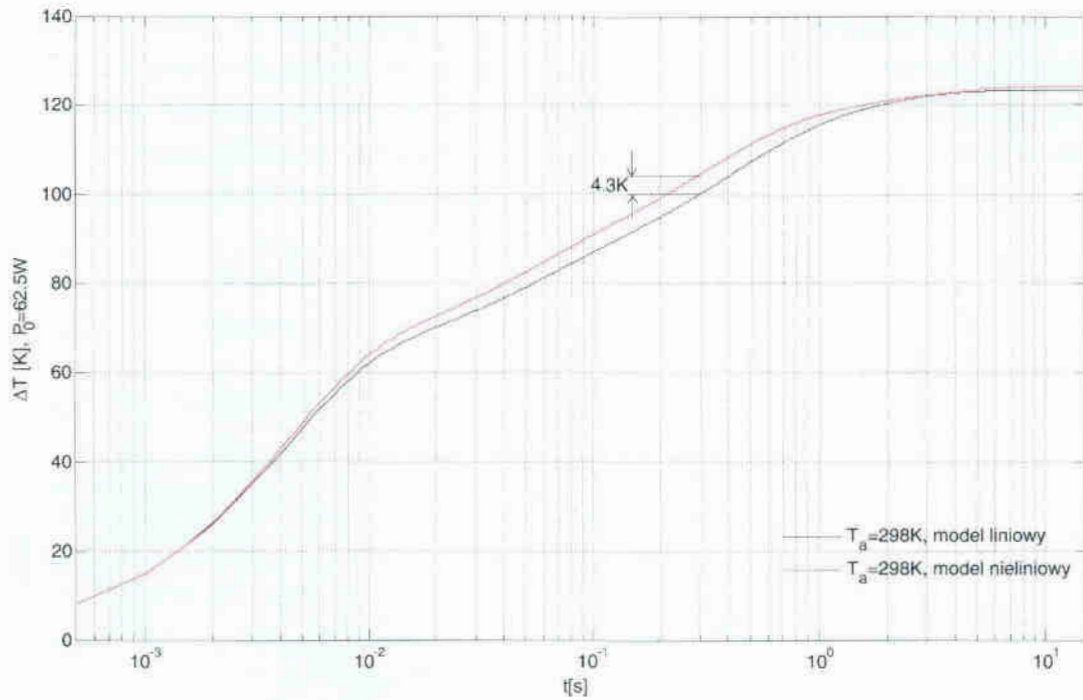
Na rys. 7.13 – 7.16 pokazano przykładowe odpowiedzi termiczne diod na uskoki mocy o amplitudzie równej wartości podawanej przez producenta średniej mocy dopuszczalnej dla danej temperatury obudowy (tabela 7.2). Porównano wyniki otrzymane przy wykorzystaniu modelu liniowego i nieliniowego. Więcej przykładów zamieszczono w załączniku Z.III.



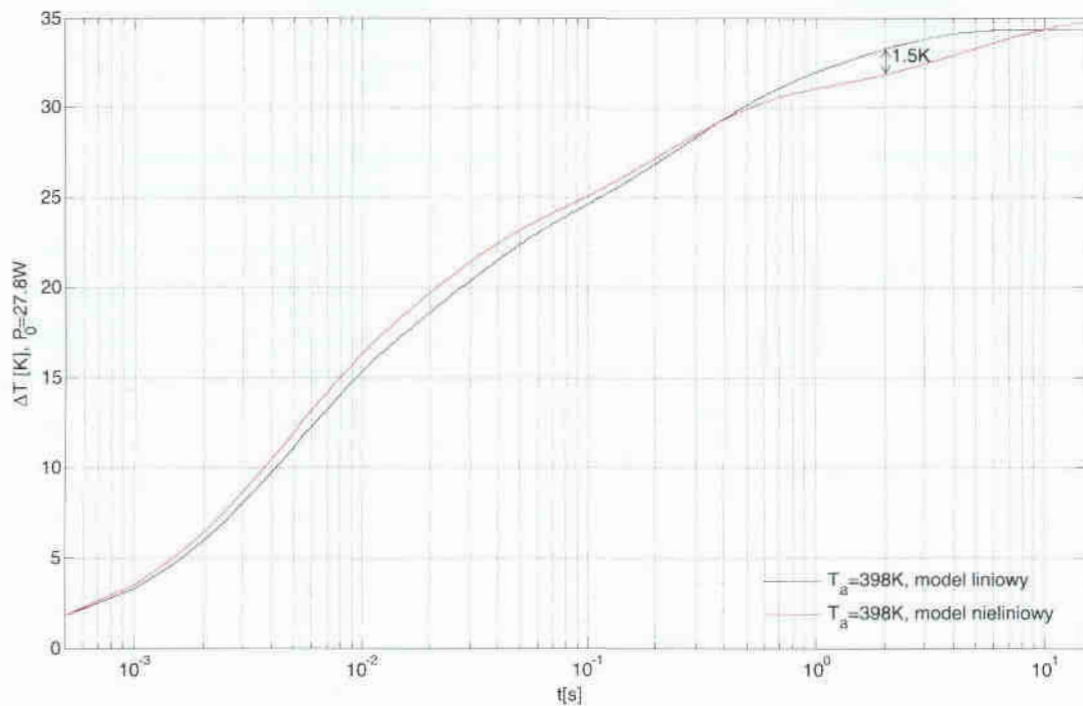
Rys. 7.13. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD01060 na uskok mocy o amplitudzie 21.4W, wyznaczona w oparciu o model liniowy i nieliniowy dla temperatury otoczenia 298K.



Rys. 7.14. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD02060 na uskok mocy o amplitudzie 31.9W, wyznaczona w oparciu o model liniowy i nieliniowy dla temperatury otoczenia 298K.



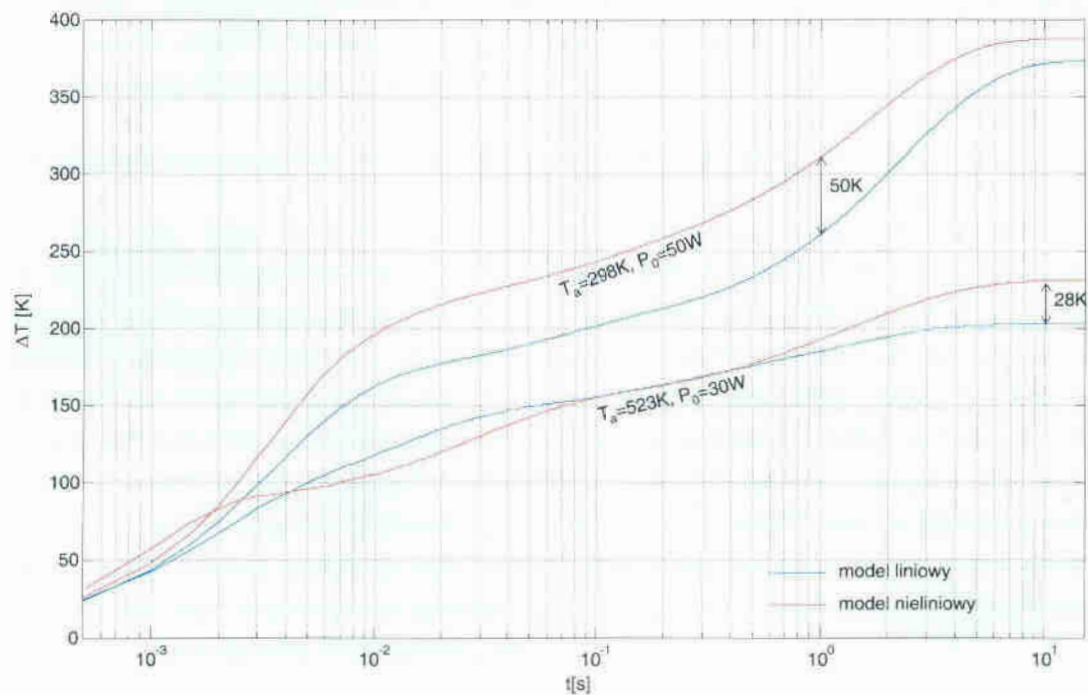
Rys. 7.15. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD04060 na uskok mocy o amplitudzie 62.5W, wyznaczona w oparciu o model liniowy i nieliniowy dla temperatury otoczenia 298K.



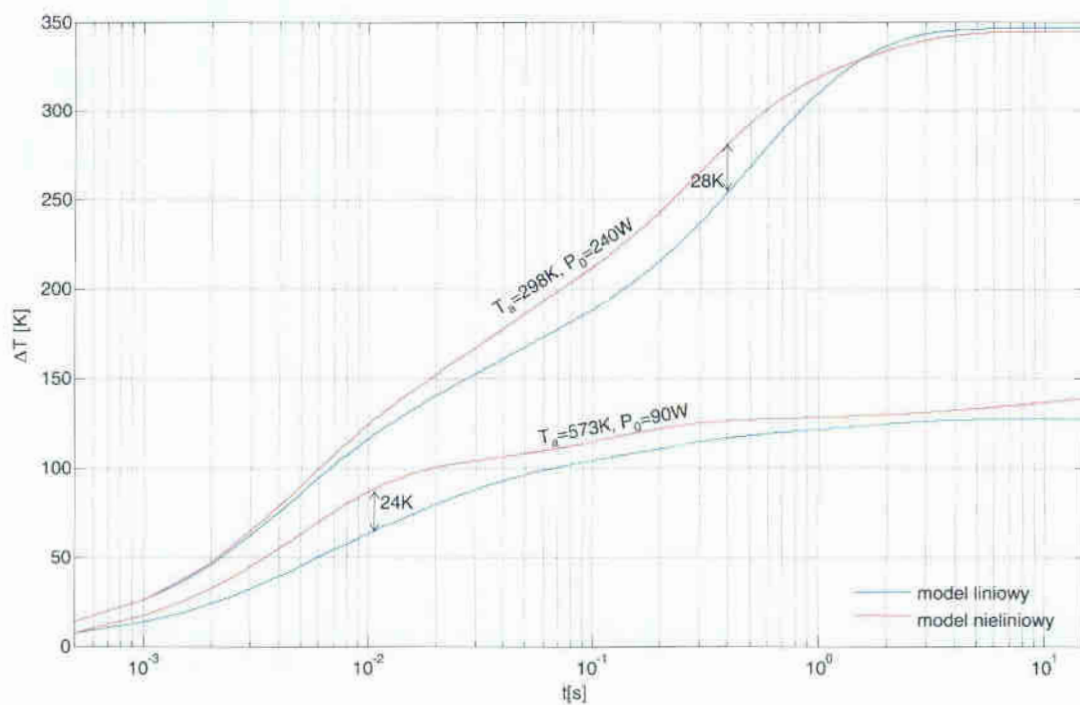
Rys. 7.16. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD06060 na uskok mocy o amplitudzie 27.8W, wyznaczona w oparciu o model liniowy i nieliniowy dla temperatury otoczenia 398K.

Jedynie dla diody typu CSD02060 (rys. 7.13, 7.14) obserwuje się znaczącą różnicę między przebiegami otrzymanymi w oparciu o model liniowy i nieliniowy. W pozostałych przypadkach wyniki otrzymane w oparciu o oba modele są do siebie zbliżone, co widać na rys. 7.15, 7.16 oraz na rysunkach zamieszczonych w załączniku III. Ograniczenia podawane przez producenta wynikają z właściwości termicznych materiałów, z których wykonana jest obudowa oraz połączenia wewnątrz struktury. Właściwości węgla

krzemu wskazują na potencjalną możliwość pracy zarówno z większymi mocami, jak i temperaturami. W oparciu o model liniowy (3.7) i nieliniowy (6.14) wyznaczono odpowiedzi termiczne diod na uskoki mocy o amplitudach dwu- trzykrotnie większych niż moce dopuszczalne i w temperaturach wyższych niż zalecane przez producenta, co pokazano na rys. 7.17, 7.18 oraz w załączniku Z.III.



Rys. 7.17. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD01060 na uskoki mocy o amplitudzie 50W dla $T_a=298\text{K}$ i 30W dla $T_a=523\text{K}$.



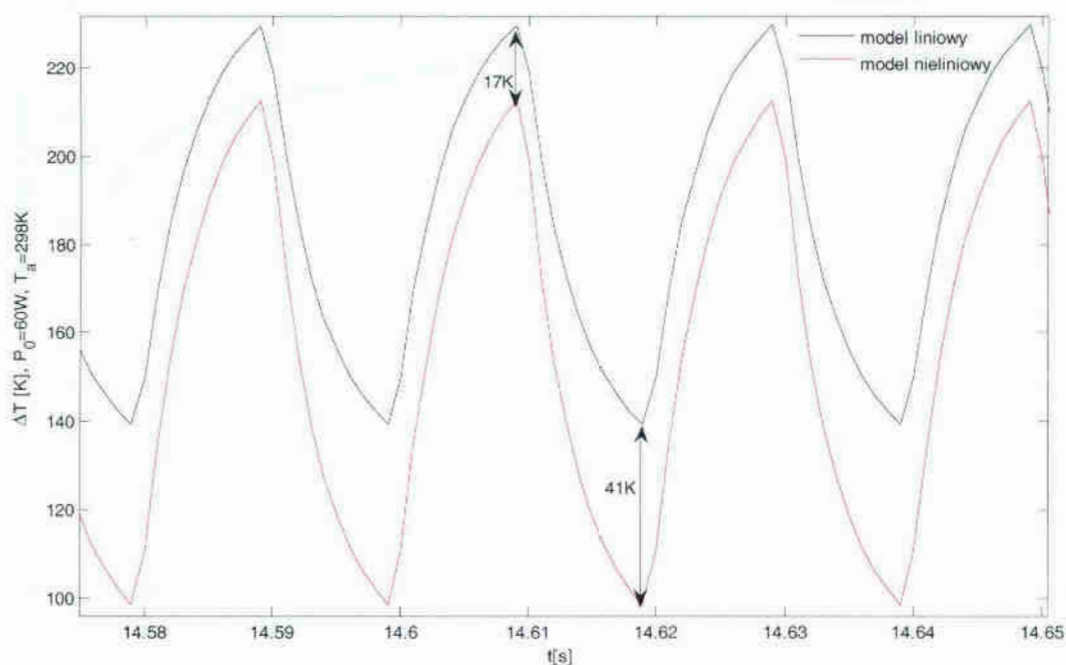
Rys. 7.18. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD06060 na uskoki mocy o amplitudzie 240W dla $T_a=298\text{K}$ i 90W dla $T_a=573\text{K}$.

W przypadku, gdy wartości mocy w diodach znacznie przekraczają moce dopuszczalne, różnice między wynikami obliczeń opartych o model liniowy i nieliniowy są wyraźne i mogą wpływać na jakość symulacji przejściowych stanów elektrotermicznych.

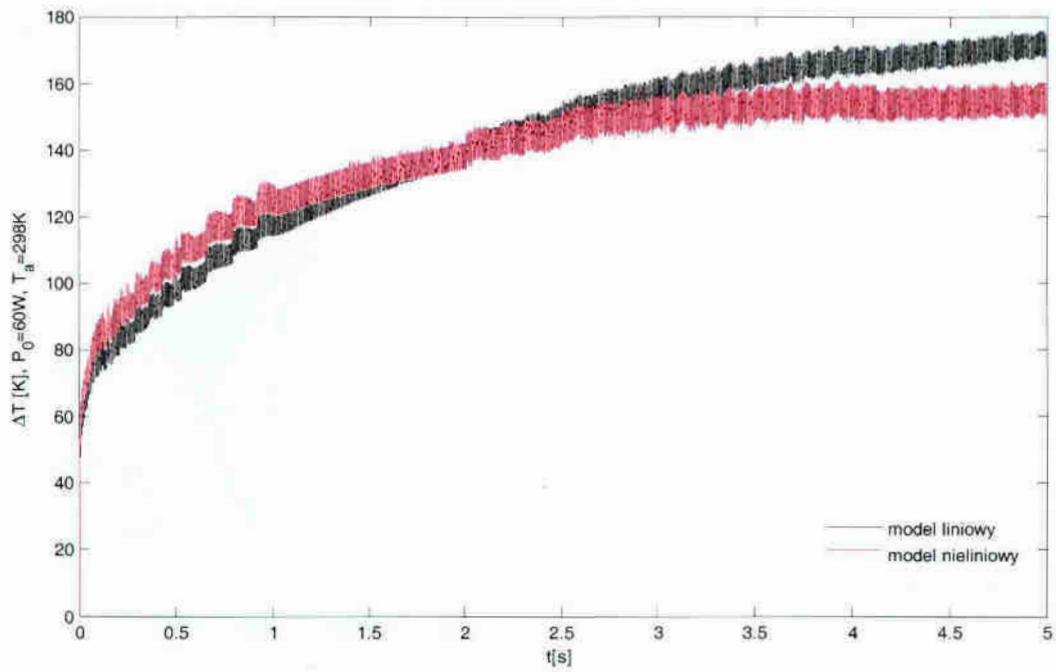
W ocenie wyników symulacji z rys. 7.13 – 7.18 istotny jest fakt, że obliczenia nadwyżek temperatury wnętrza elementu ponad temperaturę otoczenia, przy wymuszeniu mocą o postaci uskoku, reprezentują najprostszy przypadek symulacji przejściowych przebiegów termicznych.

7.3.3. Odpowiedź termiczna diod na pobudzenie mocą o postaci fali prostokątnej

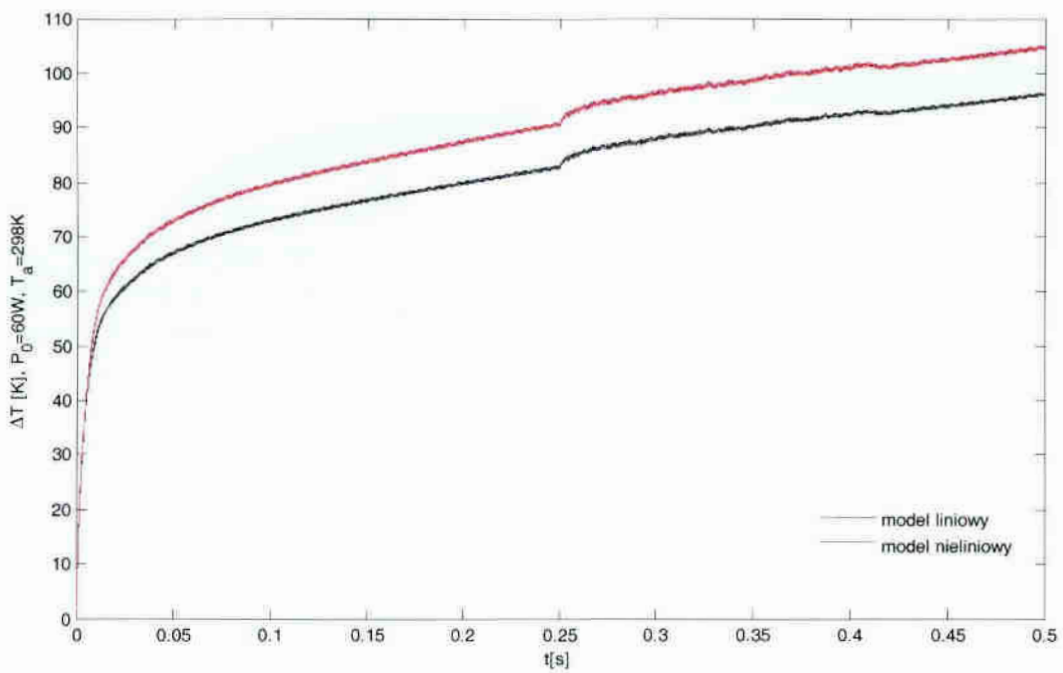
Na rys. 7.19 – 7.24 pokazano wyniki symulacji nadwyżek temperatury w wybranych diodach typu CSD02060 i CSD06060 przy pobudzeniu mocą o postaci fali prostokątnej. Amplitudę przebiegów mocy dobrano tak, aby wartość średnia mocy dla każdej z badanych diod była równa dopuszczalnej wartości mocy średniej, podanej w tabeli 7.2. Rozpatrywano trzy wartości częstotliwości: 50Hz, 1kHz, 10kHz. Dla każdej z diod wybrano takie wartości temperatury otoczenia, dla których różnice w obliczeniach wykonywanych za pomocą modelu liniowego i nieliniowego są znaczące. Przebiegi otrzymane dla każdej z częstotliwości pokazane są na odcinkach czasu, na których widać najwyraźniej różnice pomiędzy obliczeniami wykonanymi w oparciu o model liniowy i nieliniowy. Wyniki podobnych symulacji dla przykładowych diod typu CSD01060 oraz CSD04060 zamieszczono w załączniku Z.III.



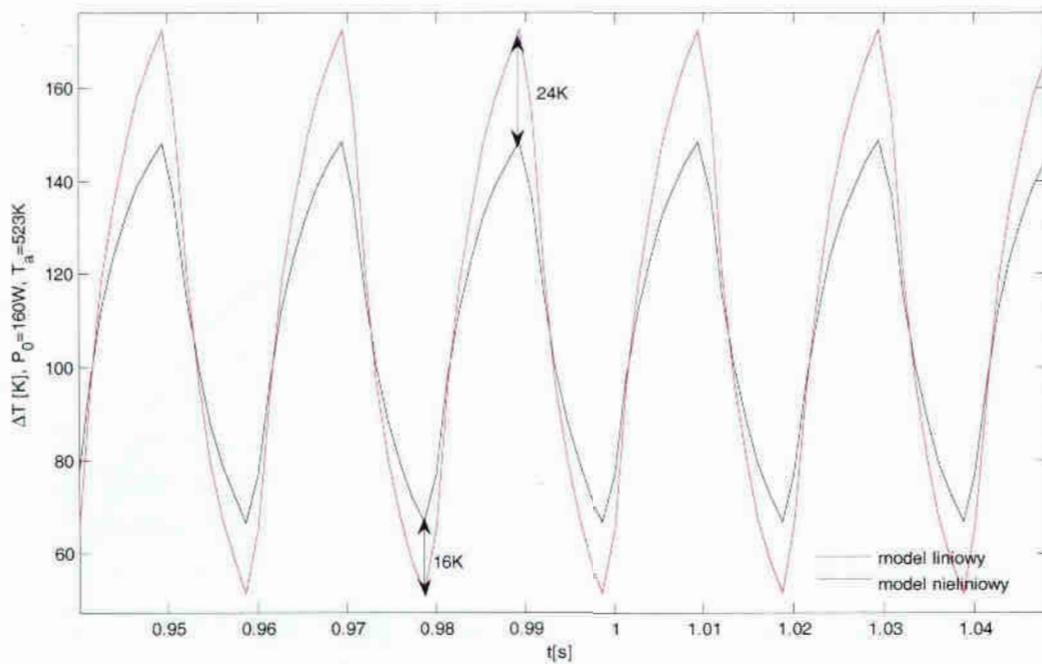
Rys. 7.19. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD02060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=60\text{W}$, $f=50\text{Hz}$, $T_a=298\text{K}$.



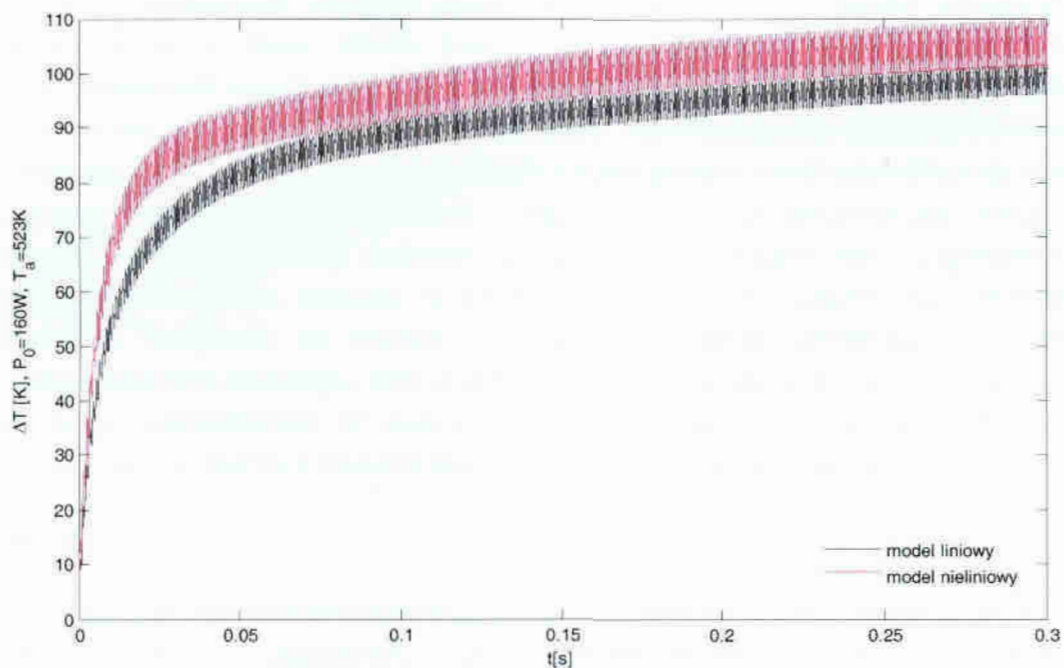
Rys. 7.20. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD02060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=60\text{W}$, $f=1\text{kHz}$, $T_a=298\text{K}$.



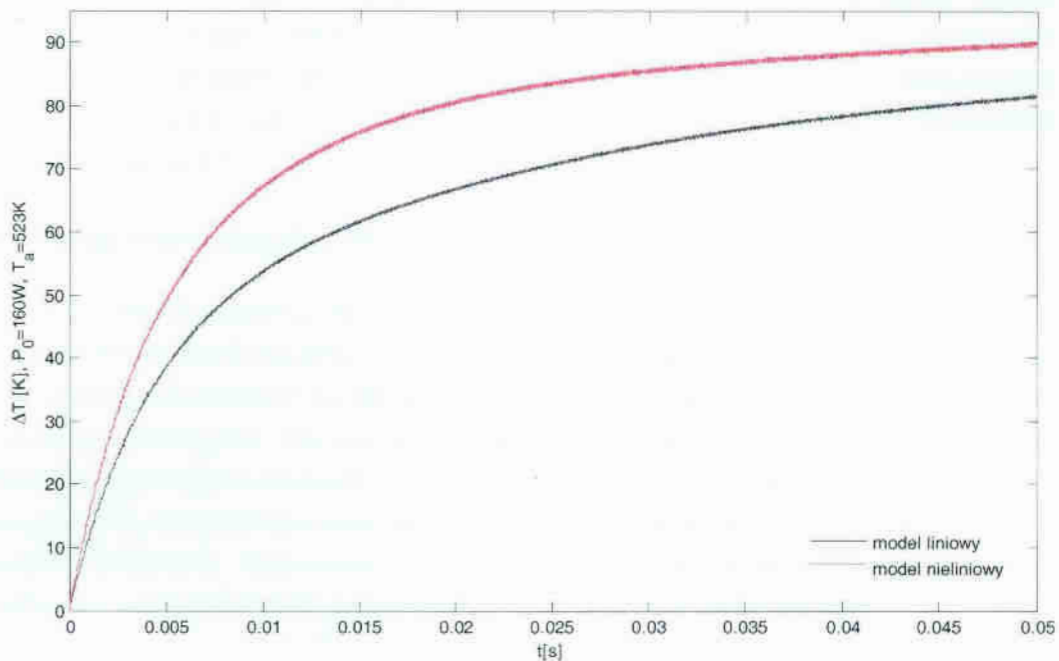
Rys. 7.21. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD02060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=60\text{W}$, $f=10\text{kHz}$, $T_a=298\text{K}$.



Rys. 7.22. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD06060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=160\text{W}$, $f=50\text{Hz}$, $T_a=523\text{K}$.



Rys. 7.23. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD06060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=160\text{W}$, $f=1\text{kHz}$, $T_a=523\text{K}$.



Rys. 7.24. Odpowiedź termiczna wybranej diody typu CSD06060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=160\text{W}$, $f=10\text{kHz}$, $T_a=523\text{K}$.

Z przedstawionych symulacji wynika, że skutki nieliniowości efektów termicznych w elemencie w dużej mierze zależą od częstotliwości przebiegu mocy. Przy częstotliwościach małych (50Hz) znaczące różnice pomiędzy przebiegami (model liniowy i nieliniowy) obserwuje się na odcinkach czasu odpowiadających jednemu okresowi przebiegu mocy. W tym wypadku, w trakcie trwania jednego półokresu oddziałują stałe czasowe rzędu 10ms, zaś amplituda chwilowych zmian temperatury jest znacząca w stosunku do całkowitej nadwyżki temperatury. Im większa jest częstotliwość przebiegu mocy, tym mniejsze są wahania temperatury w stosunku do całkowitej nadwyżki. Obserwuje się również, że przebiegi nadwyżek temperatury obliczone z wykorzystaniem liniowego i nieliniowego modelu termicznego oddalają się od siebie ze wzrostem częstotliwości. W podanych przykładach różnice pomiędzy przebiegami otrzymanymi w oparciu o model liniowy i nieliniowy są wyraźne i znaczące.

7.3.4. Wnioski

Na podstawie wyników symulacji przedstawionych w podrozdziałach 7.3.2, 7.3.3 stwierdza się, że uwzględnienie wpływu chwilowych zmian temperatury wnętrza elementu na jego parametry cieplne zmienia postać otrzymanych wyników. Przy wyborze modelu należy kierować się kryteriami takimi jak dokładność i złożoność symulacji. Oprócz tego należy rozważyć warunki pracy elementu takie, jak częstotliwość (w przypadku sygnałów zmiennych) oraz wartości mocy.

Nie we wszystkich przypadkach konieczne jest stosowanie pełnego modelu nieliniowego. Przykładowo dla sytuacji takich, jak na rys. 7.13 – 7.16 odpowiedni i wystarczający jest liniowy model skupiony. Uwzględnienie wpływu temperatury na parametry cieplne elementów jest konieczne w przypadku, gdy elementy mają pracować w szerokim zakresie temperatur otoczenia. Wykonanie symulacji w oparciu o model

o parametrach właściwych wyłącznie dla temperatury nominalnej (300K) będzie prowadziło do dużych błędów, co można wywnioskować zarówno z przebiegów przejściowej impedancji termicznej dla różnych temperatur otoczenia, pokazanych na rys. 6.10 – 6.13, jak i z przejściowych przebiegów termicznych pokazanych w podrozdziałach 7.3.2, 7.3.3.

7.4. Symulacje charakterystyk DC

Prezentowane poniżej symulacje charakterystyk DC można podzielić na dwie grupy. Pierwszą z nich stanowią pokazane w podrozdziale 7.4.1. charakterystyki izotermiczne, przy wyznaczaniu których uwzględniany jest jedynie wpływ temperatury otoczenia na parametry elektryczne elementów. Drugą grupą są pokazane w podrozdziale 7.4.2. charakterystyki nieizotermiczne, w których uwzględnia się efekt samonagrzewania, to znaczy zmiany parametrów elektrycznych wywołane chwilowymi zmianami temperatury wnętrza elementu. Otrzymane wyniki symulacji porównano z charakterystykami prądowo – napięciowymi dostarczonymi przez producenta badanych diod.

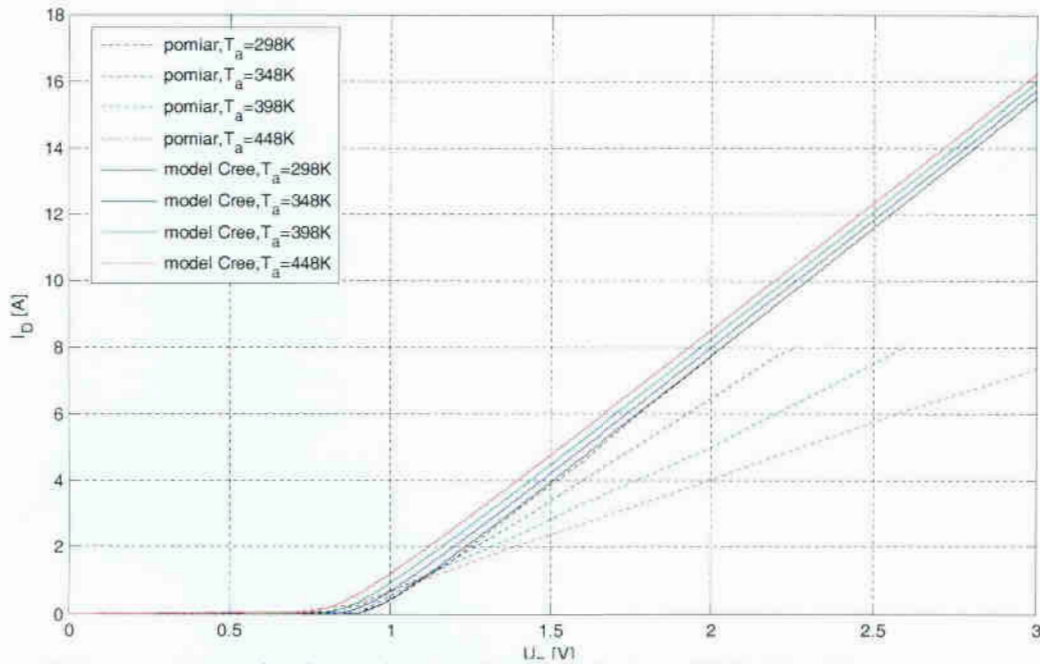
7.4.1. Wpływ temperatury otoczenia na charakterystyki izotermiczne

Do wyznaczenia charakterystyk elementu niezbędny jest jego model, dedykowany konkretnemu środowisku symulacyjnemu. Producenci często udostępniają takie modele na stronach www. Tak jest również w przypadku badanych w pracy diod Schottky'ego z węgla krzemu firmy Cree. Parametry modeli dla PSPICE badanych diod, podawane przez producenta, zamieszczono w tabeli 7.3.

Tabela 7.3. Parametry modeli diod podawane przez Cree.

	$I_{s0}[A]$	$R_{s0}[\Omega]$	$V_{G0}[V]$	N	XTI
CSD01060	22.008·10 ⁻¹⁸	0.34849	1.11	1.0313	3
CSD04060	10·10 ⁻²¹	0.128	1.11	0.8164	3
CSD06060	479.17·10 ⁻⁶	70.317·10 ⁻³	1.11	4.995	3

W procedurze do wyznaczania charakterystyk DC wykorzystano wyrażenia (2.37) – (2.40) oraz (3.2), (3.3). W pierwszej kolejności wykonano obliczenia w oparciu o modele producenta (tabela 7.3), a wyniki porównano z charakterystykami pomiarowymi podawanymi również przez producenta. Przykładowe wyniki dla diody typu CSD04060 zamieszczono na rys. 7.25.



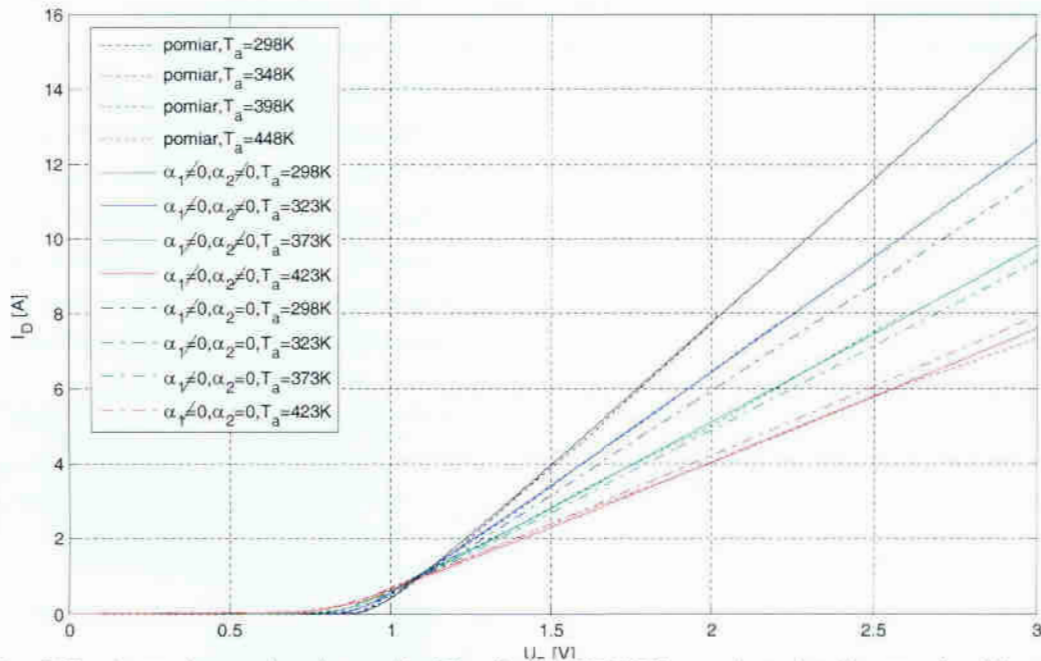
Rys. 7.25. Izotermiczne charakterystyki DC wybranej diody typu CSD04060 – dane katalogowe (linie przerywane) i obliczenia na podstawie modelu producenta (linie ciągłe).

Na otrzymywanych pomiarowo charakterystykach, które odnaleźć można w notach aplikacyjnych [48], [49], [50], [51] widać efekt pochylenia się krzywych, wynikający głównie z faktu iż rezystancja szeregową diod zależy od temperatury. W przypadku danych modeli producent nie podaje wartości współczynników dla PSPICE, umożliwiających wyznaczenie rezystancji szeregową dla określonej temperatury (2.39), z tego powodu obliczone charakterystyki dla kolejnych wartości temperatury otoczenia biegną równoległe i nie są podobne do charakterystyk otrzymanych z pomiaru. W notach aplikacyjnych [48] można znaleźć zależności opisujące rezystancję szeregową diod w funkcji temperatury, nie są to jednak zależności i parametry równoważne wzorom i parametrom z modeli w PSPICE.

Na podstawie charakterystyk pomiarowych dokonano identyfikacji wartości parametrów α dla dwóch przypadków: gdy wykorzystuje się pełne równanie (2.39) oraz gdy pod uwagę brany jest jedynie jego człon liniowy. Wartości wspomnianych parametrów podano w tabeli 7.4. Porównanie wyników symulacji charakterystyk DC z uwzględnionym wpływem temperatury na rezystancję szeregową z pomiarami Cree dla diody typu CSD04060 pokazano na rys. 7.26.

Tabela 7.4. Parametry zależności rezystancji szeregową od temperatury.

	α_1	α_2
CSD01060	$3.719 \cdot 10^{-3}$	$3.53 \cdot 10^{-5}$
	$6.648 \cdot 10^{-3}$	0
CSD04060	$3.583 \cdot 10^{-3}$	$7.079 \cdot 10^{-3}$
	$2.753 \cdot 10^{-5}$	0
CSD06060	$9.514 \cdot 10^{-4}$	$2.577 \cdot 10^{-5}$
	$4.224 \cdot 10^{-3}$	0



Rys. 7.26. Izotermiczne charakterystyki DC diody CSD04060 – dane katalogowe i obliczenia z uwzględnieniem wpływu temperatury otoczenia na rezystancję szeregową.

Na rys. 7.25, w przypadku krzywych pomiarowych (linie przerywane), widać wyraźnie wpływ temperatury otoczenia na kształt charakterystyk statycznych. Jeżeli w modelu uwzględni się wpływ temperatury otoczenia na wartość rezystancji szeregową (2.39), otrzymuje się charakterystyki dobrze dopasowane do charakterystyk pomiarowych (rys. 7.26). Efekty związane ze zmianami parametrów elektrycznych w funkcji temperatury są jeszcze bardziej widoczne w przypadku, gdy uwzględnia się również zmiany temperatury wnętrza, czyli efekt samonagrzewania.

7.4.2. Charakterystyki DC z efektem samonagrzewania

Charakterystyki DC, na których można zaobserwować samonagrzewanie, wyznacza się w oparciu o zależności (2.2), (2.37) – (2.40) oraz (3.3), z których powstaje układ równań rozwiązywany dla każdego kolejnego punktu na charakterystyce. Na rys. 7.27 pokazano porównanie charakterystyk izotermicznych wybranej diody CSD04060 (krzywe czarne) z charakterystykami nieizotermicznymi tej diody, wyznaczonymi na trzy sposoby.

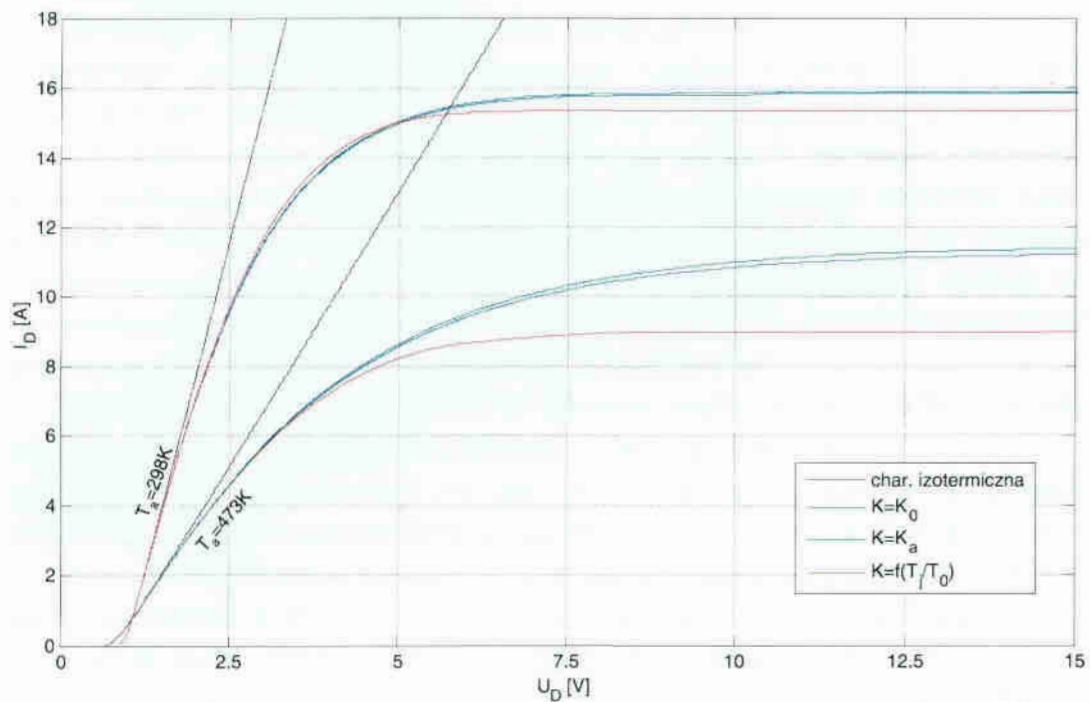
W pierwszym przypadku (na rysunkach krzywe w kolorze niebieskim) uwzględniono wpływ zmian temperatury wnętrza elementu na parametry elektryczne (2.37) – (2.40), ale operowano wartościami parametrów K wyłącznie dla temperatury nominalnej (300K). Mowa tutaj tylko o parametrach K (rezystancji termicznej), gdyż mamy do czynienia z charakterystykami DC. Zakłada się, że punkty na charakterystyce dotyczą termicznego stanu ustalonego.

W przypadku drugim (krzywe zaznaczone kolorem zielonym) wykorzystano zależności (6.1) do wyznaczenia rezystancji termicznych K oraz (2.37) – (2.40) do wyznaczenia parametrów elektrycznych dla poszczególnych wartości temperatury otoczenia. W obu pierwszych przypadkach, z punktu widzenia procedury obliczeniowej, wykorzystano liniowe modele termiczne.

W trzecim wariantcie obliczeń (charakterystyki czerwone) wykorzystano zależność (6.14), która w połączeniu z (2.37) – (2.40) umożliwia uwzględnienie zarówno wpływu temperatury na parametry elektryczne, jak i wpływu mocy wydzielanej w elemencie na parametry cieplne. Przy wyznaczaniu charakterystyk DC, 1 (6.14) pomija się człon związany z inercją. W tym przypadku mamy do czynienia z opisem w pełni nieliniowym. Podczas obliczeń przekroczone dopuszczalne wartości średnie prądów, ale nie przekroczone ich dopuszczalnych wartości chwilowych. Wymienione parametry zamieszczono w tabeli 7.5. Oznaczenia według producenta: $I_{F(AVG)}$ – Average Forward Current, $I_{F(PEAK)}$ – Peak Forward Current, I_{FRM} – Repetitive Peak Forward Current, I_{FSM} – Non-Repetitive Peak Forward Current.

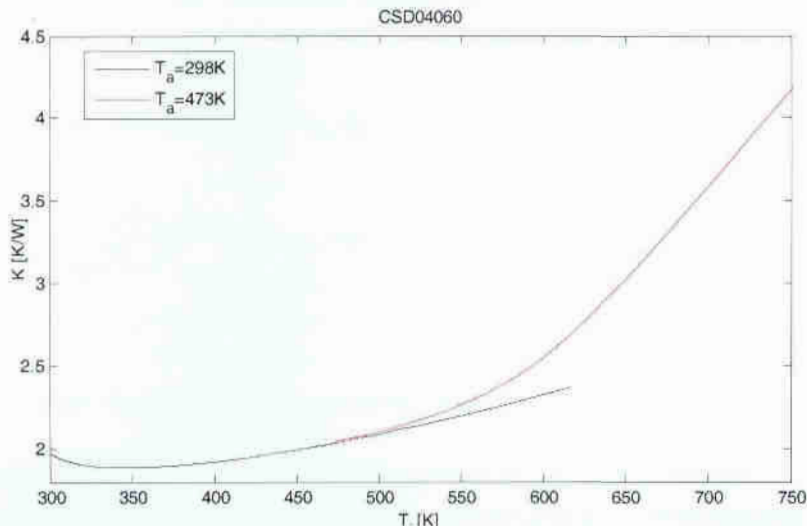
Tabela 7.5. Katalogowe wartości prądów dopuszczalnych wybranych diod Schottky’ego SiC.

$I_{F(AVG)}$ [A]	I_{FRM} [A]	I_{FSM} [A]	Typ diody
1.4A, $T_c=150^\circ\text{C}$, 2.2A, $T_c=125^\circ\text{C}$	7	32	CSD01060
4A, $T_c=150^\circ\text{C}$, 7A, $T_c=125^\circ\text{C}$	17.5	38	CSD04060
6A, $T_c=150^\circ\text{C}$, 10A, $T_c=125^\circ\text{C}$	32	200	CSD06060



Rys. 7.27. Charakterystyki izotermiczne i nieizotermiczne wybranej diody typu CSD04060.

Najsilniejszy efekt pochylenia się charakterystyk z samonagrzewaniem widać w przypadku uwzględnienia wpływu chwilowych wartości temperatury wnętrza elementu na wartości rezystancji termicznych K . Efekty widoczne na rys. 7.27 można wytłumaczyć na przykładzie przebiegów całkowitej rezystancji termicznej K w funkcji temperatury wnętrza, pokazanych na rys. 7.28. Przebiegi $K(T)$ wyznaczono dla takich samych wartości temperatury otoczenia, jak w przypadku charakterystyk z rys. 7.27. Widać, że zmiany rezystancji termicznej dla obu rozpatrywanych temperatur otoczenia mają trend wzrostu (rys. 7.28), dlatego obserwuje się zmniejszenie wartości prądu obliczonego przy wykorzystaniu nieliniowego modelu termicznego w stosunku do prądu wyznaczonego przy wykorzystaniu modeli liniowych.



Rys. 7.28. Wypadkowa rezystancja termiczna wybranej diody typu CSD04060 w funkcji temperatury wnętrza elementu.

Wnioskuje się, że pominięcie efektu samonagrzewania w symulacjach może spowodować znaczące błędy w szacowaniu prądów i napięć w obwodach elektronicznych. Wartości temperatury wnętrza, do jakiej nagrzewa się element (rys. 7.28) są duże i silnie wpływają na parametry elektryczne. W przypadku pominięcia efektu samonagrzewania nie jest możliwe określenie bezpiecznych warunków pracy elementu. Charakterystyki nieizotermiczne z rys. 7.27 wskazują na istnienie niebezpiecznego zjawiska, polegającego na niekontrolowanym wzroście napięcia na przewodzącym elemencie w przypadku wymuszenia prądowego. Pominięcie tego efektu w procesie projektowania może prowadzić do zniszczenia diody.

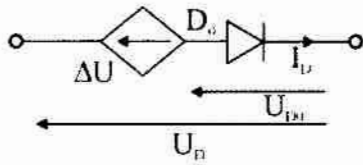
Wnioskuje się również, że wpływ temperatury wnętrza na rezystancję termiczną elementu nasila efekt samonagrzewania, choć przy obecnych dopuszczalnych parametrach pracy elementów, nie jest to zjawisko dominujące w przebiegach charakterystyk DC. Prawdopodobnie producenci podają dość niskie wartości prądów i mocy dopuszczalnych (tabela 7.5) właśnie z powodu występowania efektu samonagrzewania. Z drugiej strony, w notach aplikacyjnych nie ma charakterystyk nieizotermicznych. Większa ilość przykładów charakterystyk izotermicznych i nieizotermicznych diod Schottky'ego z węgla krzemu znajduje się w załączniku Z.IV pracy.

7.4.3. Model dla PSPICE uwzględniający samonagrzewanie

W symulatorach obwodowych typu PSPICE nie jest możliwe przeprowadzenie symulacji charakterystyk nieizotermicznych w sposób bezpośredni. W literaturze spotyka się podejścia, w których w pojedynczej analizie DC, nadwyżka temperatury wnętrza ponad temperaturę otoczenia, najpierw wyznaczana jest z zależności wykorzystującej wartość rezystancji termicznej (3.3), następnie wprowadzana jako parametr w kolejnej analizie DC [75]. Nakład obliczeniowy związany z takim sposobem wyznaczania charakterystyk jest duży, a wielokrotne podawanie parametru wejściowego – niewygodne. Opracowano model [A11], [A12], [A13], umożliwiający obliczanie charakterystyk nieizotermicznych bez konieczności wielokrotnego uruchamiania analizy

DC. Ograniczając rozważania do charakterystyk w kierunku przewodzenia, we wzorze (2.37) można pominąć jedynkę, a wtedy napięcie diody wyraża się wzorem:

$$U_D = N \cdot V_T \cdot \ln \left(\frac{I_D}{I_S} \right) + I_D \cdot R_S \quad (7.10)$$



Rys. 7.29. Proponowany model diody dla PSPICE.

Napięcie (7.11) można przedstawić jako sumę dwóch składników, co zilustrowano na rys. 7.29, gdzie: U_{D0} – napięcie diody, odpowiadające temperaturze nominalnej T_0 , U_D – napięcie diody odpowiadające temperaturze wnętrza $T \neq T_0$. Źródło napięciowe ΔU odpowiada różnicy napięć $U_D - U_{D0}$ i opisane jest zależnością:

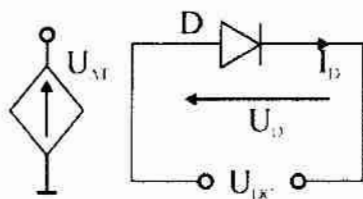
$$\Delta U = \frac{\Delta T}{T_0} \cdot [U_{D0} - V_{G0} + R'_S \cdot I_D] - \Delta T \cdot \sigma \cdot \left(\frac{T_0}{\Delta T} + 1 \right) \cdot \ln \left(1 + \frac{\Delta T}{T_0} \right) \quad (7.11)$$

gdzie:

$$\sigma = \frac{\chi T_1 \cdot k}{q} \quad (7.12)$$

$$R'_S = R_{S0} \cdot (\alpha_1 \cdot T_0 - 1) \quad (7.13)$$

Dla potrzeb programu PSPICE, przedstawiony model definiowany jest za pomocą polecenia .SUBCKT [99] i zapisywany w bibliotece. Symbol diody, dla której uwzględniono efekt samonagrzewania jest taki sam, jak symbole innych diod. Do symulacji charakterystyk DC w PSPICE wykorzystuje się obwód pokazany na rys. 7.30.



Rys. 7.30. Układ do symulacji charakterystyk DC.

Przy założeniu niezmienności temperatury wnętrza elementu w obrębie jednej charakterystyki DC, wydajność źródła $U_{\Delta T}$ jest stała i wynosi:

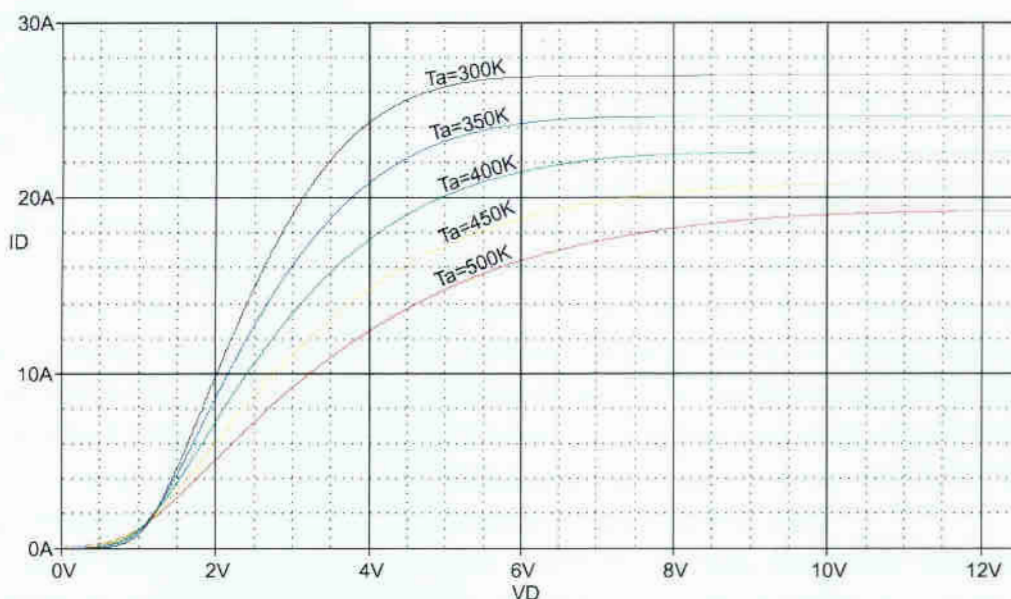
$$U_{\Delta T} = a_T \cdot (T_a - T_0) \quad (7.14)$$

gdzie: a_T – przelicznik o wymiarze V/K.

W przypadku uwzględniania samonagrzewania, $U_{\Delta T}$ jest źródłem sterowanym i jego wydajność zależy od mocy wydzielanej w elemencie:

$$U_{\Delta T} = a_T \cdot R_{th} \cdot U_D \cdot I_D \quad (7.15)$$

Źródło U_{DC} odpowiada napięciu diody i w każdym punkcie danej charakterystyki przyjmuje inną wartość (analiza *.DC sweep* w PSPICE). Oprócz analizy *.DC sweep* wykorzystano analizę *.PARAM*, w której jako parametr wybrano temperaturę otoczenia T_a . Na rys. 7.31 pokazano rodzinę charakterystyk nieizotermicznych przykładowej diody typu CSD06060, obliczonych w PSPICE. Charakterystyki innych diod zamieszczono w załączniku Z.V.

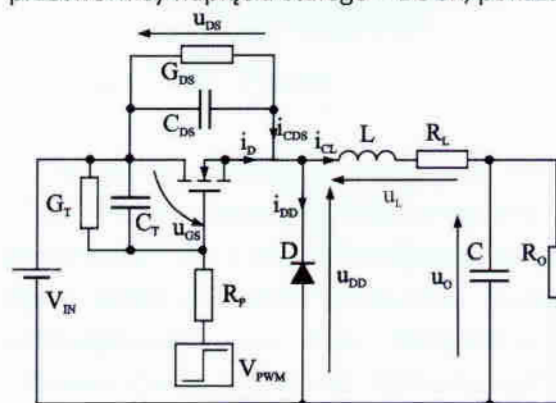


Rys. 7.31. Rodzina charakterystyk nieizotermicznych przykładowej diody typu CSD06060.

7.5. Symulacje przejściowych stanów elektrotermicznych

7.5.1. Symulacje z wykorzystaniem algorytmów splotowych

Wykonano symulację przejściowych przebiegów elektrotermicznych w popularnej przetwornicy napięcia stałego – BUCK, pokazanej na rys. 7.32.



Rys. 7.32. Schemat przetwornicy BUCK.

W modelu tranzystora uwzględniono pasożytnicze pojemności: C_{GS} , C_{DS} , natomiast pominięto efekt samonagrzewania. Było to możliwe, gdyż moc wydzielana w tranzystorze w stanie włączenia wynosiła około 15W, zaś w przewodzącej diodzie – około 95W. Warunki takie były spełnione dzięki małej rezystancji $R_{DS(ON)}=7.5m\Omega$. Rezystancję taką przykładowo mają tranzystory serii IRF1010 [102], pracujące z napięciami u_{GS} z zakresu 4.5V – 15V.

Dla diody rozpatrywano trzy przypadki: w pierwszym pominięto efekt samonagrzewania, w drugim uwzględniono ten efekt i zastosowano liniowy model termiczny taki jak na rys. 3.1, w przypadku trzecim również uwzględniono samonagrzewanie, a model termiczny diody był nieliniowy taki, jak na rys. 6.20.

Ponieważ w omawianym przypadku obserwuje się procesy elektrotermiczne zachodzące w diodzie, parametry tranzystora dobrano tak, aby łatwo zapewnić wymagane warunki symulacji. Wybrano diodę typu CSD01060 [48], dla której parametry modelu termicznego podano w tabeli 6.5, zaś parametry elektryczne - w tabelach 7.3, 7.4.

Do dyskretyzacji bloków inercyjnych zastosowano algorytmy splotowe SARA rzędu 2. W analizowanym układzie rozróżnia się bloki inercyjne, będące modelami cewki L i kondensatora C oraz bloki inercyjne związane z: pojemnościami pasożytniczymi tranzystora oraz z modelami termicznymi diody (rys. 3.1, 6.20). Jako technikę obliczeniową wykorzystano metodę jednopoziomową opartą o (5.24), opisaną w podrozdziale 5.3.2. We wszystkich symulacjach wartość kroku dyskretyzacji była stała i wynosiła $0.125\mu s$ (80 próbek na okres kluczowania). Przyjęto tak małą wartość kroku dyskretyzacji, gdyż w momentach przełączania tranzystora i diody konieczne jest wykonywanie obliczeń w niewielkich odstępach na osi czasu [94], [A14].

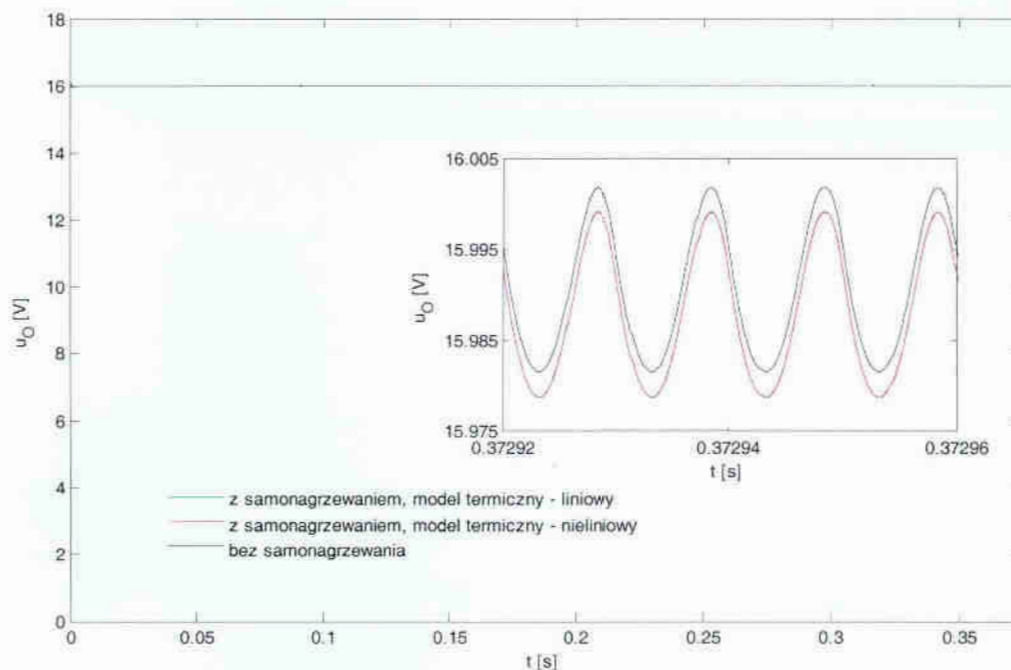
Dane elementów obwodu: $R_p=0.5\Omega$; $C_T=250nF$; $G_T=1pS$; $L=0.04mH$; $R_L=0.02\Omega$; $C=85\mu F$; $C_{DS}=420\mu F$; $G_{DS}=3pS$; $U_p=0.8V$; $B=12A/V^2$; $V_{IN}=34V$; $T_a=300K$, $f_{PWM}=100kHz$, $V_{PWM}=12V$. współczynnik wypełnienia $D_A=0.5$. Dla podanych parametrów rezystancja obciążenia, powyżej której przetwornica pracuje z nieciągniętym prądem cewki [103] wynosi:

$$R_{OG}=2 \cdot \frac{L \cdot f}{D_A} = 16\Omega \quad (7.16)$$

Zakres zmian prądu cewki wyznacza się z zależności [103]:

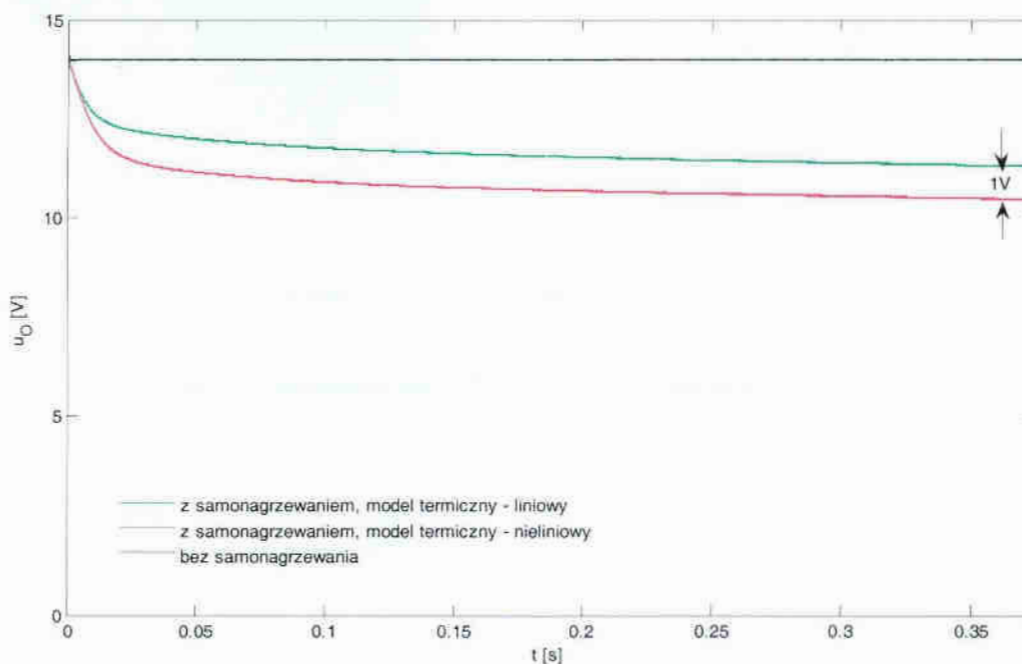
$$2 \cdot \Delta i_L = \frac{V_{IN} - u_D}{L} \cdot \frac{D_A}{f} \cong 2A \quad (7.17)$$

W pierwszej kolejności wykonano symulacje dla rezystancji obciążenia $R_O=5\Omega$. W tym wypadku średnie wartości prądu diody (za okres) po włączeniu przetwornicy nie przekraczają 1.8A, a w stanie ustalonym nie przekraczają 0.6A. Dopuszczalny średni prąd diody podawany przez producenta wynosi 2.2A. Dla rezystancji $R_O=5\Omega$ efekt samonagrzewania jest słaby. Temperatura wnętrza diody wyznaczana w oparciu o liniowy i nieliniowy model termiczny wzrasta o 5K. Nie występują znaczące różnice pomiędzy przebiegami obliczonymi wymienionymi powyżej sposobami, czego przykład pokazano na rys. 7.33.

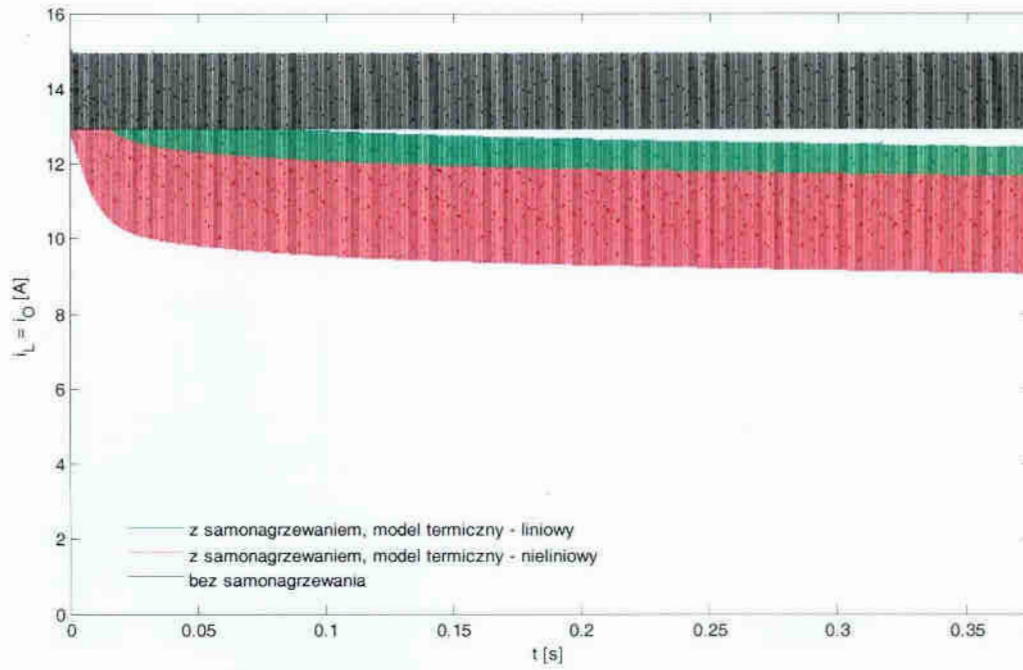


Rys. 7.33. Napięcie na obciążeniu przetwornicy dla $R_O=5\Omega$.

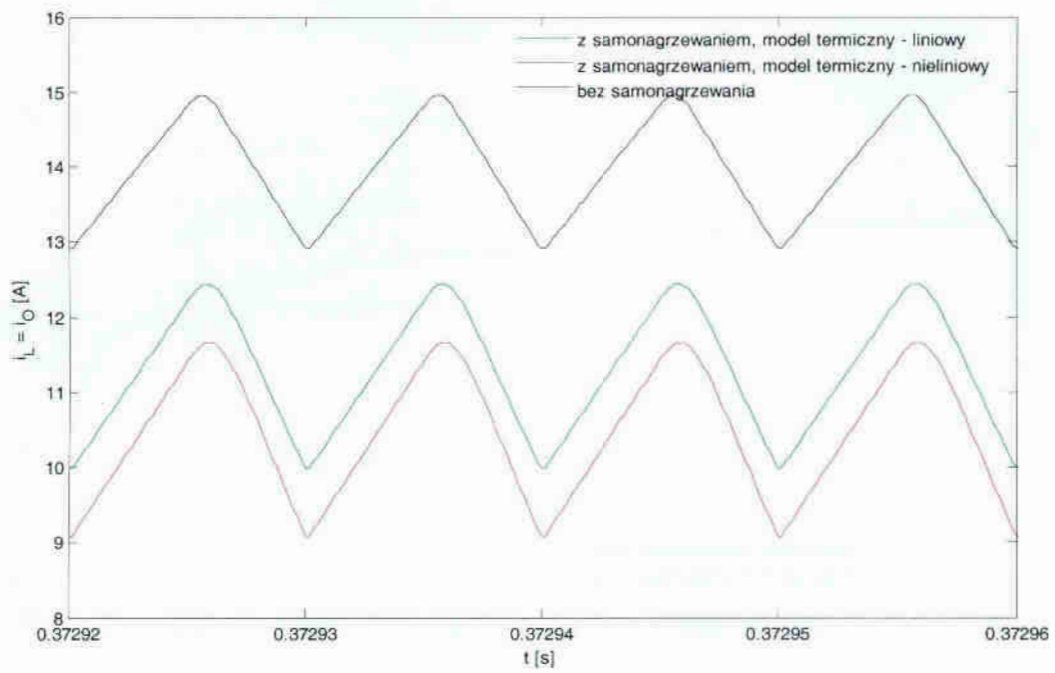
Znaczący efekt samonagrzewania obserwuje się dopiero przy obciążeniu przetwornicy rezystancją $R_O=1\Omega$. W tym wypadku wartości średnie (za okres) prądów diody w elektrycznym stanie ustalonym wynoszą odpowiednio: 5A w symulacji bez uwzględniania samonagrzewania, 4A – w symulacji z uwzględnionym samonagrzewaniem, opartej o liniowy model termiczny, 3A – w symulacji opartej o nieliniowy model termiczny. Na rys. 7.34 – 7.38 pokazano czasowe przebiegi wybranych prądów, napięć i temperatury wnętrza diody.



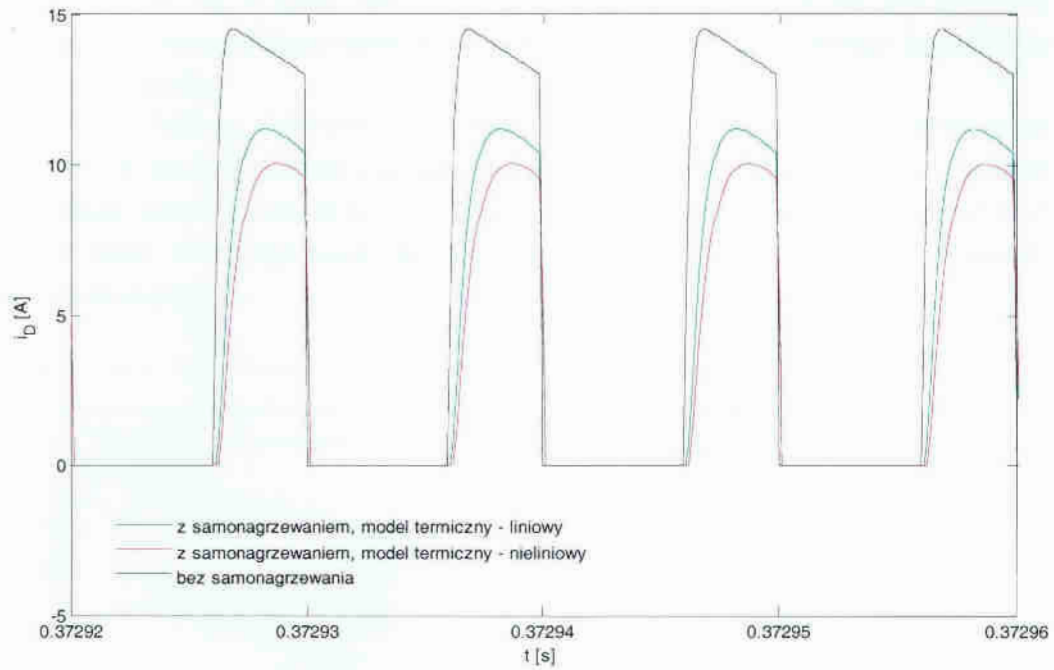
Rys. 7.34. Napięcie na obciążeniu przetwornicy.



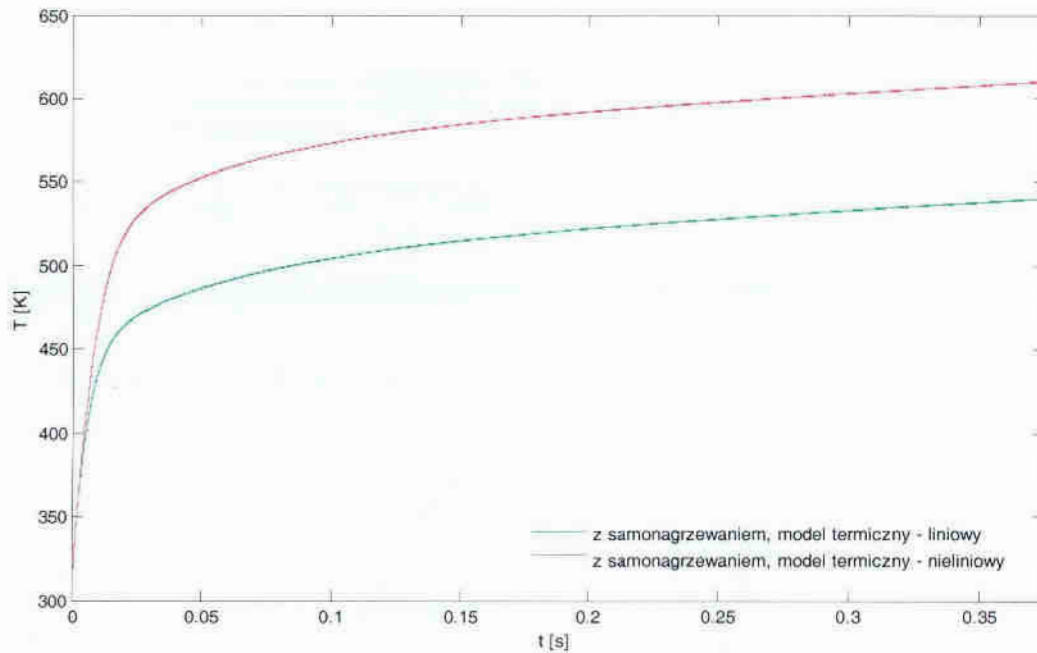
Rys. 7.35. Prąd cewki w przetwornicy z diodą CSD01060.



Rys. 7.36. Prąd cewki w przetwornicy z diodą CSD01060, na wybranym odcinku czasu.



Rys. 37. Prąd diody CSD01060 w przetwornicy BUCK.

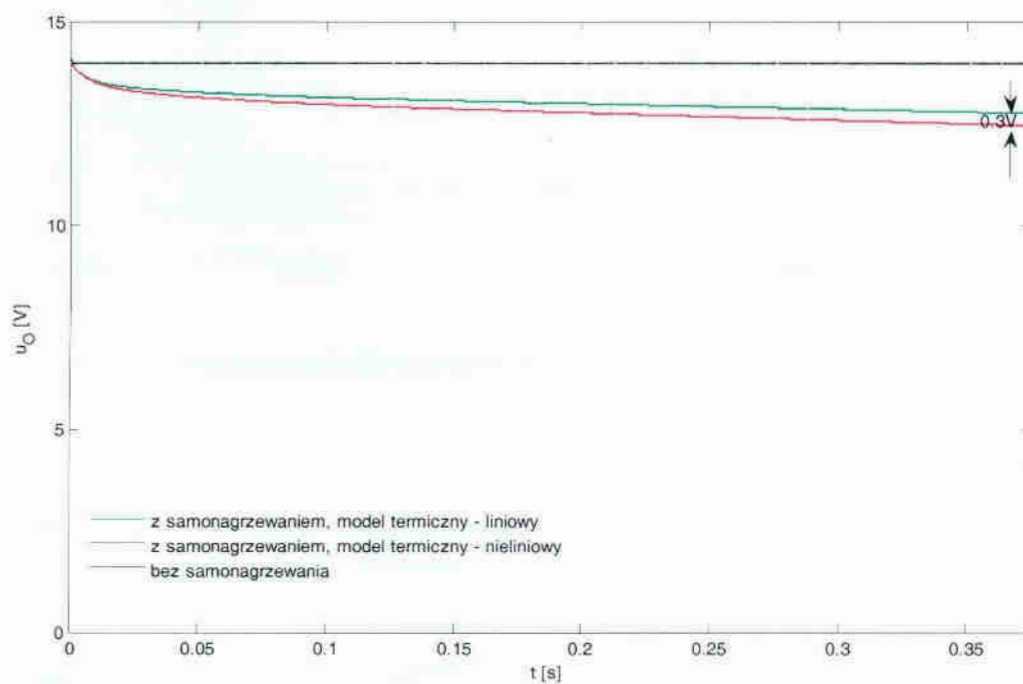


Rys. 7.38. Temperatura wnętrza diody CSD01060 w przetwornicy BUCK.

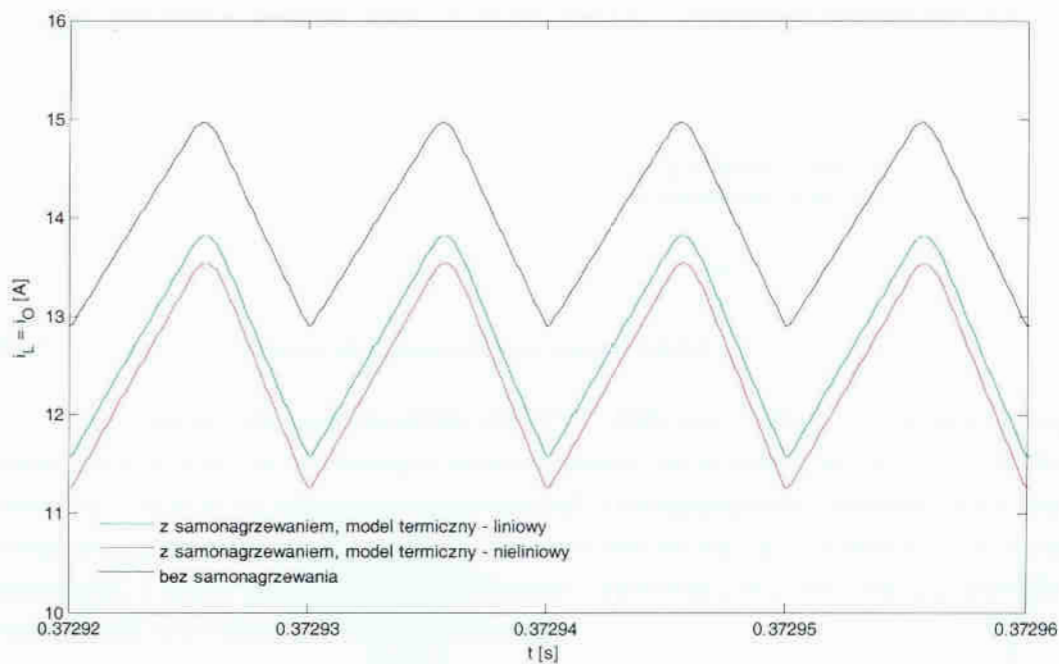
Na rys. 7.34, 7.38 widać wyraźnie wpływ samonagrzewania na przebiegi prądów i napięć w obwodzie. Obliczone napięcie na obciążeniu (rys. 7.34) jest znacznie mniejsze, gdy uwzględnia się samonagrzewanie, niż wtedy, gdy zakłada się stałość temperatury wnętrza elementu. Temperatura wnętrza elementu wyznaczona w oparciu o model nieliniowy jest o 120K wyższa niż temperatura wnętrza wyznaczona w oparciu o model liniowy, przy czym, w pokazanym przypadku termiczny stan ustalony nie jest jeszcze osiągnięty. Zmiany temperatury silnie wpływają na przebieg prądu cewki (rys. 7.35, 7.38), dla którego zmienia się zarówno wartość średnia (spada o prawie 3A), jak i zakres

wahań (zmienia się o 0.5A). Mimo, że dopuszczalny prąd diody nie jest znacząco przekraczany, wzrost temperatury wnętrza tej diody powoduje znaczące pogorszenie parametrów układu.

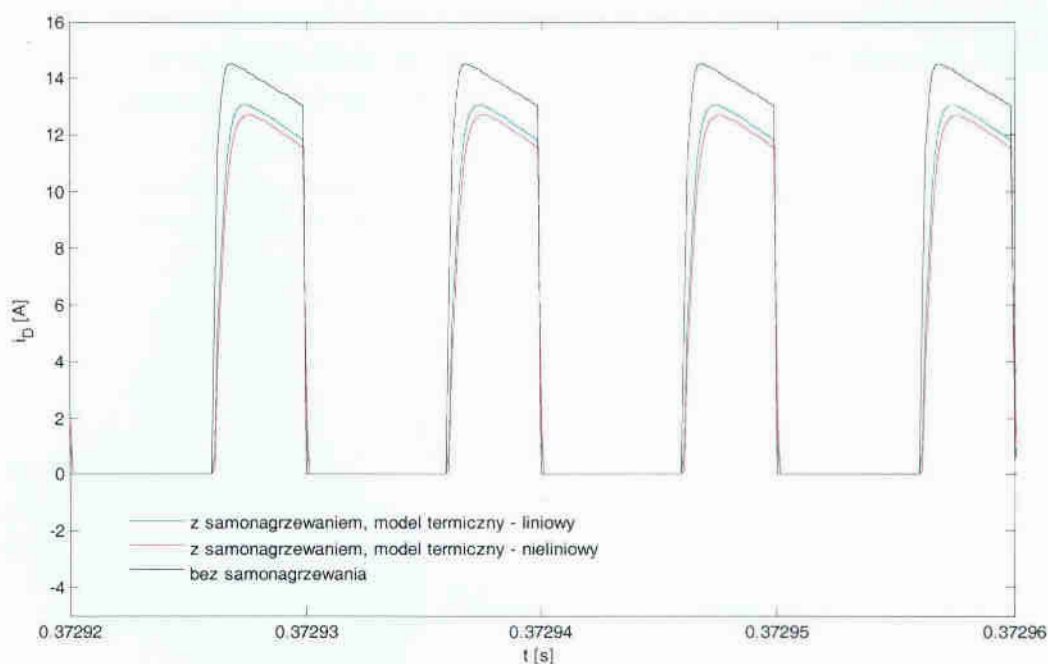
Na rys. 7.39 – pokazano przebiegi otrzymane po zastosowaniu diody typu CSD02060, o średnim prądzie dopuszczalnym 3.5A [49], dla której parametry modelu termicznego podano w tabeli 6.6. Średni prąd diody w elektrycznym stanie ustalonym wynosił około 5A w symulacji bez samonagrzewania i około 4.5A w symulacjach z samonagrzewaniem.



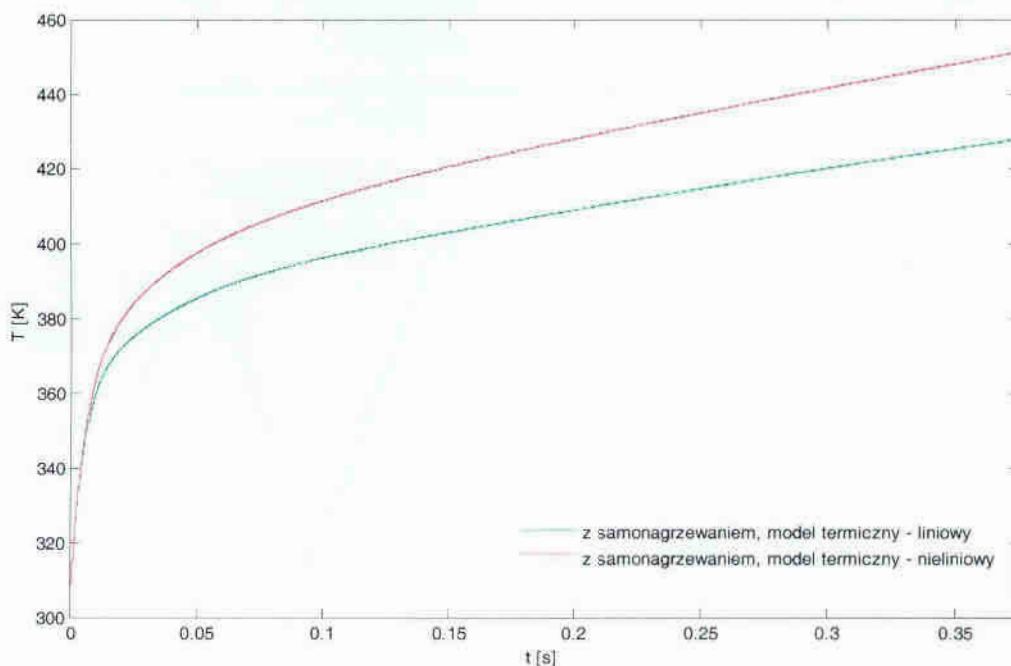
Rys. 7.39. Napięcie na obciążeniu przetwornicy z diodą typu CSD02060.



Rys. 7.40. Prąd cewki w przetwornicy z diodą typu CSD02060.



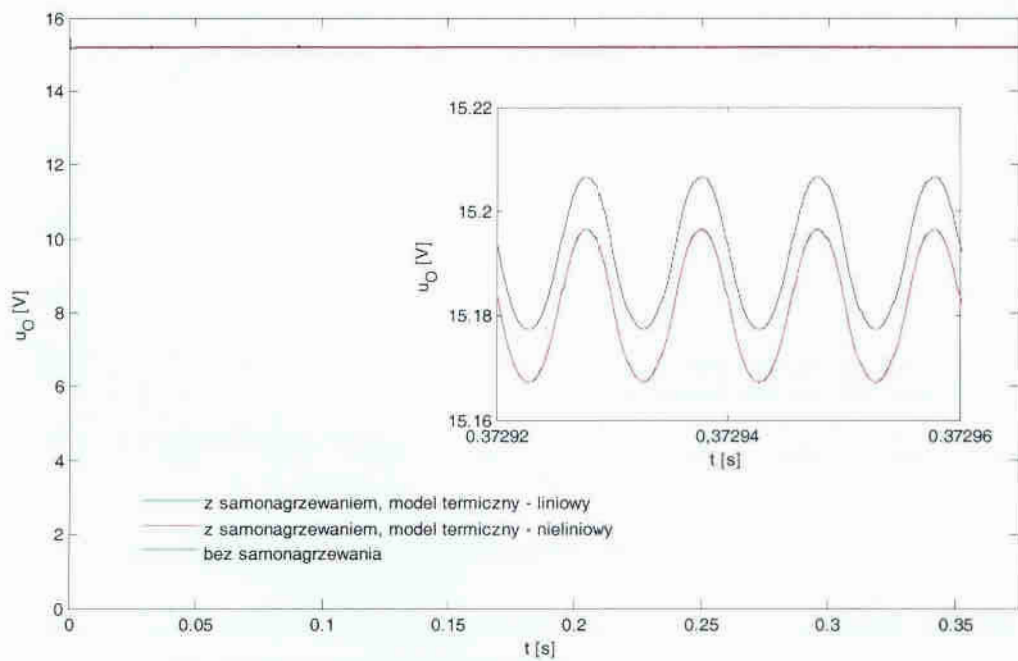
Rys. 7.41. Prąd diody CSD02060 w przetwornicy BUCK.



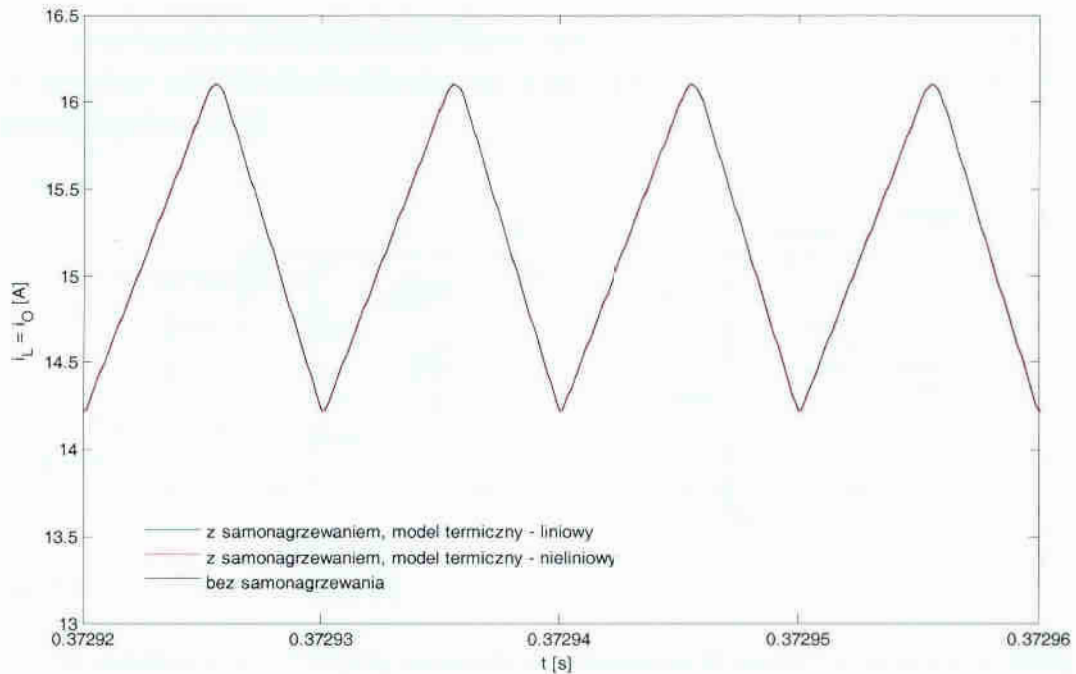
Rys. 7.42. Temperatura wnętrza diody CSD02060 w przetwornicy BUCK.

W przypadku zastosowania diody typu CSD02060 (rys. 7.39 – 7.42) obserwuje się słabszy wpływ efektów termicznych na pracę układu niż w przypadku diody CSD01060. Mimo to, napięcie na obciążeniu w symulacjach z uwzględnionym samonagrzewaniem wciąż znacząco różni się od napięcia, jakie otrzymuje się, gdy efekty termiczne są pominięte, a średni prąd cewki w symulacjach z samonagrzewaniem jest o około 1.5A mniejszy niż w symulacji bez samonagrzewania.

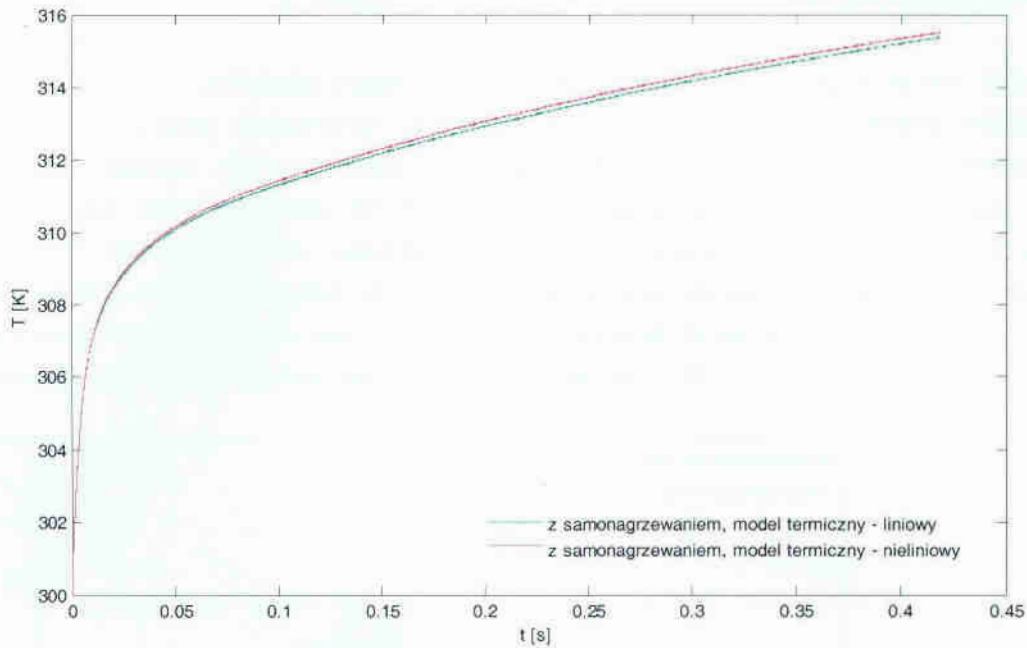
Jako trzecią zastosowano diodę CSD06060 [51], dla której średni prąd dopuszczalny wynosi 10A. Średni prąd diody we wszystkich symulacjach wynosił około 6A. Wyniki symulacji pokazano na rys. 7.43 – 7.45.



Rys. 7.43. Napięcie na obciążeniu przetwornicy z diodą CSD06060.



Rys. 7.44. Prąd cewki w przetwornicy z diodą CSD06050.

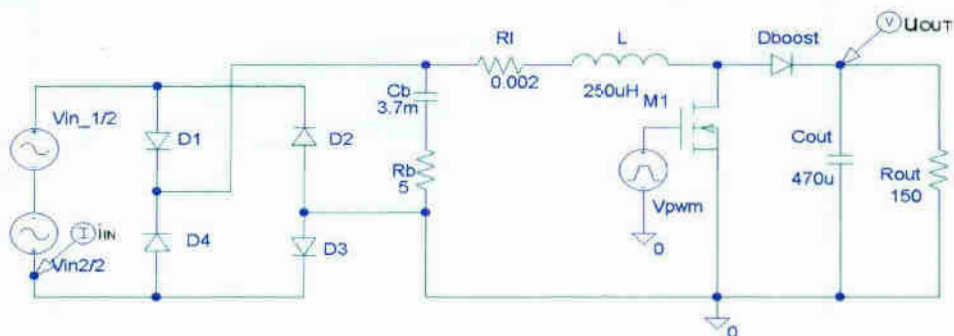


Rys. 7.45. Temperatura wnętrza diody CSD06060 w przetwornicy BUCK.

W przypadku diody CSD06060, samonagrzewanie nie ma znaczącego wpływu na pracę układu, mimo małej rezystancji obciążenia.

7.5.2. Symulacje z wykorzystaniem PSPICE

Proponowany model elektrotermiczny, opisany w podrozdziale 7.4.3 zastosowano w symulacji elektrotermicznych stanów przejściowych w przetwornicy typu BOOST, pokazanej na rys. 7.46.

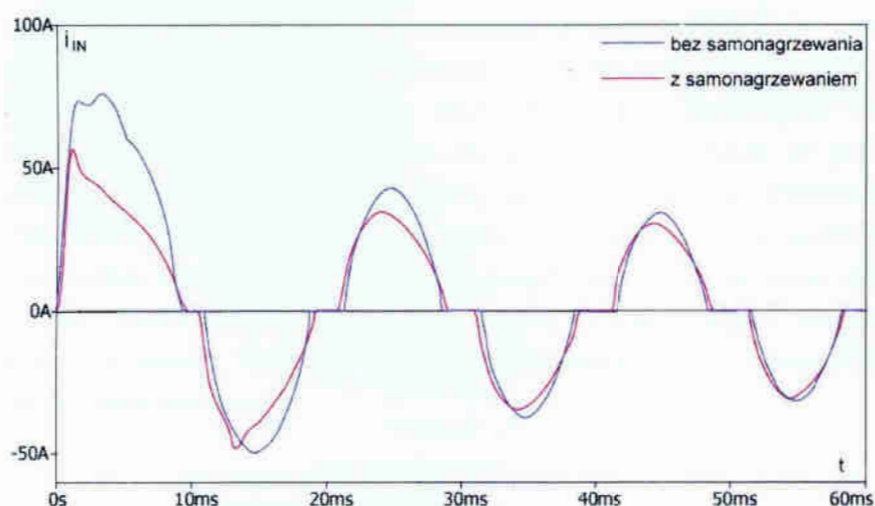


Rys. 7.46. Przetwornica BOOST.

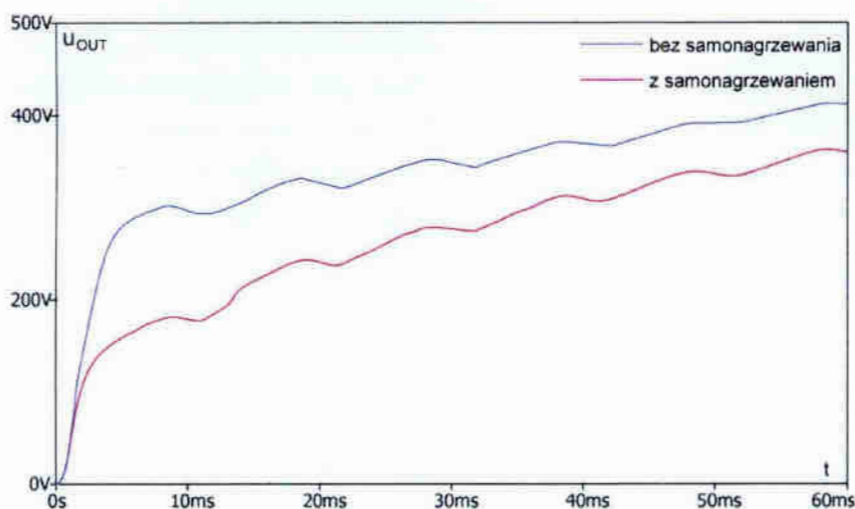
W układzie z rys. 7.46 jako elementy prostownicze w mostku zastosowano diody Cree typu CSD10060 [101], zaś jako diodę w przetwornicy (D_{BOOST}) – CSD04060 [50]. W obu wypadkach nadwyżki temperatury wnętrz elementów ponad temperaturę otoczenia wyznaczano przez zastosowanie modelu z rys. 3.1, zaś parametry modelu wyznaczono w oparciu o podawane przez producentów [50], [101] krzywe przejściowej impedancji termicznej dla temperatury otoczenia 300K. W oparciu o liniowy model termiczny wyznaczono przejściowe przebiegi elektrotermiczne z uwzględnieniem efektu

samonagrzewania i porównano je z wynikami symulacji otrzymanymi bez uwzględnienia tego efektu.

Na rys. 7.47 pokazano przebiegi prądu wejściowego w układzie, a na rys. 7.48 – przebiegi napięcia wyjściowego przetwornicy. W przypadku zastosowania modelu uwzględniającego samonagrzewanie, uwzględnia się wzrost temperatury wnętrza elementów, który powoduje znaczne zmniejszenie amplitudy prądu diody, co widać na rys. 7.47. W tym wypadku wyjściowa pojemność w mostku C_b nie może naładować się tak prędko, jak w przypadku, gdy prąd ma większą amplitudę (czyli w symulacji bez samonagrzewania). Czyli, gdy uwzględni się samonagrzewanie, rozpatrywany układ wolniej dochodzi do stanu ustalonego, co widać na rys. 7.48.



Rys. 7.47. Prąd wejściowy w obwodzie.



Rys. 7.48. Napięcie na obciążeniu przetwornicy.

W diodach przewodzących przez pierwszy półokres po włączeniu obwodu nadwyżka temperatury wnętrza ponad temperaturę otoczenia wynosi około 150K. W stanie przejściowym diody te pracują na granicy parametrów dopuszczalnych. Producent podaje, że maksymalna, powtarzalna z częstotliwością 100Hz, wartość prądu przewodzenia wynosi 43A, zaś dopuszczalna moc 136W. Dokładnie tyle wynosi moc w diodzie tuż po włączeniu obwodu, zaś maksymalna chwilowa wartość prądu wynosi

60A. W diodzie D_{BOOST} , nadwyżki temperatury wnętrza są znacznie niższe – około 20K. W tym wypadku efekt samonagrzewania jest słaby, ponieważ dioda ta nie osiąga maksymalnych dopuszczalnych wartości prądu.

7.5.3. Wnioski

Przedstawione wyniki symulacji przejściowych przebiegów elektrotermicznych podkreślają zasadność uwzględniania efektu samonagrzewania w elementach półprzewodnikowych. Widać również, że w przypadkach występowania dużych nadwyżek temperatury wnętrza elementu ponad temperaturę otoczenia, uwzględnienie nieliniowości procesów cieplnych prowadzi do uzyskania wyników różniących się od tych, które otrzymuje się przy założeniu stałości parametrów cieplnych. Na dzień dzisiejszy, przy możliwościach dostępnych elementów półprzewodnikowych zjawisko nieliniowości może wydawać się mało istotne, gdyż wspomniane znaczące nadwyżki temperatury powstają w przypadkach, gdy elementy pracują na granicy parametrów dopuszczalnych, lub wręcz parametry te są przekraczane. Podkreśla się jednak, że ograniczenia dotyczące zakresów mocy i temperatur pracy wynikają z właściwości materiałów obudów i połączeń elektrycznych wewnątrz elementu. Jeżeli w przyszłości problem tych ograniczeń zostanie rozwiązany, to w symulacjach zawierających elementy z węgla krzemu konieczne będzie uwzględnianie wpływu temperatury na parametry cieplne tych elementów.

8. Podsumowanie

W pracy rozpatrywano możliwość poprawy jakości symulacji przejściowych przebiegów termicznych, poprzez opracowanie i zastosowanie nieliniowego, skupionego modelu termicznego.

W rozdziale 2. pracy omówiono zjawiska termiczne takie jak generacja i odprowadzanie ciepła, towarzyszące pracy elementów elektronicznych. Szczególną uwagę poświęcono skutkom nieliniowości procesów cieplnych takim jak wpływ temperatury na parametry materiałowe (przewodność cieplną λ , ciepło właściwe c_p , objętościową pojemność cieplną c_v). Przedstawiono dostępne w literaturze reprezentacje zależności tych parametrów od temperatury, zarówno w formie wykresów, opartych na wynikach pomiarów, jak i w formie wzorów analitycznych. Odrębnym zagadnieniem, które również omówiono w rozdziale 2. był wpływ temperatury na parametry elektryczne wybranych elementów.

W rozdziale 3. omówiono ogólnie stosowane w symulacjach modele termiczne elementów elektronicznych. Modele te podzielono na grupę modeli o stałych rozłożonych i grupę modeli o stałych skupionych. Ze względu na charakter rozważań zawartych w niniejszej pracy, modelom o stałych skupionych, między innymi modelowi wynikającemu z zastosowania analogii elektro – termicznej, poświęcono więcej uwagi.

W rozdziale 4. pracy przedstawiono wybrane z opisywanych w literaturze zastosowań modeli termicznych i elektrotermicznych.

Do praktycznej realizacji symulacji termicznych stanów przejściowych wybrano pewną grupę technik obliczeniowych, które opisano w rozdziale 5. pracy. Między innymi przedstawiono alternatywne techniki dyskretyzacji elementów nieliniowych, opracowane przez autorkę, we współpracy z promotorem pracy oraz z dr. R. Łuczakiem. Materiał zamieszczony w rozdziałach 1. – 5. stanowi realizację celów cząstkowych I. a), I. b), III. a) oraz podstawy do podjęcia prac nad realizacją głównych celów pracy.

Rozważania zawarte w rozdziale 6. dotyczą realizacji celu głównego I. pracy. W podrozdziale 6.2 zrealizowano cel cząstkowy I. c), czyli określono wpływ temperatury otoczenia na parametry skupionego, liniowego modelu termicznego. W tym celu wykorzystano pomiary przejściowej impedancji termicznej wybranych diod z węgla krzemu, w szerokim zakresie temperatur otoczenia. Wyniki pomiarów zostały udostępnione przez mgr inż. M. Oleksego.

W podrozdziale 6.3, zrealizowano cel cząstkowy I. d), czyli zaproponowano nieliniowy opis związku między mocą wydzielaną w elemencie, a temperaturą wnętrza tego elementu. W realizacji wymienionego celu przyjęto założenie, że przedstawiony w podrozdziale 6.2. opis wpływu temperatury otoczenia na parametry liniowego modelu termicznego może posłużyć do reprezentacji zmian materiałowych parametrów cieplnych (λ , c_v) w funkcji temperatury wnętrza elementu, przy dużych wartościach wydzielanej mocy. Określone w taki sposób zależności materiałowych parametrów cieplnych od temperatury wprowadzono do ogólnie znanych równań, opisujących procesy: przewodzenia ciepła i gromadzenia energii wewnętrznej. Realizacja celów cząstkowych I. a), b), c), d) doprowadziła do realizacji celu głównego I., którym było opracowanie skupionego, nieliniowego modelu termicznego, umożliwiającego uwzględnianie nieliniowości procesów cieplnych.

Przedstawiony w podrozdziale 7.2.1. opis dyskretnej reprezentacji proponowanego nieliniowego modelu termicznego stanowi realizację celu cząstkowego II. a).

W podrozdziałach 7.2.2. – 7.2.4., poprzez przeprowadzenie oceny dokładności wykorzystywanych w pracy technik obliczeniowych, na tle innych technik obliczeniowych, zrealizowano cel cząstkowy II. b).

W podrozdziale 7.3. zrealizowano cel cząstkowy II. c), czyli zaprezentowano wyniki symulacji przejściowych przebiegów termicznych w diodach Schottky'ego z węgla krzemu, przy znanym pobudzeniu mocą. Obliczenia wykonywano za pomocą napisanych w programie Scilab procedur numerycznych, opartych o algorytmy splotowe i techniki jednopoziomowe. Porównano wyniki otrzymane w oparciu o liniowy i nieliniowy model termiczny. Realizacja celów cząstkowych II. a), b), c) doprowadziła do realizacji celu głównego II., którym było zastosowanie półanalitycznych algorytmów splotowych w symulacjach przejściowych stanów termicznych.

W podrozdziale 7.4., zrealizowano cel cząstkowy III. b), czyli opracowano makromodele elektrotermiczne do symulacji charakterystyk statycznych elementów z uwzględnionym samonagrzewaniem. W powstałych makromodelach zastosowano zarówno liniowy, jak i nieliniowy model termiczny, a wyniki otrzymane w oparciu o te modele porównano ze sobą.

W podrozdziale 7.5. zrealizowano cel cząstkowy III. c), czyli opracowano makromodele elektrotermiczne do symulacji stanów przejściowych w układach elektronicznych w dziedzinie czasu. Przedstawiono wyniki symulacji przeprowadzonych z wykorzystaniem procedur własnych, opracowanych w programie Scilab i w tym wypadku porównano wyniki obliczeń otrzymanych w oparciu o model termiczny liniowy i nieliniowy. Wykonano również symulacje w programie PSPICE – w tym przypadku w makromodelu elektrotermicznym zaimplementowano tylko liniowy model termiczny. Realizacja celów cząstkowych III. a), b), c) doprowadziła do realizacji celu głównego III., czyli opracowania makromodeli elektrotermicznych, umożliwiających uwzględnianie efektu samonagrzewania w symulacjach charakterystyk DC oraz stanów przejściowych w elementach i układach elektronicznych.

Wszystkie założone cele zostały zrealizowane, co udokumentowano treścią niniejszej pracy.

Autorka niniejszej pracy wyraża przekonanie, że proponowana przez nią metodyka symulacji przejściowych stanów termicznych i elektrotermicznych może znaleźć zastosowanie w wielu dziedzinach.

Uwzględnienie wpływu temperatury otoczenia na parametry liniowych modeli termicznych może przynieść znaczącą poprawę jakości symulacji specjalistycznych układów wykorzystywanych w elektronice wysokotemperaturowej.

Na dzień dzisiejszy bardzo istotny jest aspekt uwzględniania efektu samonagrzewania, który silnie wpływa zarówno na kształt charakterystyk statycznych elementów, jak i na przebiegi czasowe prądów i napięć w układach elektronicznych. Pomijanie wpływu temperatury na parametry elektryczne elementów prowadzi do znaczących błędów. Atrakcyjny może okazać się zaproponowany makromodel elektrotermiczny, przeznaczony dla uniwersalnego symulatora obwodowego PSPICE, gdyż modele elementów, standardowo dostępne w bibliotekach tego programu, nie

umożliwiają uwzględniania wpływu dynamicznych zmian temperatury na pracę elementów.

W makromodelach elektrotermicznych można wykorzystywać zarówno liniowy, jak i nieliniowy model termiczny. Obserwuje się wprawdzie, że w przypadku ścisłego przestrzegania podawanych przez producentów parametrów granicznych, efekty związane z nieliniowością zjawisk termicznych są słabo widoczne, jednak ciągły rozwój technologii wytwarzania elementów półprzewodnikowych pozwala przypuszczać, że z czasem elementy te będą mogły bezpiecznie pracować w bardzo szerokich zakresach temperatur i z dużymi gęstościami mocy. W takiej sytuacji efekty nieliniowe będą na tyle znaczące, że ich pominięcie w symulacjach będzie prowadziło do dużych niedokładności.

Jedną z dynamicznie rozwijających się dziedzin jest energoelektronika, gdzie wymagane są elementy o wysokich wartościach napięć przebiecia, krótkich czasach przełączania, dużych wartościach mocy dopuszczalnych. Z mocami o dużych wartościach mamy do czynienia przykładowo w beztransformatorowych układach zasilaczy sieciowych lub w układach przetwarzania energii ze źródeł alternatywnych (baterie słoneczne, turbiny wiatrowe). Diody Schottky'ego z węgliku krzemu stanowią obiecującą dla energoelektroniki grupę elementów, a kontynuacja prac nad ich nieliniowymi modelami jest uzasadniona.

Innym obszarem zastosowania nieliniowych modeli termicznych mogą być symulacje procesów cieplnych w systemach mikroprocesorowych. Są to układy o bardzo wysokiej skali integracji, a elementy pracują z bardzo dużymi częstotliwościami. W wyniku tego powstają wysokie nadwyżki temperatury i duże znaczenie mają wzajemne oddziaływania termiczne, których charakter może być nieliniowy. W pracy podzespołów mikroprocesorowych istotne też są sposoby chłodzenia, które można usprawnić poprzez poprawne modelowanie nieliniowych procesów odprowadzania ciepła przez konwekcję i radiację.

Kolejnym aspektem zastosowania nieliniowego modelu skupionego są symulacje rozkładu temperatury oparte o modele o stałych rozłożonych. Wiadomo, że numeryczne realizacje obliczeń opartych o modele o stałych rozłożonych sprowadzają się często do symulacji grupy bardzo małych fragmentów rozpatrywanego obiektu, przy czym fragmenty te opisane są modelami o stałych skupionych.

Przedstawiona praca nie zawiera ostatecznych rozwiązań poruszanych w niej problemów, a wątki występujące w pracy powinny być rozwijane.

W opisanym w podrozdziale 6.2. procesie identyfikacji parametrów przejściowej impedancji termicznej zastosowano opis (6.4), w którym zmiennymi niezależnymi są czas oraz temperatura otoczenia. Poprawę jakości identyfikacji mogłoby przynieść wprowadzenie kolejnej zmiennej – mocy, dla jakiej wykonywano pomiar. Zastosowanie takiego podejścia jest możliwe, gdyż dostępne są wyniki pomiarów dla różnych wartości mocy.

Podczas opracowywania proponowanego w pracy modelu termicznego nie określono kryteriów doboru liczby jego elementarnych składników. Jako kontynuację tego wątku proponuje się analizę jakości modeli zawierających różne ilości składników, przy czym rozpatrywać można przypadki, w których część ze składników modelu opisana jest równaniem nieliniowym typu (6.14), a część równaniem liniowym (3.4). Możliwe

jest, że w trakcie proponowanych prac zostaną określone i usystematyzowane kryteria doboru liczby składników oraz typu ich opisu.

Zaproponowane w pracy funkcje, reprezentujące wpływ temperatury na parametry cieplne, stanowią tylko jeden z wielu możliwych wariantów, dlatego celowe jest przeprowadzenie testów modeli, w których zastosowane zostaną funkcje o postaci innej niż (6.1), (6.2).

Możliwe jest zwiększenie uniwersalności proponowanych modeli termicznych, poprzez rozszerzenie ilości danych pomiarowych, na podstawie których identyfikowane są parametry tych modeli. W pracy oparto się na pojedynczych zestawach pomiarów przejściowej impedancji termicznej. W przyszłości można wykonać identyfikację parametrów charakterystyk termicznych otrzymanych dla kilku lub kilkunastu diod danego typu, a wyniki można uśrednić.

Wskazane jest również rozpatrywanie różnych warunków odprowadzania ciepła. Przebiegi impedancji termicznej występujące w pracy dotyczą przypadku bardzo dobrego chłodzenia, gdyż temperatury na powierzchni radiatora różnią się tylko nieznacznie od temperatur otoczenia (maksymalnie 0.5K). Zastosowany w pomiarach radiator jest duży, a w praktycznych realizacjach obwodów elektronicznych dąży się do minimalizacji gabarytów układów. W związku z tym, warunki odprowadzania ciepła są gorsze niż w przypadku dostępnych danych pomiarowych. Słabsze odprowadzanie ciepła wiąże się z większym nasileniem efektów nieliniowych, co powinno być w przyszłości przeanalizowane.

Metodykę modelowania nieliniowych procesów cieplnych należy odnieść też do innych elementów wysokotemperaturowych, niż omawiane w pracy diody Schottky'ego z węgliku krzemu. W najbliższej przyszłości powinny być komercyjnie dostępne tranzystory MOSFET, IGBT lub tyrystory z węgliku krzemu. Materiałem, który może znaleźć zastosowanie w elektronice wysokotemperaturowej jest azotek galu (GaN), charakteryzujący się, podobnie jak węgiel krzemu, bardzo małymi koncentracjami nośników w materiale samoistnym, dzięki czemu zakres temperatur pracy elementów z tego materiału jest potencjalnie szeroki. Jednak w przypadku elementów z GaN, nieliniowości procesów cieplnych mogą być bardziej widoczne niż w przypadku elementów SiC, gdyż przewodność cieplna azotku galu jest kilkukrotnie niższa niż przewodność cieplna węgliku krzemu.

Zagadnieniem, któremu warto poświęcić uwagę, jest próba wyodrębnienia prawidłowości w temperaturowych zależnościach parametrów modeli termicznych dla elementów różnych typów, skonstruowanych z różnych materiałów oraz umieszczonych w różnych obudowach.

9. Literatura

- [1] A. Castellazzi, M. Ciappa, W. Fichtner E. Batista, J. M. Dienot, M. Mermet-Guyennet, *Electro-thermal model of a high-voltage IGBT module for realistic simulation of power converters*, 1-4244-1124-6/07, IEEE, pp. 155–158.
- [2] T. Kojima, Y. Nishibe, Y. Yamada, T. Ueta, K. Torii, S. Sasaki, K. Hamada, *Novel electro-thermal coupling simulation technique for dynamic analysis of HV (Hybrid Vehicle) inverter*, 37th IEEE Power Electronics Specialist Conference, June 18 – 22, 2006, Jeju, Korea, pp 2048 – 2052.
- [3] W. Janke, *Zjawiska termiczne w elementach i układach półprzewodnikowych*, Wydawnictwa Naukowo – Techniczne, Warszawa 1992.
- [4] F. Incropera, D. De Witt, *Fundamental of heat and mass transfer*, Willey, 2002.
- [5] M. Rencz, V. Szekely, *Studies on the nonlinearity effects in dynamic compact model generation of packages*, IEEE Trans. on Components and Packaging Tech., Vol. 27, No. 1, march 2004, pp. 124 - 130.
- [6] M. Kamiński, M. Janicki, A. Napieralski, *Modelowanie nieliniowych zjawisk termicznych w układach elektronicznych przy wykorzystaniu programu SPICE*, Elektronika, Miesięcznik naukowo – techniczny Stowarzyszenia Elektryków Polskich, nr 10/2007, s. 7 – 12.
- [7] 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, Vol., 18, No. 1, march 1995, pp. 39 – 47.
- [8] *Basic mechanical and thermal properties of silicon*, Virginia Semicond. Inc.
- [9] O. Nilsson, H. Mehling, R. Horn, J. Fricke, R. Hofmann, S.G. Muller, R. Eckstein, D. Hofmann, *High Temperatures – High Pressures*, 29 (1997), pp.73-79.
- [10] E. A. Burgemeister, , W. von Muench, E. Pettenpaul, *Thermal conductivity and electrical properties of 6H silicon carbide*, J. Appl. Phys. 50, 9 (1979), pp. 5790-5794.
- [11] C. J. Glassbrenner, G.A. Slack, *Thermal conductivity of silicon and germanium from 3° K to the melting point*, Physical Review, vol. 134, no. 4A, pp. A1058-A1069, May 1964.
- [12] G.A. Slack, *Thermal conductivity of pure and impure silicon, silicon carbide, and diamond*, J.Appl.Phys., vol. 35, no. 12, pp. 3460-3466, 1964.
- [13] A. Geisberger, N. Sarkar, M. Ellis, G. D. Skidmore, *Electrothermal properties and modeling of polysilicon microthermal actuators*, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 12, No. 4, august 2003, pp. 513 – 523.
- [14] L. H. Feng, E. B. Rudnyi, J. G. Korvink, C. Bohm, T. Hauck, *Compact Electro-thermal Model of Semiconductor Device with Nonlinear Convection Coefficient*, 6th. Int. Conf, on Thermal, Mechanical and Multiphysics Simulation and Experiments in Micro-Electronics and Micro-System, EroSimE 2001, pp. 372 – 375.
- [15] S. Bertnsznajder, *Własności gazów i cieczy*, Wydawnictwa Naukowo – Techniczne, Warszawa.
- [16] *CPU thermal management*, Advanced Micro Devices application note.

- [17] H. Dumele, U. Tröltzsch, M. Horn, *Thermal impedance modeling of a temperature dependent resistance*, SICE Annual Conference 2007 Sept. 17-20, Kagawa University, Japan, pp. 2424 – 2427.
- [18] Z. Wrzesiński, *Termodynamika*, wydawnictwo PW, 2002.
- [19] R. P. Manginell, *Physical Properties of Polysilicon*, PhD thesis, University of New Mexico, 1997.
- [20] A. Okhotin, A. Pushkarskii, V. Gorbachev, *Thermophysical Properties of Semiconductors*, Moscow, ATOM Publ. House, 1972, (in Russian).
- [21] Z. Lisik, *Zjawiska w strukturach półprzewodnikowych – metody ich modelowania*, monografie Politechniki Łódzkiej, Łódź 2005.
- [22] J. Izydorczyk, *PSPICE – komputerowa symulacja układów elektronicznych*, Helion, Warszawa, 1993.
- [23] T. McDonald, J. Ambrus, *Evaluation of power MOSFET thermal solutions for desktop and mobile processor power*, International Rectifier technical note, as presented at PCIM China, March 2002.
- [24] F. Tamigi, N. Nenadovi, V. d'Alessandro, L.K. Nanver, N. Rinaldi, J.W. Slotboom, *Modeling of thermal resistance dependence on design parameters in silicon-on-glass bipolar transistors*, 24th International Conference on Microelectronics, Vol. 1, Serbia and Montenegro, 16 – 19 may, 2004, pp. 27 – 32.
- [25] F. Christiaens, E. Beyne, *Transient thermal modeling and characterization of a hybrid component*, 1996 Electronic Components and Technology Conference, pp. 154 – 164.
- [26] F. Profumo, A. Tenconi, S. Facelli, B. Passerini, S. Fimiani, *A new approach to the instantaneous junction temperature evaluation of high power diodes (thyristors) during fast current transients*, 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 22-27 June 1997, pp. 154 – 158.
- [27] M. J. Whitehead, C. M. Johnson, *Determination of Thermal Cross-Coupling Effects in Multi-Device Power Electronic Modules*, 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Mar. 2006, pp. 261–265.
- [28] J. Van den Keybus, T. Nobels, R. Belmans, *Thermal design of converters using discrete power components incorporating an IGBT and a freewheeling diode*, European Conference on Power Electronics and Applications, 11-14 Sept. 2005, pp. 1 -10.
- [29] T. Veijola, M. Andersson, *Combined electrical and thermal parameter extraction for transistor model*, Proceedings of ECCTD'97, Bupapest, Hungary, August 30 – September 3, 1997, pp. 754 – 759.
- [30] T. López, R. Elferich, *Thermal impedance extraction technique for power MOSFETs*, Power Electronics Specialists Conference, 17-21 June 2007, pp. 2140 – 2146.
- [31] J. W. Motto Jr., W. H. Karstaedt, J. M. Sherbondy Sr., S. G. Leslie, *Modeling thyristor and diodes; On-State voltage and transient thermal*, 0-7803-4067-1/97/\$10.000 1997 IEEE., pp. 1182 – 1189.
- [32] K. P. Thomas, P. W. Webb, *Transient thermal impedance measurement in power semiconductor devices*, IEE Colloquium on New Developments in Power Semiconductor Devices, 21 Jun 1996 Page(s):3/1 - 3/6.

- [33] J. Zarębski, K. Górecki, *A method of measuring the transient thermal impedance of monolithic bipolar switched regulators*, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 30, No. 4, Dec. 2, pp. 627 – 631.
- [34] *Thermal impedance measurements for vertical power MOSFET's, (delta source – drain voltage method)*, MIL-STD-750D, METHOD 3161
- [35] A. Guerra, F. Vallone, *Thermal dynamical response of 15V ORing Schottky diodes in high temperature applications*, International Rectifier technical note.
- [36] Gary E. Dashney, *Basic semiconductor thermal measurement*, Motorola Semiconductor application note, AN1570.
- [37] W. Janke, J. Kraśniewski, M. Oleksy, *Pomiary szybkich przebiegów termicznych w elementach półprzewodnikowych*, III Krajowa Konferencja Elektroniki, Kołobrzeg, 16 – 18 czerwca 2004, str. 577 – 581.
- [38] W. Janke, J. Kraśniewski, M. Oleksy, *A comparison of transient thermal characteristics of the low-frequency and high-frequency semiconductor devices*, XXVIII International Conference of IMAPS Poland Chapter, Wrocław, 26 – 29 September 2004, pp. 261 – 264.
- [39] J. Kraśniewski, *Pomiary przejściowych przebiegów termicznych w elementach M.Cz. i W. Cz*, VI Międzynarodowe Warsztaty Doktoranckie, OWD 2004, Wisła, 16 – 19 października 2004, Vol. 4, pp. 279 – 284.
- [40] J. Kraśniewski, M. Oleksy, W. Janke, *Measurements of fast thermal transients in microwave transistors*, XXIX International Conference of IMAPS Poland Chapter, Koszalin – Darłówko., 19 – 21 september 2005, pp. 151 – 154.
- [41] M. Oleksy, *Badania przejściowej impedancji termicznej diod Schottky'ego z krzemu oraz węglika krzemu*, Raport wewnętrzny, Politechnika Koszalińska, w przygotowaniu.
- [42] W. Janke, M. Oleksy, J. Kraśniewski, *Charekterytyki termiczne diod Shotky'ego z węglika krzemu*, IV Krajowa Konferencja Elektroniki, Darłówko Wschodnie, 12 – 15 czerwca 2005, tom 1/2, str. 613 – 614.
- [43] W. Janke, M. Oleksy, J. Kraśniewski, *Thermal characteristics of silicon cabride Shottky diodes*, International Conference Microtechnology and Thermal problems in Electronics, MICROTHERM 2005, 19 – 22 czerwca 2005, str. 60 – 65.
- [44] W. Janke, J. Kraśniewski, M. Oleksy, *Wpływ temperatury otoczenia na charakterystyki termiczne tranzystorów mikrofalowych*, V Krajowa Konferencja Elektroniki, Darłówko Wschodnie, 12 – 14 czerwca 2006, str. 261 – 266.
- [45] M. Oleksy, W. Janke, *SiC and Si Schottky diodes thermal characteristics comparison*, International Conference Microtechnology and Thermal Problems in Electronics, MICROTHERM 2007, Łódź, 25 – 27 july , pp. 117 – 122.
- [46] M. Oleksy, J. Kraśniewski, *Porównanie charakterystyk termicznych diod Schottky'ego z Si oraz SiC w szerokim zakresie temperatur*, VI Krajowa Konferencja Elektroniki, 11 – 13 czerwca 2007, str 597 – 602.
- [47] *Nota aplikacyjna tranzystora IRF1018*,
<http://zefiryn.tme.pl/dok/a03/irf1018epbf.pdf>.
- [48] *Nota aplikacyjna diody CSD01060*,
<http://www.cree.com/products/pdf/CSD01060.pdf>
- [49] *Nota aplikacyjna diody CSD02060*,

- <http://www.cree.com/products/pdf/CSD02060.pdf>
- [50] *Nota aplikacyjna diody CSD04060*,
<http://www.cree.com/products/pdf/CSD04060.pdf>
- [51] *Nota aplikacyjna diody CSD06060*,
<http://www.cree.com/products/pdf/CSD06060.pdf>
- [52] R. Łuczak, *Zastosowanie rekurencyjnych, pótanalitycznych algorytmów splotowych w symulacjach obwodów elektronicznych*, rozprawa doktorska, Wydział Elektroniki i Informatyki Politechniki Koszalińskiej, promotor: prof. dr hab. inż. W. Janke, Koszalin 2006.
- [53] A. Ammous, S. Ghedira, B. Allard, H. Morel, D. Renault, *Choosing a Thermal Model for Electrothermal Simulation of Power Semiconductor Devices*, IEEE transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 2, march 1999, pp. 300 -307.
- [54] P.M. Igic, P.A. Mawby, M.S. Towers, S. Batcup, *Dynamic electro-thermal physically based compact models of the power devices for device and circuit simulations*, 17. IEEE SEMI-THERM Symposium, pp. 35 – 42.
- [55] P. Mawby, *Power Device Compact Modelling*, MOS AK meeting, Leuven, September 2004.
- [56] C.T.M. Choi, A. Konrad, *Finite element modeling of the IRF heating process*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 27, no. 5, Sept. 1991, pp. 4227- 4230.
- [57] M.Oleksy, *Wyniki niepublikowane*.
- [58] K. Bronsztajn, I. Siemiendajew, *Matematyka*, poradnik encyklopedyczny.
- [59] T. Kojima, Y. Yamada, M. Ciappa, M. Chiavarini, W. Fichtner, *A novel electro-thermal simulation approach to power IGBT modules for automotive traction applications, special issue recent activities of power devices for hybrid electric vehicles*, The 16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 2004, pp. 289 – 292.
- [60] R. Azar, F. Udrea, W.T. Ng, F. Dawson, W. Findlay, P. Waing, G. Amaratunga, *Advanced electro-thermal SPICE modelling of large power IGBTs*, ISPSD 2003, April 14-17, Cambridge, UK, pp. 291 – 294.
- [61] P. W. Webb, I. A. D. Russel, *Application of the TLM method to transient thermal simulation of microwave power transistors*, IEEE Transactions on Electron Devices., Vol. 42, No. 4, april 1995, pp. 624 – 631.
- [62] M. Chen, L.A. Rosendahl, I. Bach, T. Condra, J. K. Pedersen, *Transient behavior study of thermoelectric generators through an electro-thermal model using SPICE*, IEEE 2006 International Conference on Thermoelectrics, pp. 214 – 219.
- [63] T.-Y. Chiang, K. Banerjee, K. C. Saraswat, *Compact modeling and SPICE-based simulation for electrothermal analysis of multilevel VLSI interconnects*, 2001 IEEE/ACM international conference on Computer-aided design, San Jose, California, 2001, pp. 165 - 172 .
- [64] J. Benson, *Thermal characterization of packaged semiconductor devices*, Intersil Technical Brief, TB379.3, december 2002.
- [65] G. Blakiewicz, W. Janke, *Recursive convolution algorithms for time-domain simulation of electronic circuits*, Computational Methods in Science and Technology, vol. 7, N.2, 2001, pp. 91–109.

- [66] W. Janke, G. Blakiewicz, W. Pietrenko, *A comparison of several effective algorithms for numerical convolution calculations*, Proc. of International AMSE Conference Systems Analysis Control and Design, London, 1993, Vol. 4, pp. 101 – 112.
- [67] W. Janke, W. Pietrenko, G. Blakiewicz, *Zastosowanie rekurencyjnych algorytmów splotowych do symulacji układów impulsowego przetwarzania mocy*, Elektronika, nr 6.2002, s. 17 – 21.
- [68] L. O. Chua, P. M. Lin, *Komputerowa analiza układów elektronicznych*, WNT, Warszawa, 1981.
- [69] M. Tadeusiewicz, S. Hałgas, *Komputerowe metody analizy układów analogowych – teoria i zastosowania*, Wydawnictwa Naukowo – Techniczne, Warszawa 2008.
- [70] J. Krupka, R. Z. Morawski, L. J. Opalski, *Wstęp do metod numerycznych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1999.
- [71] A. Laprade, S. Pearson, S. Benczkowski, G. Dolny, F. Wheatley, *A new PSPICE electro-thermal subcircuit for power MOSFETs*, Fairchild Semiconductor Application Note.
- [72] V. Sunde, Z. Butkovic, Z. Bencic, *Spice compatible electrothermal model of a built-in VDMOSFET diode*, IEEE MELECON 2002, May 7-9, 2002, Cairo, EGYPT.
- [73] Z. Jakopovic, Viktor Sunde, Z. Bencic, *Electro-thermal modelling and simulation of a power-MOSFET*, AUTOMATIKA 42(2001) 1–2, pp. 71–77.
- [74] A. Guerra, F. Vallone, *Electro-thermal SPICE Schottky diode model suitable both at room temperature and at high temperature*, International Rectifier note.
- [75] J. Zarębski, J. Dąbrowski, *Simulations of nonisothermal D.C. characteristics of the SiC Schottky diode with the use of SPICE*, 11th International Conference MIXDES 2004, Szczecin, Poland, 24 – 26 June 2004, pp. 441 – 444.
- [76] T.Y. Wang, Ch. Ch. Ping Chen, *SPICE-compatible thermal simulation with lumped circuit modeling for thermal reliability analysis based on modeling order reduction*, Proceedings 5th International Symposium on Quality Electronic Design, 2004, pp. 357- 362.
- [77] P. Wilkerson, M. Furmanczyk, M. Turowski, *Compact thermal modeling analysis for 3D intergrated circuits*, 11th International Conference, MIXDES 2004, Szczecin, Poland, 24 – 26 June, pp.277 – 282.
- [78] W. Janke, G. Blakiewicz, *Semi – analytical recursive algorithms for convolution calculations*, IEE Proc. Circuits Device Systems, Vol. 142, April 1995, pp. 125 – 130.
- [79] T. V. Nguyen, *Recursive convolution and discrete-time domain simulation of lossy coupled transmission lines*, IEEE Transactions Computer Aided Design, Vol. 13, October 1994, pp.1301 – 1305.
- [80] M. Ramme, E. Griese, *Fast transient simualtion of lossy coupled transmission lines based on a recursive semi – analytical convolution formulation*, Workshop on Signal Propagation on Interconnects, May 14 -1 6, 1997.
- [81] L. Shen, E. S. Kuh, *Transient simulation of lossy interconnects based on the recursive convolution formulation*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 39, November 1992, pp. 879 – 892.

- [82] G. Blakiewicz, W. Bandurski, W. Janke, *Simulation of RC lines with semi – analytical recursive algorithms*, XVIII KKTOiUE, Polana – Zgorzelisko, 1995, s. 61 – 66.
- [83] W. Bandurski, *Time – domain simulation of InterConnect In VLSI circuits with recursive algorithms*, XIX KKTOiUE, 1996, s. 215 – 220.
- [84] Lin Shen, e. S. Kuh, *Fast and accurate simulation of large lossy interconnect network using circuits partitioning and recursive convolution*, ECCTD, 1993, pp. 1549 – 1553.
- [85] F. Y. Chang, *Transient simulation of frequency – dependent nonuniform coupled lossy transmission lines*, IEEE Trans. on Computers, Packaging and Manufacturing Technology, part B, Vol. 17, February 1994, pp. 3 – 14.
- [86] F. Y. Chang, *Transient simulation of lossy transmission lines with arbitrary initial potential and current distribution*, IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. 39, 1992, pp. 180 – 198.
- [87] G. Blakiewicz, *Wykorzystanie półanalitycznych algorytmów splotowych w syntezie filtrów pracujących z czasem dyskretnym*, rozprawa doktorska ETI 7/96, Wydział Elektroniki Telekomunikacji i Informatyki Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 1996.
- [88] W. Pietrenko, W. Janke, *Zastosowanie półanalitycznych algorytmów splotowych do symulacji stanów przejściowych w systemach nieliniowych*, XIII BSE, Istebna – Pietraszonka, listopad/ grudzień 1999, s. 87 – 92.
- [89] W. Janke, G. Blakiewicz, *Porównanie numerycznych algorytmów symulacji układów elektronicznych w dziedzinie czasu*, XX SPETO, Gliwice – Ustroń, 1993, s. 311 – 318.
- [90] W. Janke, W. Pietrenko, *Simulation of power dissipation in semiconductor devices of power electronic circuits*, Proc. of III IEEE International Conference of Electronics, Circuits, and Systems, ICECS '96, Rodos, Greece, October 1996, pp 880 – 883.
- [91] W. Pietrenko, W. Janke, M. K. Kazimierczuk, *Application of semi – analytical recursive convolution algorithms in large – signal time – domain simulation of switch – mode power converters*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 48, October 2001, pp. 1246 – 1252.
- [92] W. Pietrenko, W. Janke, *Design and simulation of PWM switch – mode power converters*, Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, 1999, Vol. 47, No. 3, pp. 291 – 300.
- [93] W. Janke, W. Pietrenko, *Application of semi – analytical convolution algorithms in simulation of pulse DC – DC converters*, XVIII SPETO, 1995, s. 329 – 244.
- [94] W. Pietrenko, W. Janke, *Symulacja impulsowych układów mocy oparta na rekurencyjnych algorytmach splotowych z regularnie zmiennym próbkowaniem*, XVI BSE, Istebna, 8 – 11 grudnia 2002.
- [95] W. Janke, informacja prywatna.
- [96] J. Kraśniewski, *Badanie charakterystyk termicznych tranzystorów mikrofalowych*, rozprawa doktorska, Politechnika Koszalińska, 2009.
- [97] A. Stachurski, A. Wierzbiński, *Podstawy optymalizacji*, Oficyna Wydawnicza PW, Warszawa 1999.

- [98] W. Findeisen, J. Szymanowski, A. Wierzbicki, *Teoria i metody obliczeniowe optymalizacji*, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1977
- [99] MicroSim: *Pspice & Basic – User's Guide*, Version 7.1, October 1996.
- [100] W. Janke, W. Pietrenko, *Quick and accurate evaluation of temperature transients in electronic devices, based on thermal impedance data*, Thermic 2000, Zakopane – Poland, October 2000, pp. 8 – 13.
- [101] *Nota aplikacyjna diody CSD10060*,
<http://www.cree.com/products/pdf/CSD10060.pdf>
- [102] *Nota aplikacyjna tranzystora IRF1010*,
<http://zefiryn.tme.pl/dok/a03/irf1010z.pdf>
- [103] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, 1997 – 2004,
<http://ecee.colorado.edu/~pwrelect/book/slides/slidedir.html>
- [A1] A. Hapka, W. Janke, *Single-level iteration procedure in the time-domain simulation of nonlinear circuits*, 11th International Conference MIXDES 2004, Szczecin, Poland, 24 – 26 June 2004, pp.253 – 257.
- [A2] A. Hapka, R. Łuczak, *Efektywność wybranych technik dyskretyzacji obwodów nieliniowych w symulacji układów impulsowego przetwarzania mocy*, Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki, XI Sympozjum PPEE 2005, Wisła, 2 – 5 kwietnia 2005, str. 91 – 95.
- [A3] A. Hapka, *Zmodyfikowane techniki jednopoziomowe w symulacjach stanów przejściowych Układów Impulsowego Przetwarzania Mocy*, V Krajowa Konferencja Elektroniki, Darłówko, 12 – 14 czerwca 2006, str. 433 – 438.
- [A4] A. Hapka, W. Janke, *Simulation of electro – thermal transients, based on nonlinear thermal model*, International Conference Microtechnology and Thermal Problems in Electronics, MICROTHERM 2007, Łódź, 25 – 27 July, pp. 73 – 80.
- [A5] W. Janke, A. Hapka, *Simulation of thermal transients in power devices accounting for heat transfer nonlinearities*, MICROTHERM, Łódź, 29 czerwca – 2 lipca 2003, str. 193–198.
- [A6] W. Janke, A. Hapka, R. Łuczak, *Symulacja stanów przejściowych w układach elektronicznych ze słabymi nieliniowościami*. II Krajowa Konferencja Elektroniki, Kołobrzeg, 9–12 czerwca 2003, str.337–342.
- [A7] W. Janke, A. Hapka, R. Łuczak, *Jednopoziomowa symulacja układów nieliniowych w dziedzinie czasu*, III Krajowa Konferencja Elektroniki, Kołobrzeg, 16 – 18 czerwca 2004, str. 259 – 264.
- [A8] A. Hapka, *Porównanie dokładności technik jednopoziomowych w symulacji elementów o różnych typach charakterystyk nieliniowych*, raport naukowy 02/2004, projekt badawczy nr 4 T11B 01924 Politechnika Gdańska.
- [A9] A. Hapka, *Zestawienie błędów, pochodzących z różnych źródeł w metodach jednopoziomowych*, raport naukowy 03/2004, projekt badawczy nr 4 T11B 01924 Politechnika Gdańska.
- [A10] A. Hapka, *Porównanie jednopoziomowych technik symulacji obwodów nieliniowych*, VI Międzynarodowe Warsztaty Doktoranckie, OWD 2004, Wisła, 16 – 19 października 2004, Vol. 4, pp. 291 – 296.

- [A11] W. Janke, A. Hapka, M. Oleksy, *Silicon Carbide Schottky diode – a promising device for power electronics*, PPEEm'2007, Wisła, 9 – 12 december, pp. 247 – 252.
- [A12] A. Hapka, W. Janke, *Symulacja charakterystyk diod Schottky'ego z węglika krzemu, z uwzględnieniem efektów termicznych*, VII Krajowa Konferencja Elektroniki, Darłówko Wsch., 2 – 4 czerwca 2008.
- [A13] W. Janke, A. Hapka, M. Oleksy, *Pomiary i modelowanie charakterystyk diod Schottky'ego z węglika krzemu*, Modelowanie i Symulacja MiS-5, Kościelisko, 23-27 czerwca 2008r.
- [A14] A. Hapka, *Rozkład kroków dyskretyzacji w Układach Impulsowego Przetwarzania Mocy z płynnie zmieniającą się rezystancją klucza*, raport naukowy 02/2005, projekt badawczy nr 4 T11B 01924 Politechnika Gdańska.

Z. I. Parametry liniowych modeli termicznych wybranych diod

Załącznik I jest uzupełnieniem podrozdziału 6.2 pracy, gdzie omawiany jest proces identyfikacji parametrów modelu liniowego, opisującego element w szerokim zakresie temperatur otoczenia.

W tabelach I.1 – I.4 zamieszczono wartości współczynników K_q i C_q modelu (3.7), wyznaczone w oparciu o zależności (6.1), (6.2) dla różnych wartości temperatury otoczenia.

Tabela. I.1. Współczynniki opisu (3.7) wyznaczone dla diody CSD01060 nr 1.

T_a [K]	K_1	K_2	K_3	K_4	C_1	C_2	C_3	C_4
298	1.844	1.47	0.672	3.425	0.0015	0.003	0.077	0.66
323	2.108	1.491	0.675	2.883	0.0013	0.0035	0.1435	0.7392
348	2.306	1.51	0.679	2.525	0.0011	0.0043	0.1818	0.7894
373	2.458	1.55	0.683	2.135	0.001	0.0048	0.2136	0.8409
423	2.63	1.683	0.692	1.716	0.0008	0.0054	0.2389	0.9253
473	2.705	1.842	0.702	1.45	0.0007	0.0057	0.2497	0.9935
523	2.736	2.052	0.714	1.219	0.0006	0.0058	0.2545	1.05
573	2.756	2.368	0.73	1.146	0.0006	0.0058	0.255	1.0736

Tabela. I.2. Współczynniki opisu (3.7) wyznaczone dla diody CSD02060 nr 29.

T_a [K]	K_1	K_2	K_3	K_4	C_1	C_2	C_3	C_4
298	1.639	0.575	1.607	2.211	0.0023	0.0527	0.557	1.6297
323	1.782	0.574	1.358	1.436	0.0022	0.0515	0.5153	1.8057
348	1.867	0.575	1.122	1.068	0.0021	0.0513	0.4912	1.9498
373	1.943	0.579	0.937	0.896	0.002	0.0498	0.4568	2.1237
423	2.055	0.594	0.851	0.699	0.0019	0.0448	0.3980	2.4874
473	2.124	0.617	0.81	0.569	0.0018	0.0374	0.3271	2.8588
523	2.186	0.749	0.771	0.461	0.0017	0.0261	0.2749	3.1887
573	2.267	1.145	0.768	0.412	0.0017	0.0142	0.2480	3.4765

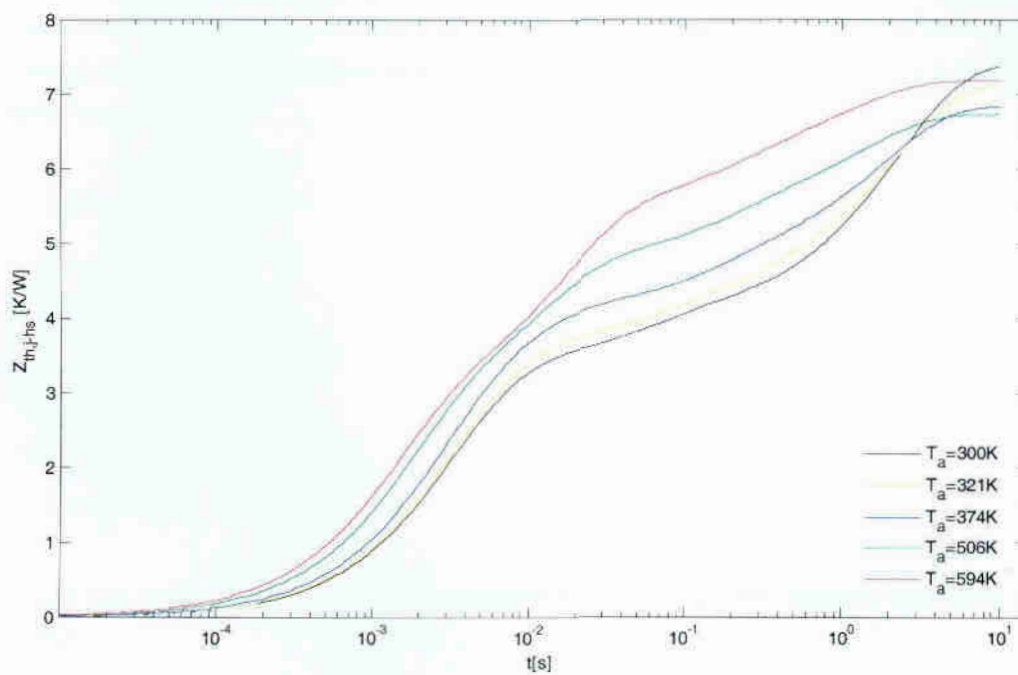
Tabela. I.3. Współczynniki opisu (3.7) wyznaczone dla diody CSD04060 nr 28.

T_a [K]	K_1	K_2	K_3	K_4	C_1	C_2	C_3	C_4
298	0.9869	0.3031	0.4938	0.2045	0.0039	0.1457	0.7477	6.302
323	1.0109	0.3204	0.4172	0.1593	0.0039	0.1258	0.6970	12.3671
348	1.0281	0.3266	0.3756	0.1410	0.0038	0.1096	0.6583	16.7981
373	1.0456	0.3405	0.3628	0.1334	0.0037	0.0923	0.6179	21.5550
423	1.0700	0.3815	0.3522	0.1231	0.0036	0.0547	0.5384	28.9188
473	1.0910	0.4878	0.3491	0.1202	0.0035	0.0385	0.4675	35.2049
523	1.1095	0.6335	0.3485	0.1151	0.0034	0.0307	0.4270	38.6810
573	1.1150	0.7558	0.3476	0.1101	0.0033	0.0283	0.4136	40.3271

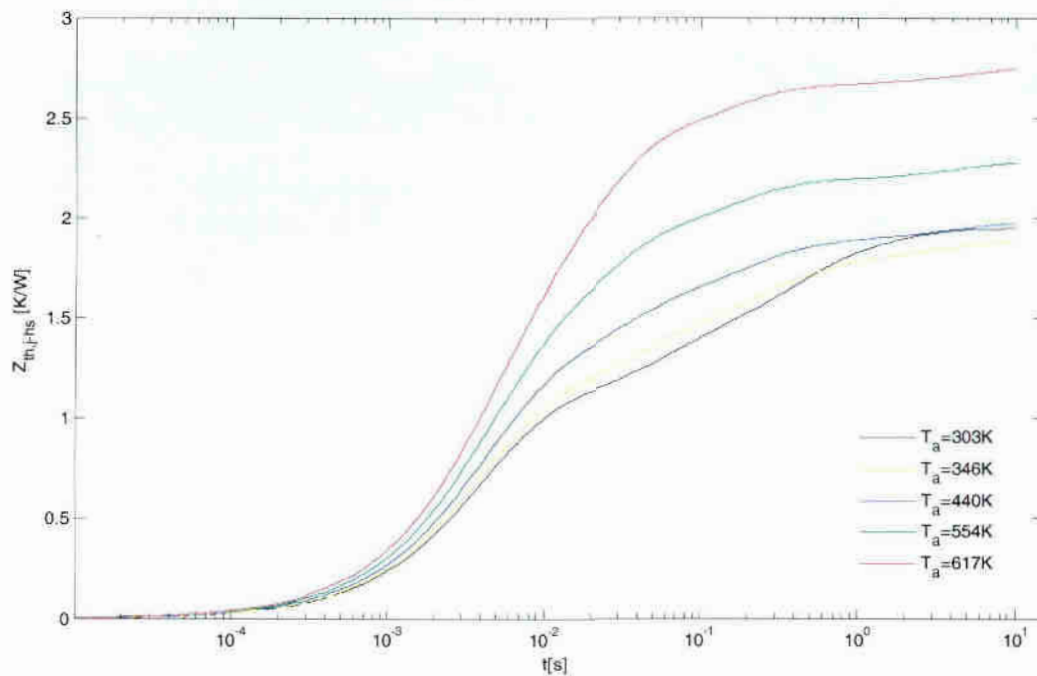
Tabela. I.4. Współczynniki opisu (3.7) wyznaczone dla diody CSD06060 nr 3.

T_a [K]	K_1	K_2	K_3	K_4	C_1	C_2	C_3	C_4
298	0.4136	0.2385	0.4263	0.3482	0.0093	0.0926	0.8844	2.5312
323	0.4290	0.2538	0.3724	0.2754	0.0090	0.0871	0.8668	4.3408
348	0.4414	0.2702	0.3291	0.2198	0.0089	0.0812	0.8464	6.0128
373	0.4515	0.2877	0.2947	0.1720	0.0088	0.0771	0.8245	7.5127
423	0.4669	0.3514	0.2815	0.1469	0.0086	0.0658	0.7805	9.5040
473	0.4779	0.3906	0.2700	0.1392	0.0083	0.0550	0.7349	11.1288
523	0.4860	0.4641	0.2686	0.1330	0.0079	0.0449	0.6828	11.7143
573	0.4923	0.5300	0.2656	0.1269	0.0074	0.0338	0.6204	11.8672

Na rys. I.1, I.2 pokazano przebiegi przejściowej impedancji termicznej diod CSD01060, CSD04060, wyznaczone z zależności (4.7), (7.1), (7.2) dla przypadkowo wybranych wartości temperatury otoczenia



Rys. I.1. Przebiegi PIT diody CSD01060 obliczone dla różnych temperatur otoczenia.



Rys. I.2. Przebiegi PIT diody CSD04060 obliczone dla różnych temperatur otoczenia.

Z. II. Eliminacja temperatury nominalnej z modelu nieliniowego

W równaniach (6.9) – (6.14) występuje temperatura nominalna T_0 . Aby wyeliminować T_0 z tych równań, konieczne jest wyznaczenie z (6.1), (6.2) parametrów K_a oraz c_{va} odpowiadających danej temperaturze otoczenia T_a . Zmiany przewodności cieplnej i objętościowej pojemności cieplnej w funkcji temperatury wnętrza opisane są wtedy wzorami:

$$\lambda = \lambda_a \cdot \frac{(T_b + \Delta T)^{b_{\lambda} + D}}{T_a^{b_{\lambda} + D}} \quad (II.1)$$

$$c_v = c_{va} \cdot \frac{(T_b + \Delta T)^{b_c + H}}{T_a^{b_c + H}} \quad (II.2)$$

gdzie:

$$D = \frac{d_{\lambda}}{a_{\lambda}} \cdot T_0^{b_{\lambda}}, \quad H = \frac{d_c}{a_c} \cdot T_0^{b_c} \quad (II.3)$$

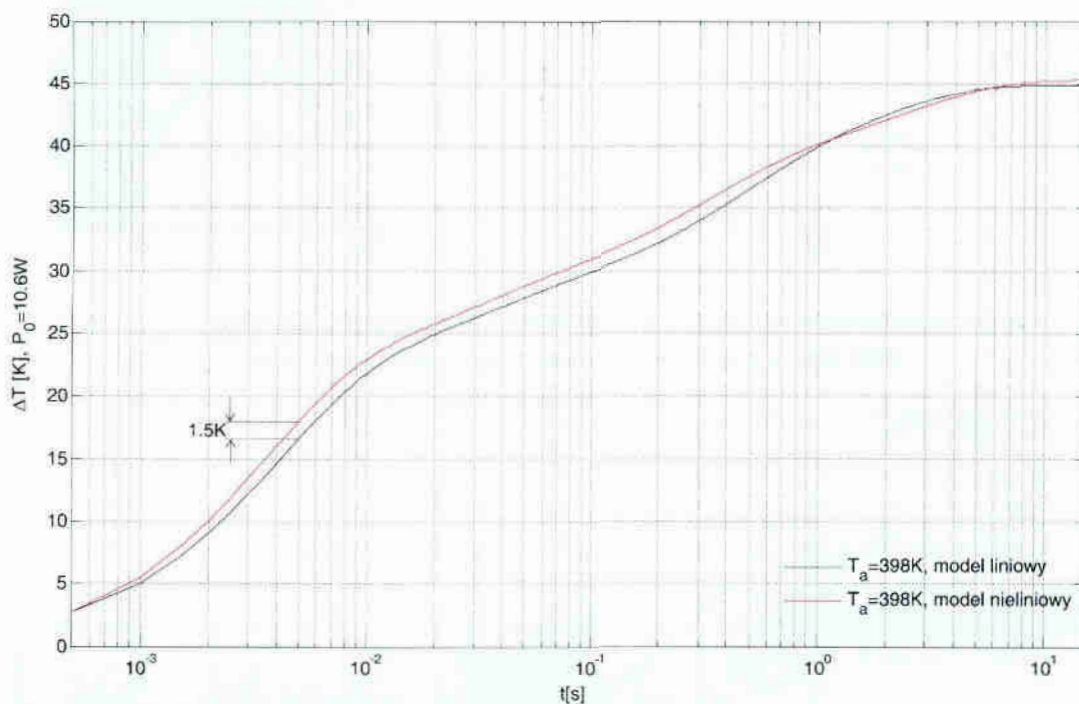
Po operacji całkowania i połączeniu składników całkowita moc cieplna wyrażona jest wzorem:

$$p(t) = \frac{(T_b + \Delta T)^{b_{\lambda} + 1} - T_b^{b_{\lambda} + 1}}{(b_{\lambda} + 1) \cdot (T_a^{b_{\lambda} + D}) \cdot K_a} + \frac{D \cdot \Delta T}{(T_a^{b_{\lambda} + D}) \cdot K_a} + C_a \cdot \frac{(T_b + \Delta T)^{b_c + H}}{T_a^{b_c + H}} \cdot \frac{dT}{dt} \quad (II.4)$$

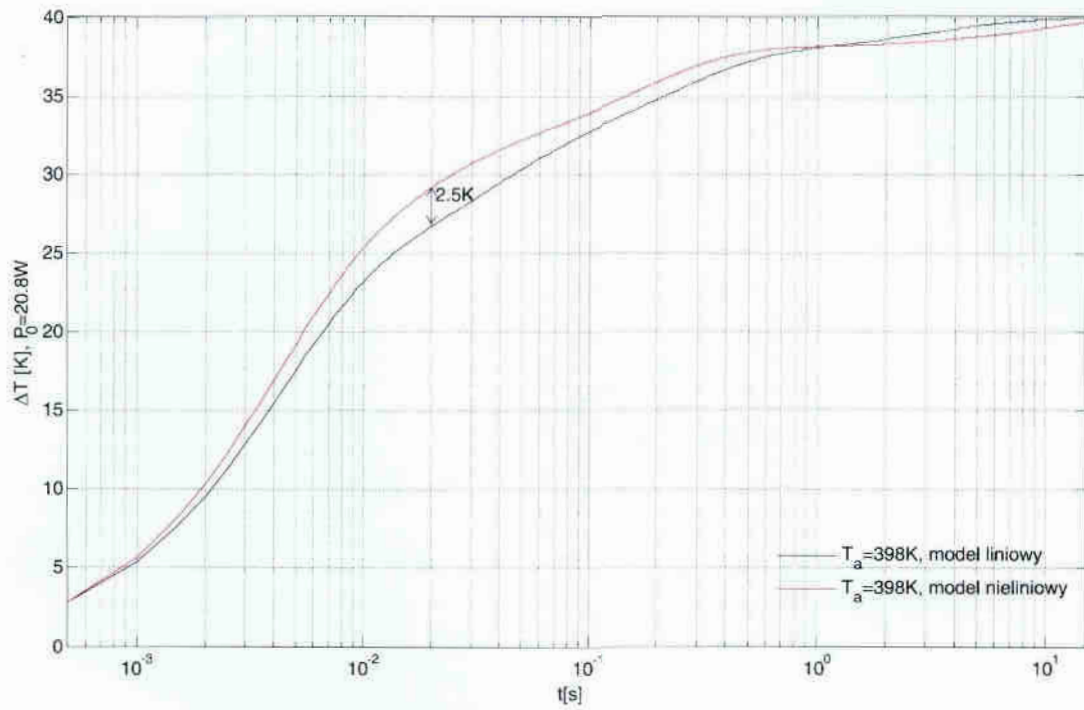
$$\dot{i}_p = \frac{(V_q + u_q)^{b_{\lambda, q} + 1} - V_q^{b_{\lambda, q} + 1}}{(b_{\lambda, q} + 1) \cdot (V_a^{b_{\lambda, q} + D_q}) \cdot K_{aq}} + \frac{D_q \cdot u_q}{(V_a^{b_{\lambda, q} + D_q}) \cdot K_{aq}} + C_{ac} \cdot \frac{(V_q + u_q)^{b_{c, q} + R_q}}{V_a^{b_{c, q} + R_q}} \cdot \frac{du_q}{dt} \quad (II.5)$$

Z.III. Odpowiedź termiczna diod na pobudzenie mocą o znanym kształcie – uzupełnienie

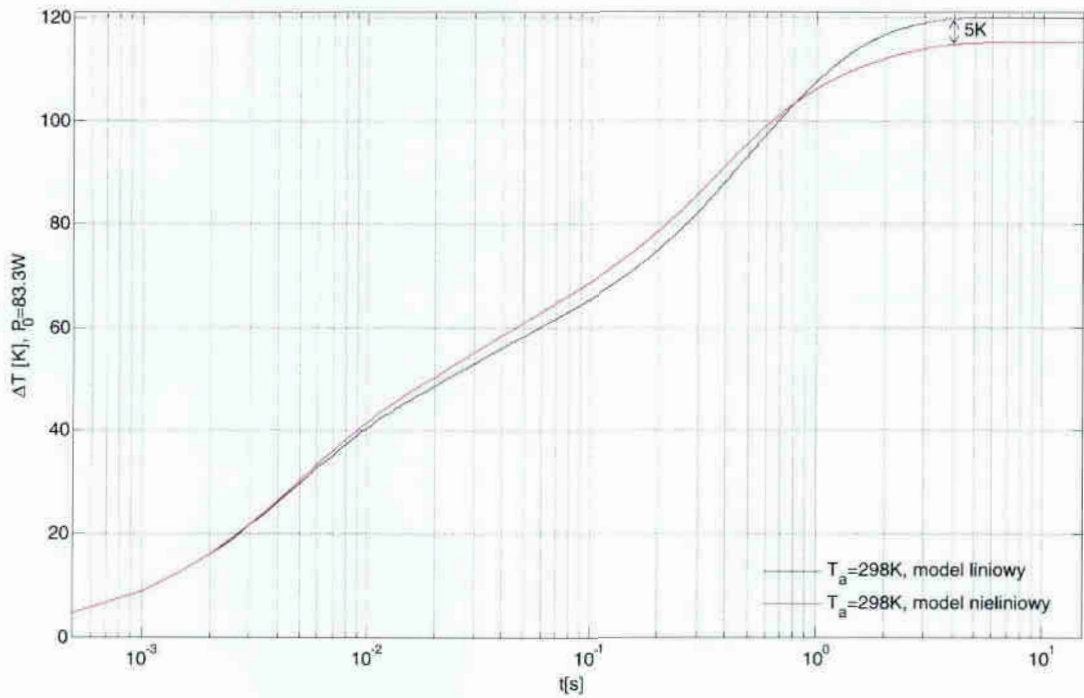
Na rys. III.1 – III.3 znajdują się przebiegi odpowiedzi termicznej odpowiedzi termicznej wybranych diod na uskoki mocy o amplitudzie równej wartości podawanej przez producenta średniej mocy dopuszczalnej dla danej temperatury obudowy (298K i 398K). Na rys. III.4, III.5 – przebiegi odpowiedzi termicznej na uskoki mocy o amplitudach dwu- trzykrotnie większych niż moce dopuszczalne i w temperaturach wyższych niż zalecane przez producenta.



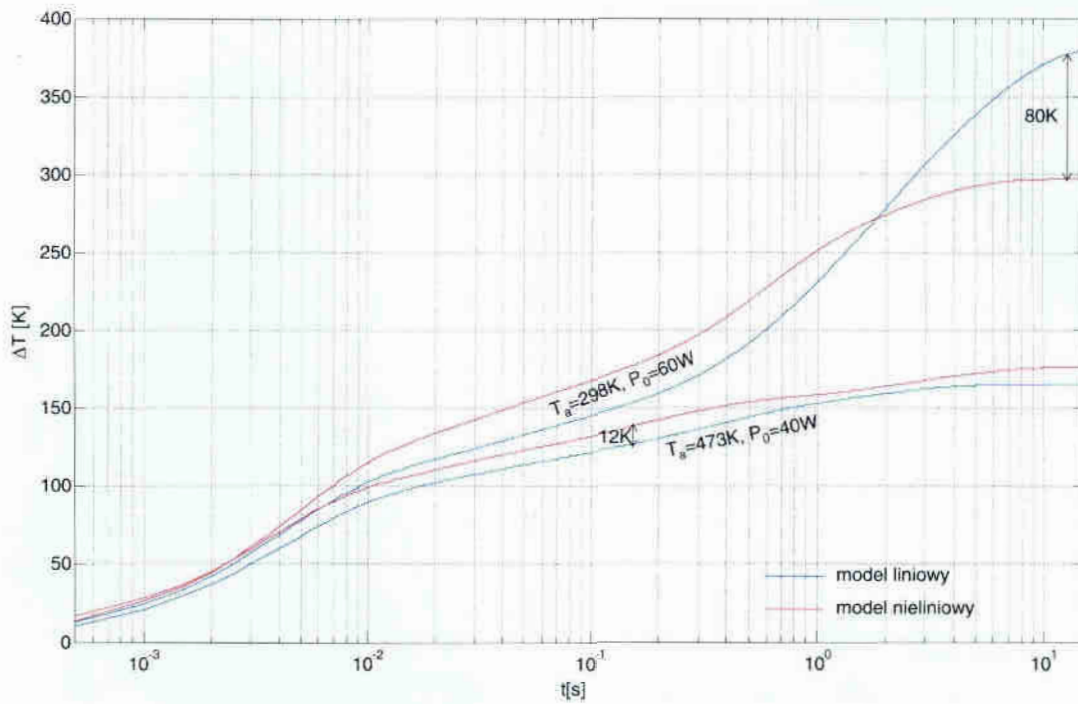
Rys. III.1. Odpowiedź termiczna diody CSD02060 na uskok mocy o amplitudzie 10.6W, wyznaczona w oparciu o model liniowy i nieliniowy dla temperatury otoczenia 398K.



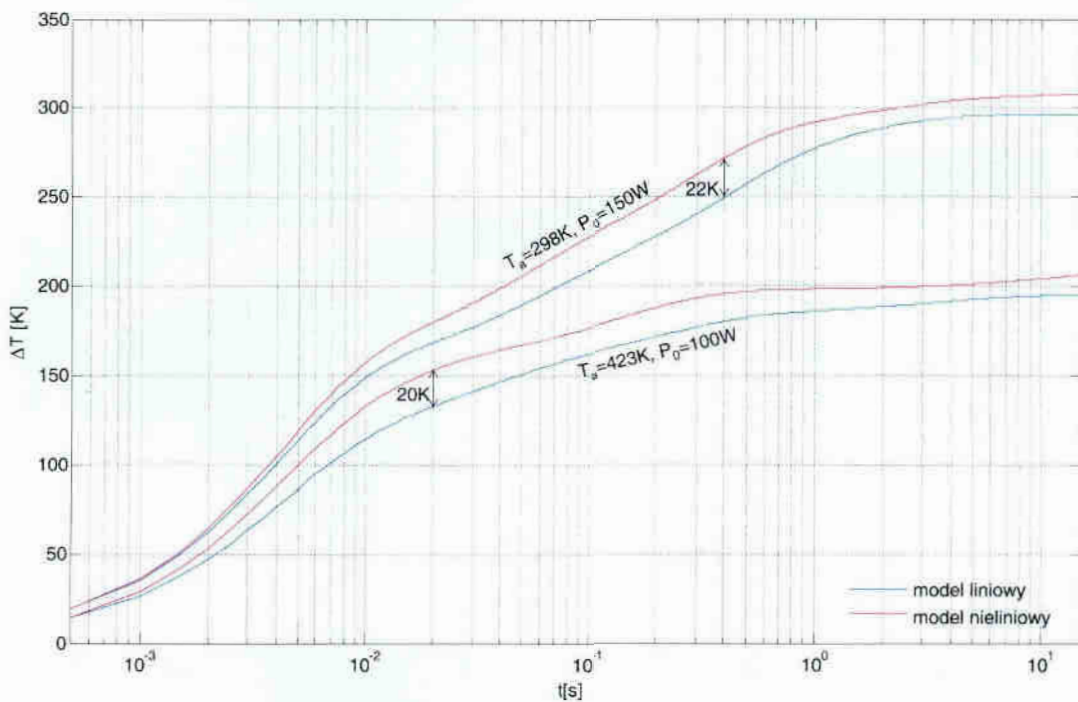
Rys. III.2. Odpowiedź termiczna diody CSD04060 na uskok mocy o amplitudzie 20.8W, wyznaczona w oparciu o model liniowy i nieliniowy dla temperatury otoczenia 398K.



Rys. III.3. Odpowiedź termiczna diody CSD06060 na uskok mocy o amplitudzie 83.3W, wyznaczona w oparciu o model liniowy i nieliniowy dla temperatury otoczenia 298K.

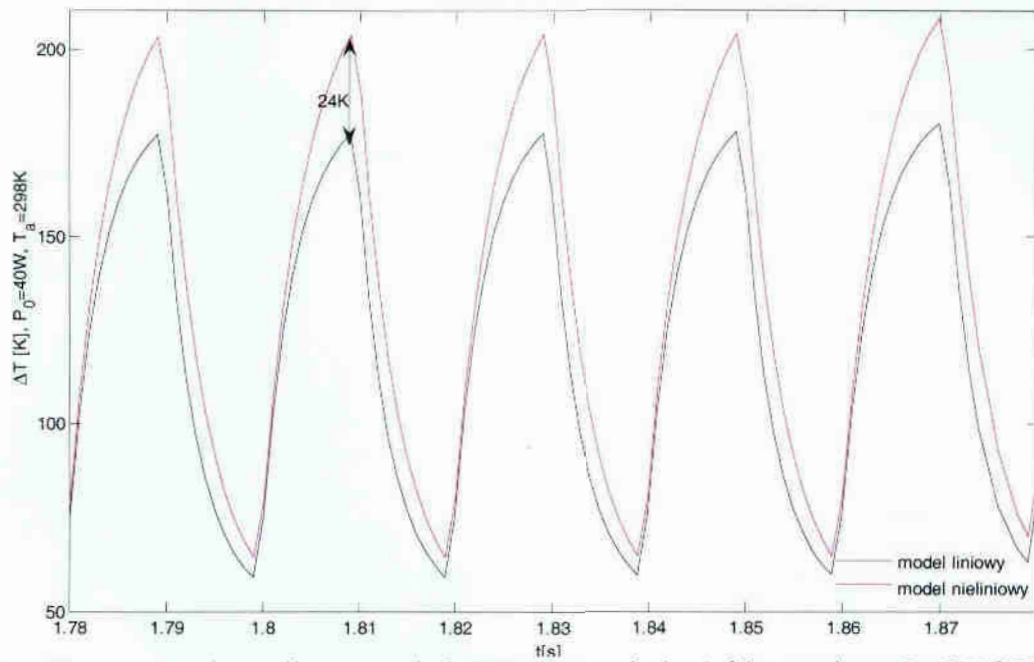


Rys. III.4. Odpowiedź termiczna diody CSD02060 na uskoki mocy o amplitudzie 60W dla $T_a=298\text{K}$ i 40W dla $T_a=473\text{K}$.

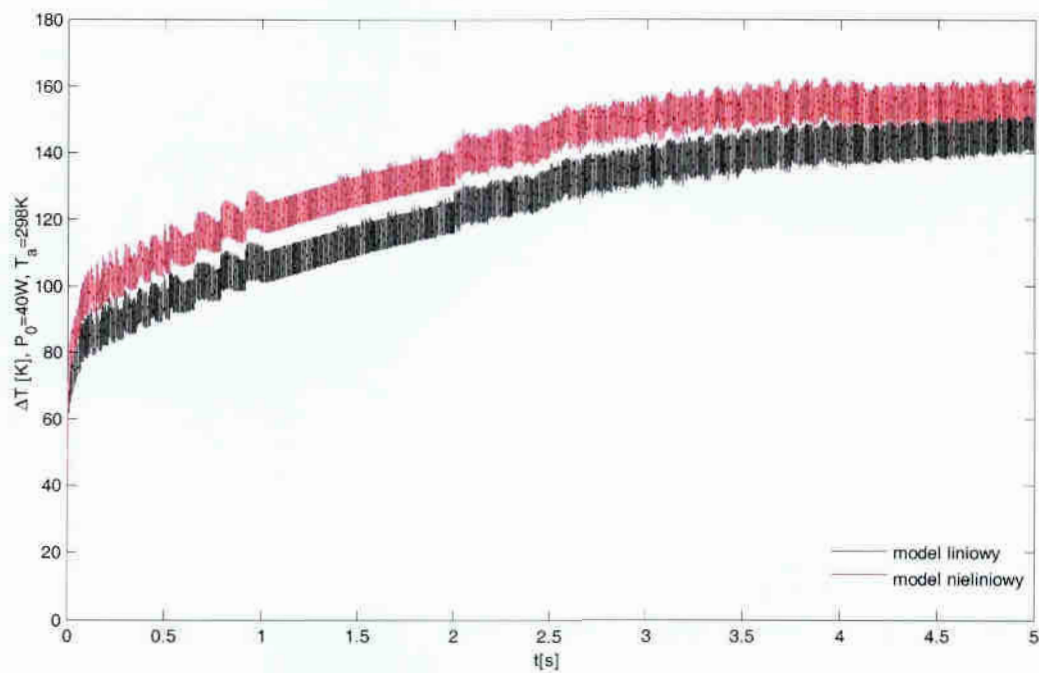


Rys. III.5. Odpowiedź termiczna diody CSD04060 na uskoki mocy o amplitudzie 150W dla $T_a=298\text{K}$ i 100W dla $T_a=423\text{K}$.

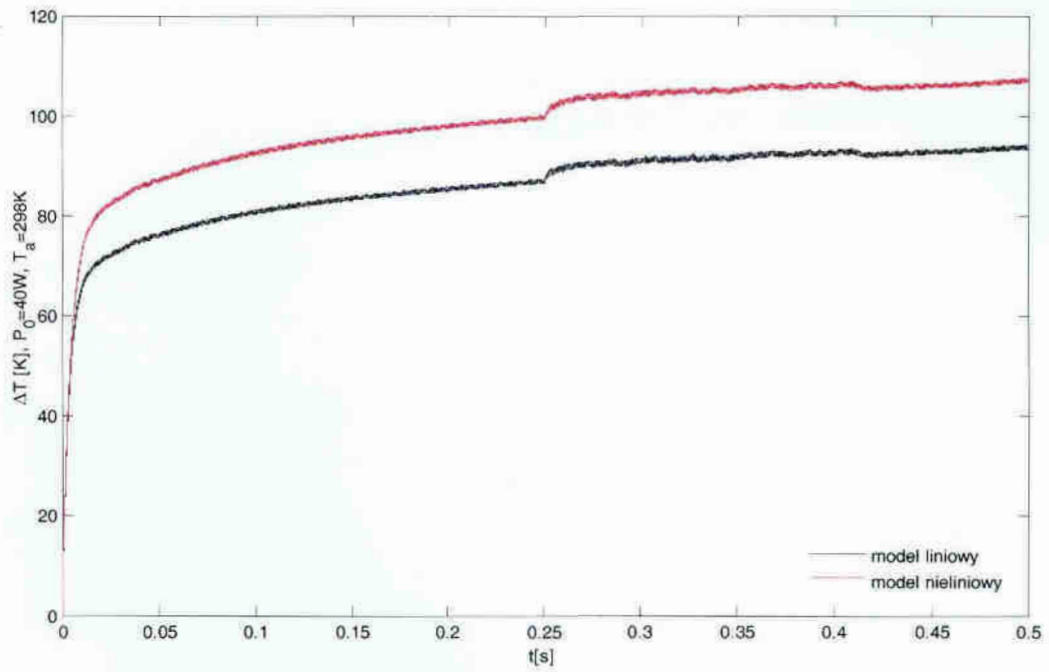
Na rys. III.6 – III.11 pokazano wyniki symulacji nadwyżek temperatury w diodach CSD01060 i CSD04060 przy pobudzeniu mocą o postaci fali prostokątnej o częstotliwościach 50Hz, 1kHz, 10kHz.



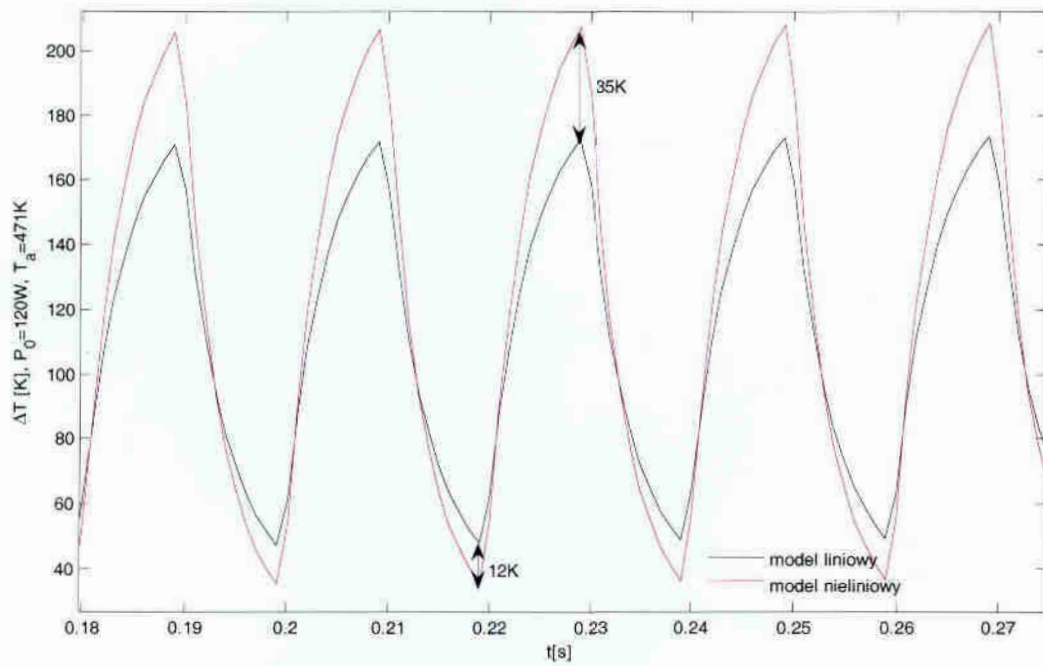
Rys. III.6. Odpowiedź termiczna diody CSD01060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=40$ W, $f=50$ Hz, $T_a=298$ K.



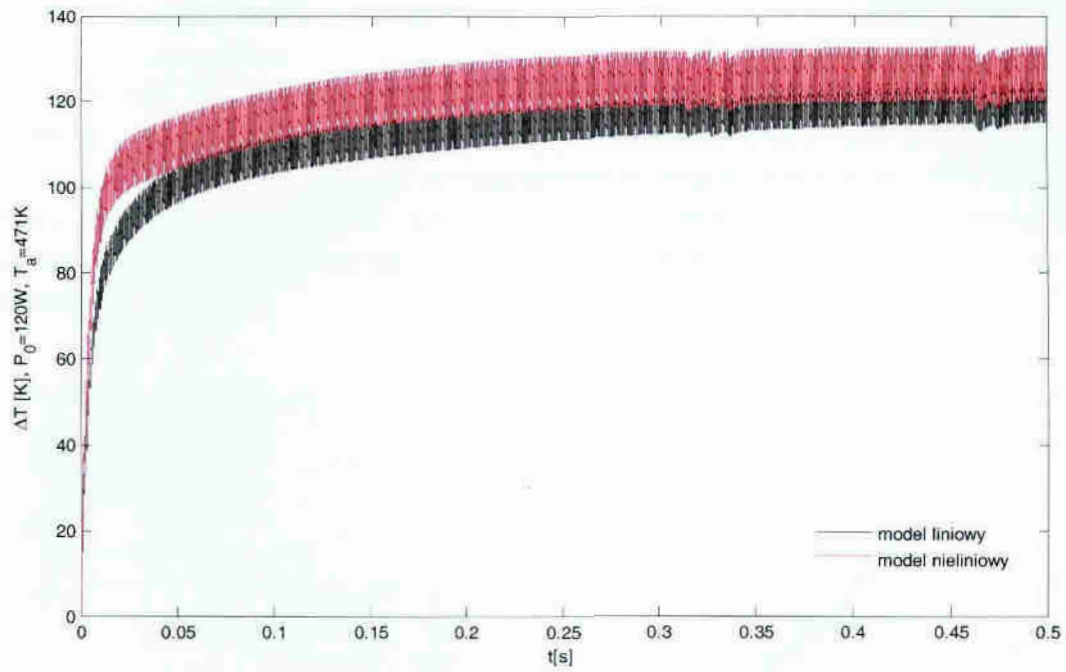
Rys. III.7. Odpowiedź termiczna diody CSD01060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=40$ W, $f=1$ kHz, $T_a=298$ K.



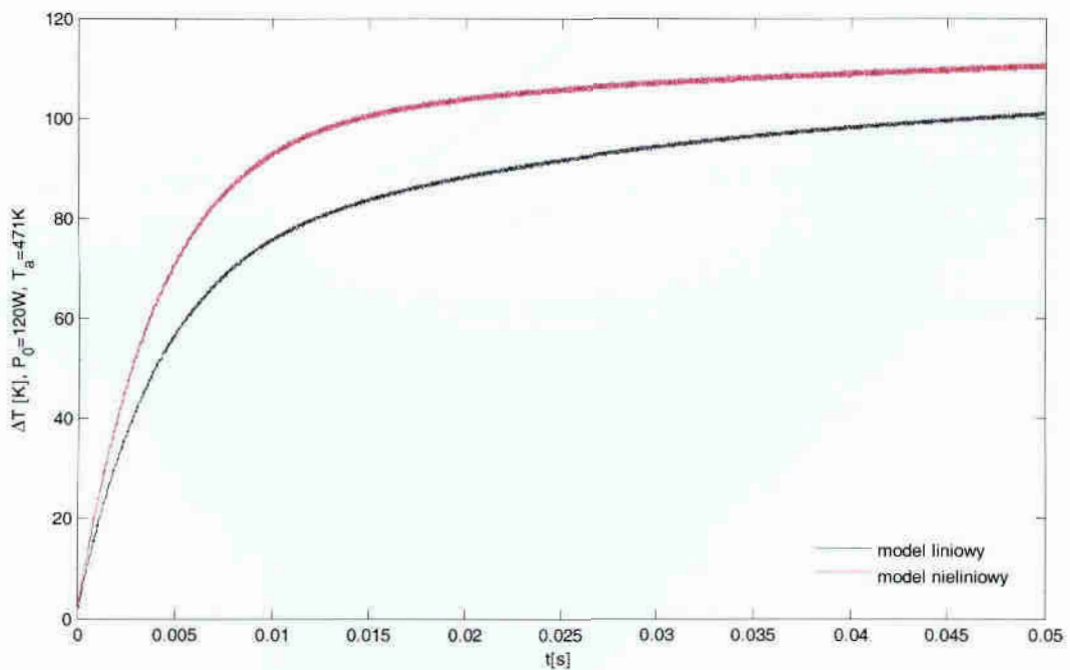
Rys. III.8. Odpowiedź termiczna diody CSD01060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=40W$, $f=10kHz$, $T_a=298K$.



Rys. III.9. Odpowiedź termiczna diody CSD04060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=120W$, $f=50Hz$, $T_a=417K$.



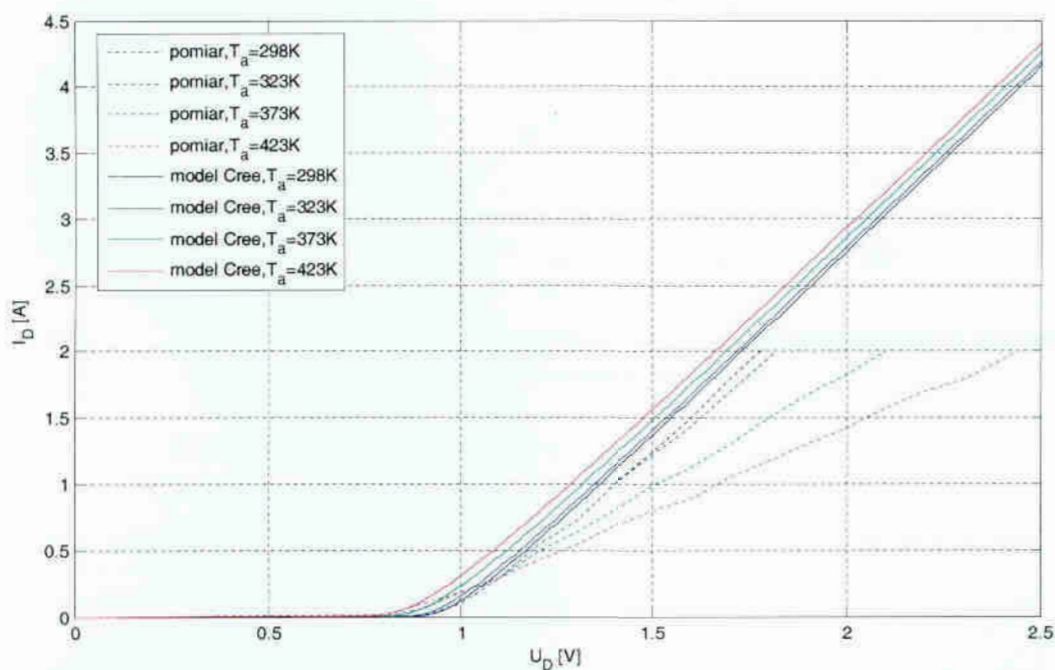
Rys. III.10. Odpowiedź termiczna diody CSD04060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=120W$, $f=1kHz$, $T_a=471K$.



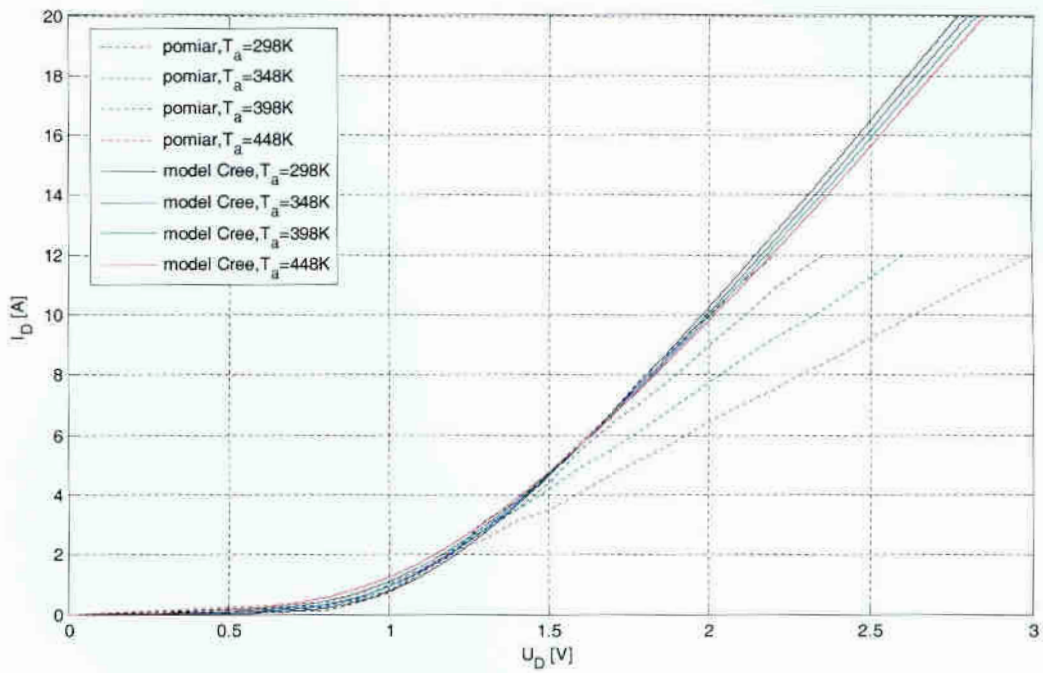
Rys. III.11. Odpowiedź termiczna diody CSD04060 na pobudzenie falą prostokątną, $P_0=120W$, $f=10kHz$, $T_a=471K$.

Z. IV. Charakterystyki DC – uzupełnienie

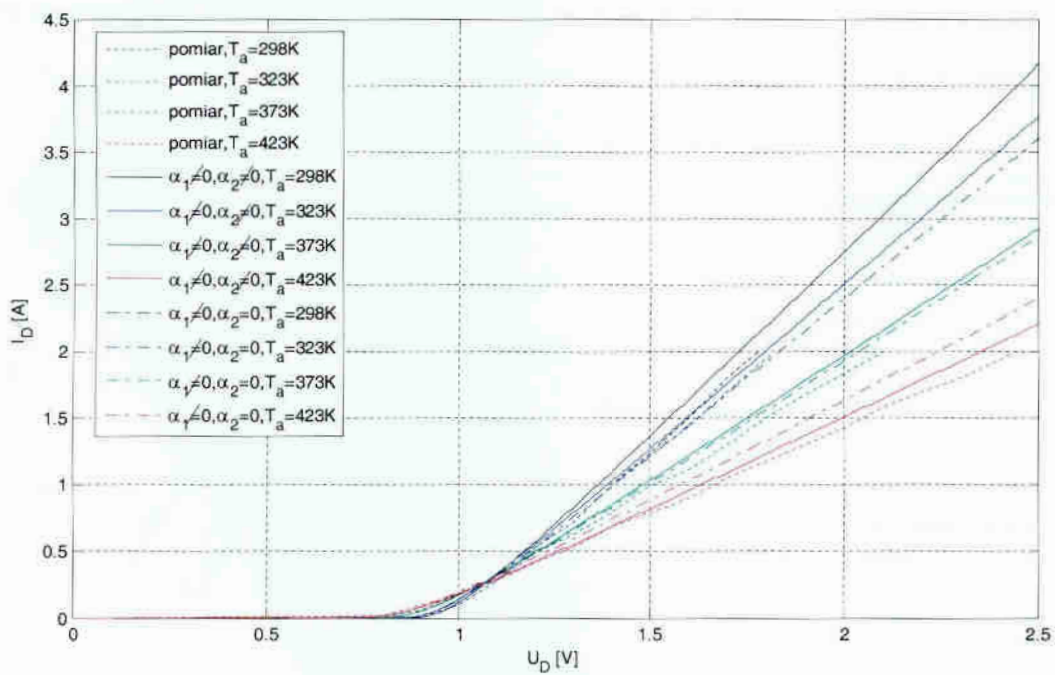
Na rys. IV.1, IV.2 pokazano porównanie charakterystyk statycznych diod CSD01060, CSD06060, wyznaczonych w oparciu o modele producenta przeznaczone dla PSPICE z charakterystykami pomiarowymi, zamieszczonymi w notach aplikacyjnych [47], [50]. Na rys. IV.3, IV.4 przedstawiono charakterystyki otrzymane po uzupełnieniu modeli producenta o współczynniki określające wpływ temperatury na rezystancję szeregową diod (2.39).



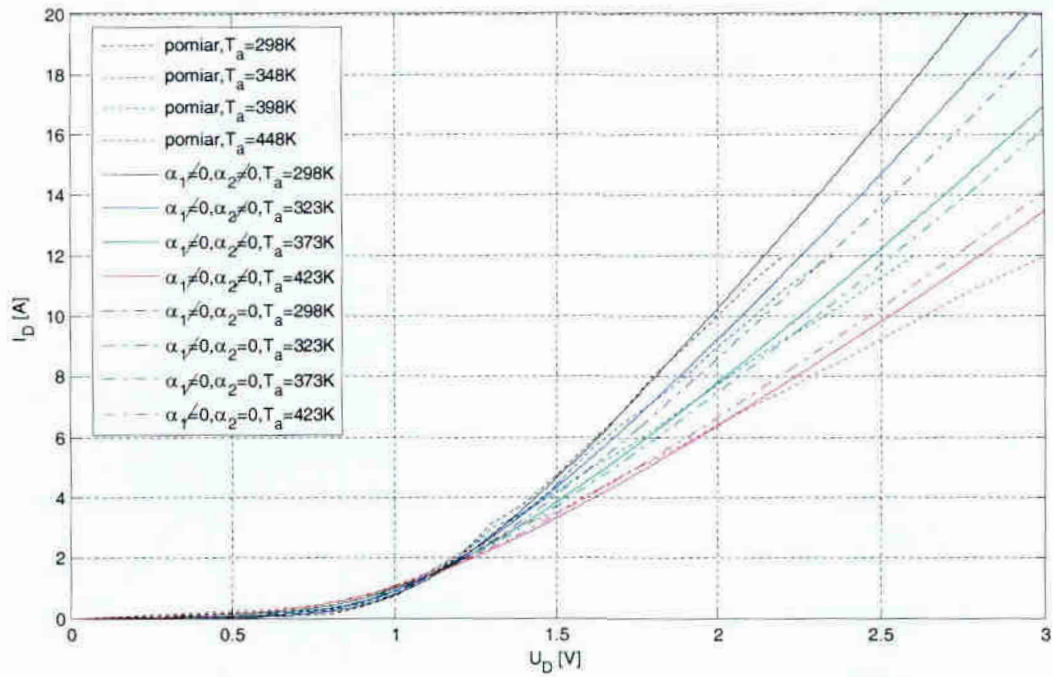
Rys. IV.1. Izotermiczne charakterystyki DC diody CSD01060 – dane katalogowe (linie przerywane) i obliczenia na podstawie modelu producenta (linie ciągłe).



Rys. IV.2. Izotermiczne charakterystyki DC diody CSD06060 – dane katalogowe (linie przerywane) i obliczenia na podstawie modelu producenta (linie ciągłe).

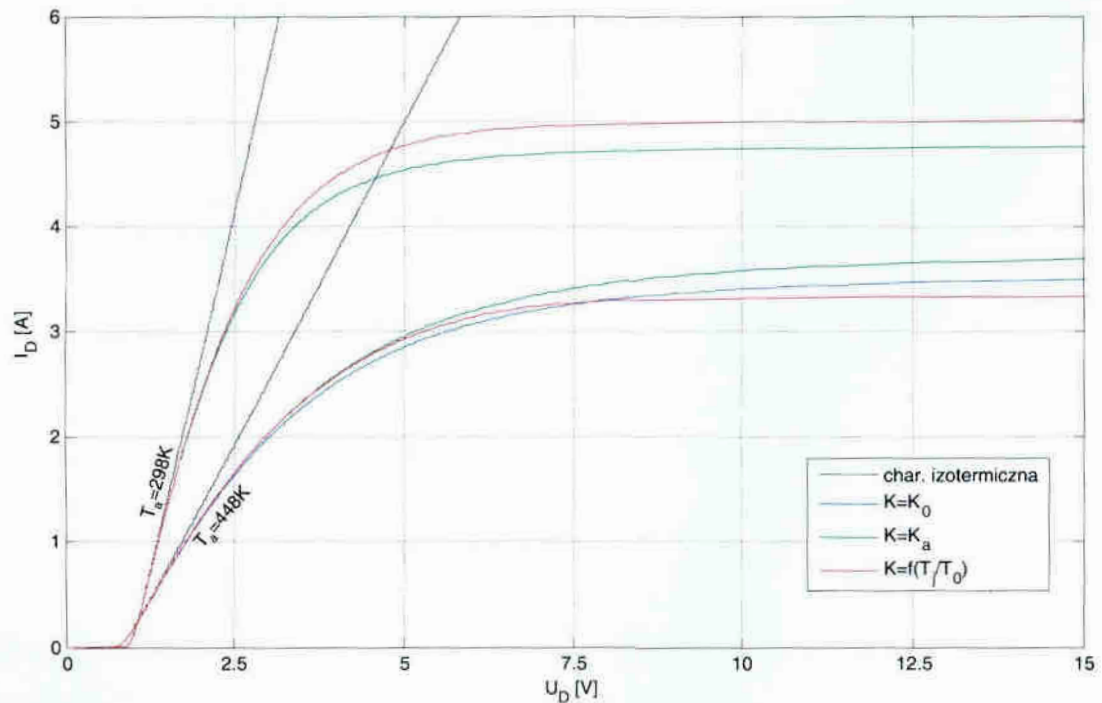


Rys. IV.3. Izotermiczne charakterystyki DC diody CSD01060 – dane katalogowe i obliczenia z uwzględnieniem wpływu temperatury otoczenia na rezystancję szeregową.

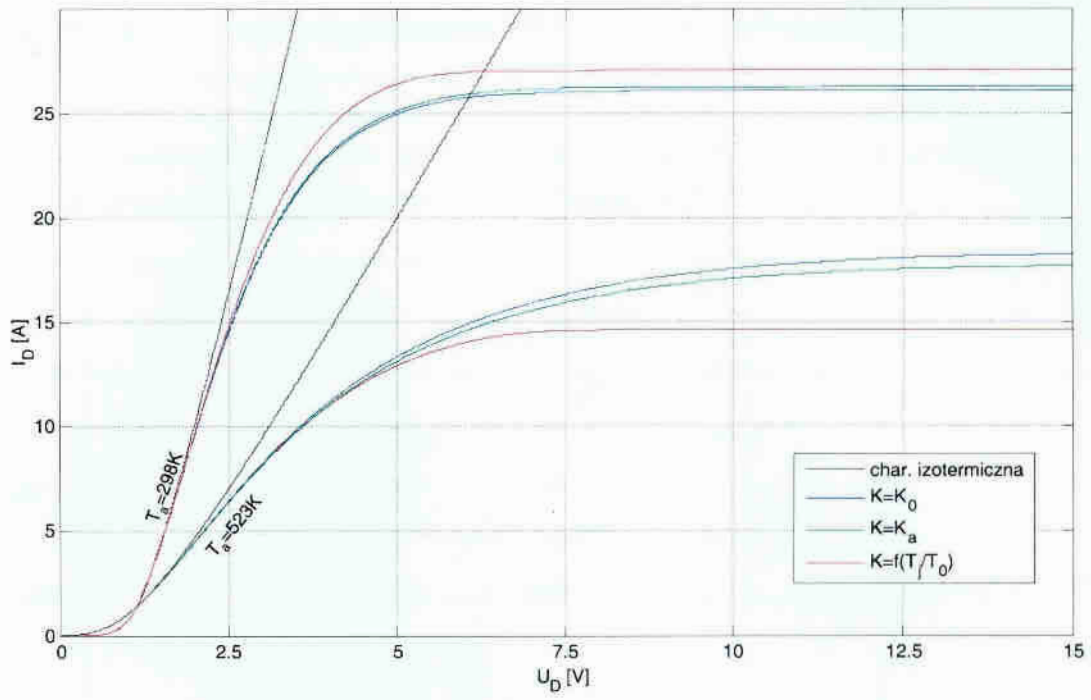


Rys. IV.4. Izotermiczne charakterystyki DC diody CSD06060 – dane katalogowe i obliczenia z uwzględnieniem wpływu temperatury otoczenia na rezystancję szeregową.

Na rys. IV.5, IV.6 przedstawiono porównanie izotermicznych i nieizotermicznych charakterystyk diod CSD01060, CSD06060. Charakterystyki nieizotermiczne wyznaczono w oparciu o model liniowy i nieliniowy.



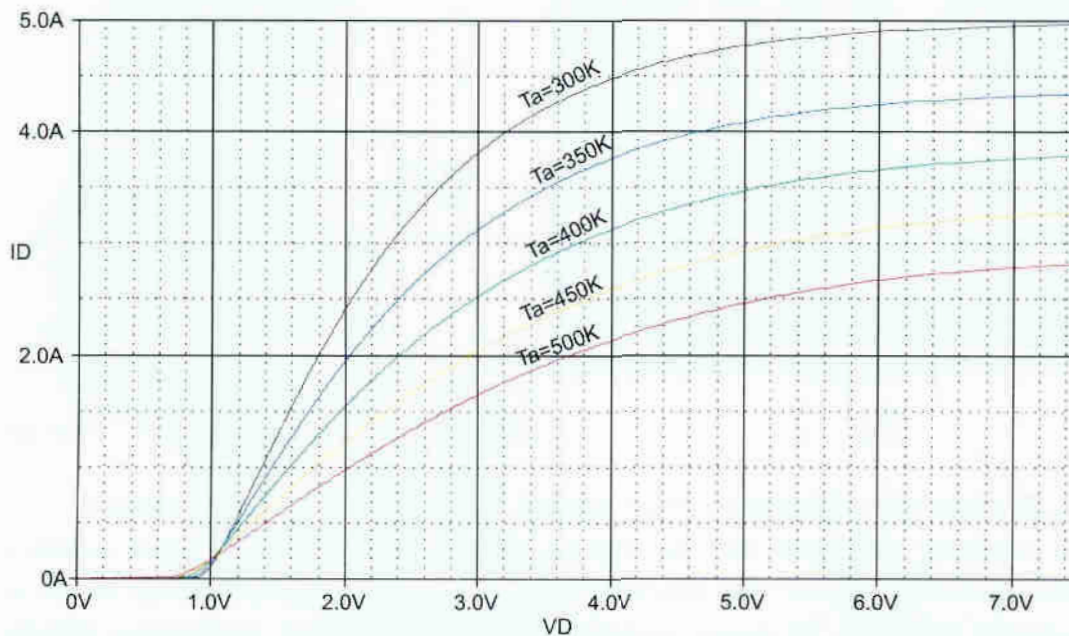
Rys. IV.5. Charakterystyki izotermiczne i nieizotermiczne diody CSD01060.



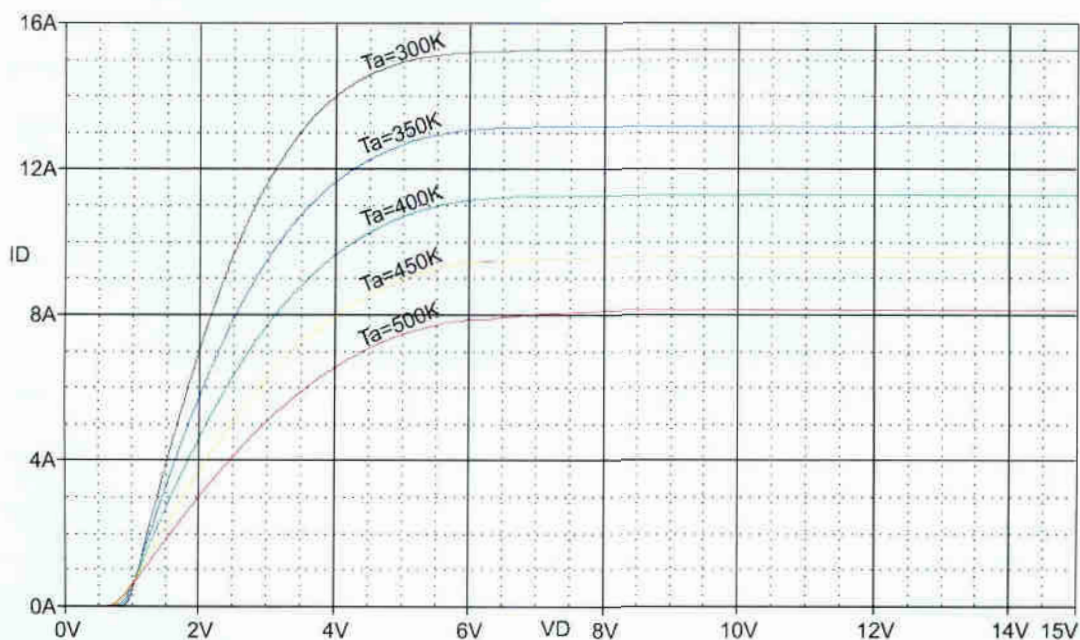
Rys. IV.6. Charakterystyki izotermiczne i nieizotermiczne diody CSD06060.

Z. V. Symulacje z wykorzystaniem PSPICE – uzupełnienie, pomiary

Na rys. V.1, V.2 przedstawiono rodziny charakterystyk nieizotermicznych dla różnych temperatur otoczenia diod CSD01060, CSD04060. Charakterystyki wyznaczone w oparciu o model dla PSPICE, opisany podrozdziale 7.4.3.

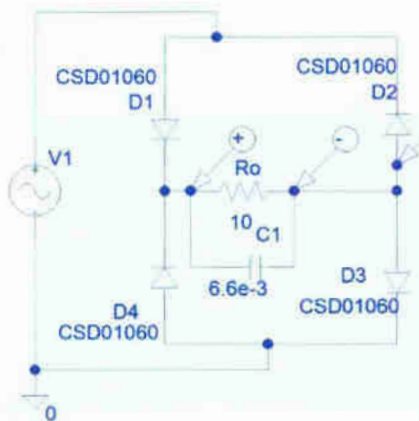


Rys. 8.V.1. Rodzina charakterystyk nieizotermicznych diody CSD01060.



Rys. V.2. Rodzina charakterystyk nieizotermicznych diody CSD04060.

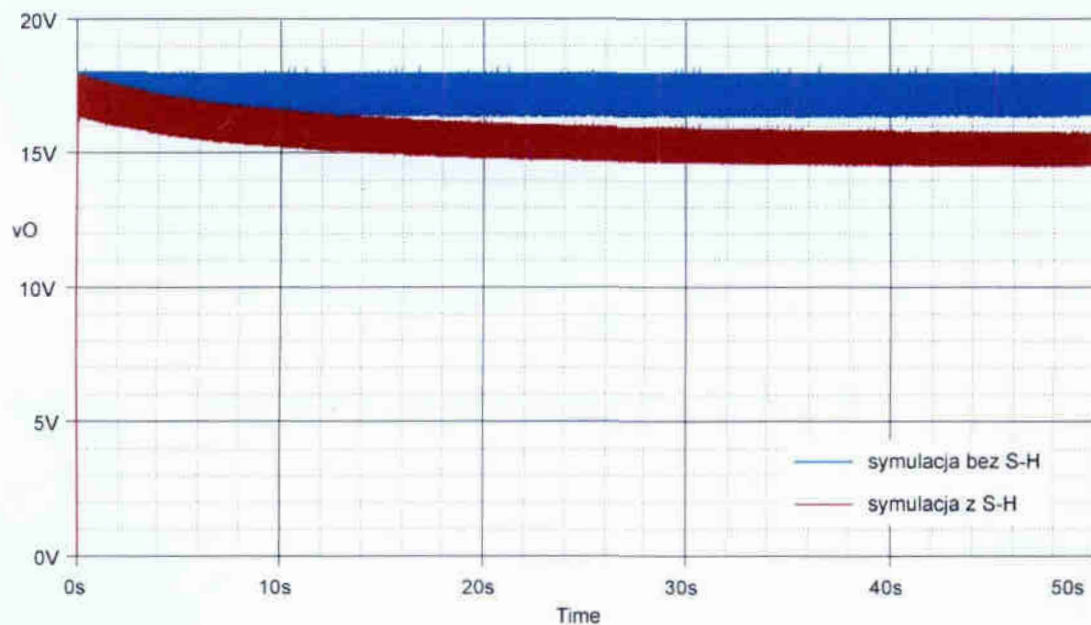
Poniżej przedstawiono wyniki symulacji i pomiarów przebiegów prądów i napięć w mostku prostowniczym, pokazanym na rys. 8.51.



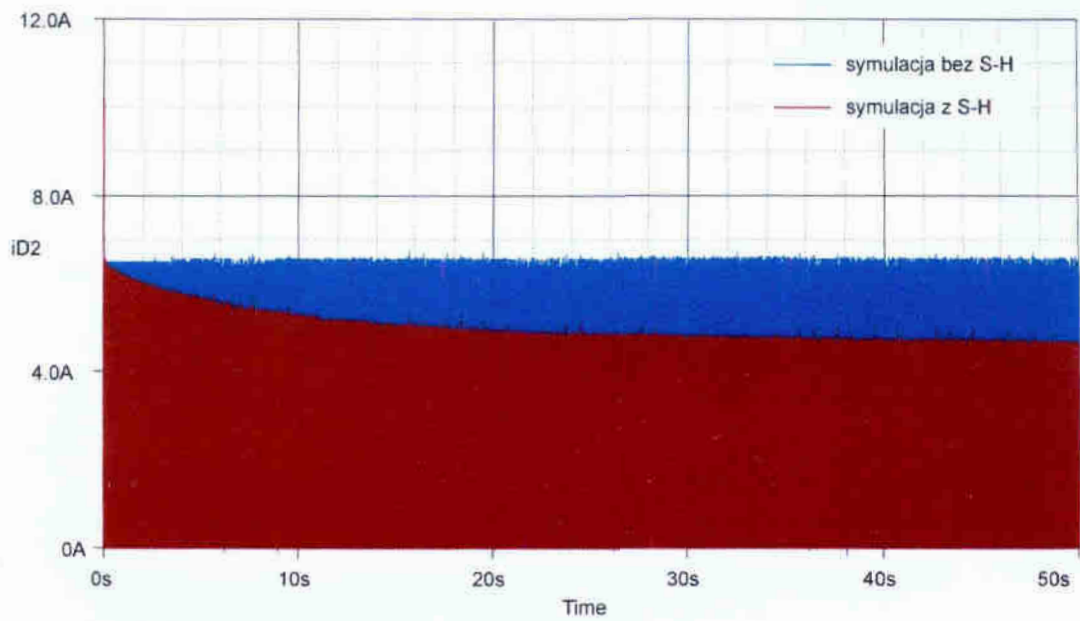
Rys. V.3. Badany mostek.

Zastosowano diody Schottky'ego z węgla krzemu CSD01060, bez radiatorów. Przebiegi impedancji termicznej wewnątrz – otoczenie, bez chłodzenia dostępne są w notach aplikacyjnych [46]. W tym wypadku konieczne było zastosowanie liniowego modelu termicznego, ponieważ producent udostępnia krzywą PIT dla jednej wartości temperatury otoczenia, w związku z czym nie jest możliwe precyzyjne określenie wpływu temperatury na parametry cieplne.

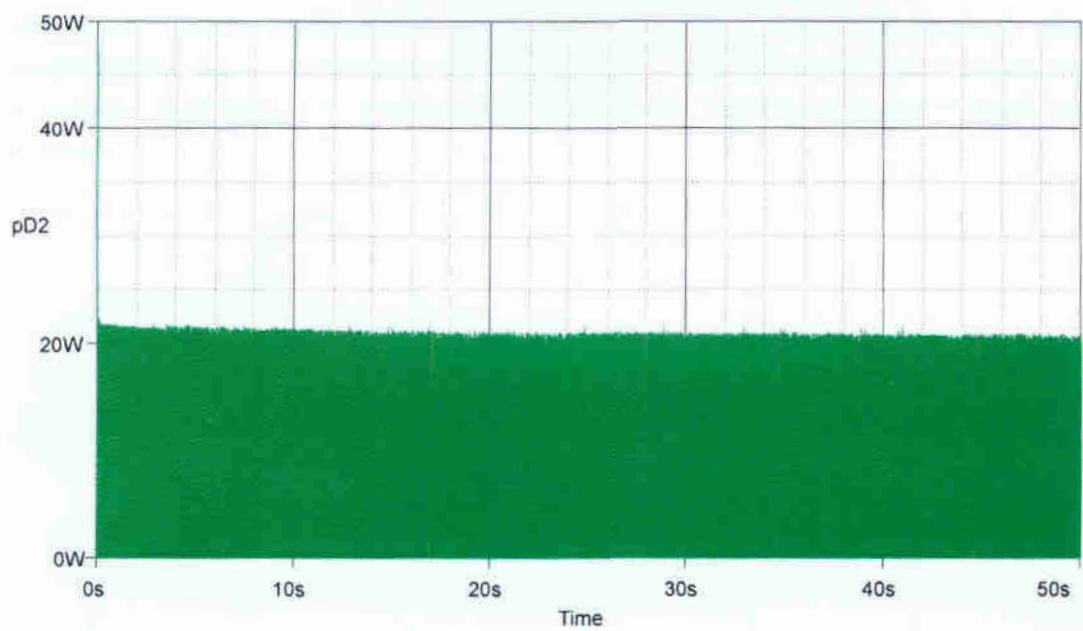
Na rys. V.4 – V.7 pokazano wyniki symulacji stanów przejściowych w układzie z uwzględnionym efektem samonagrzewania oraz bez jego uwzględniania.



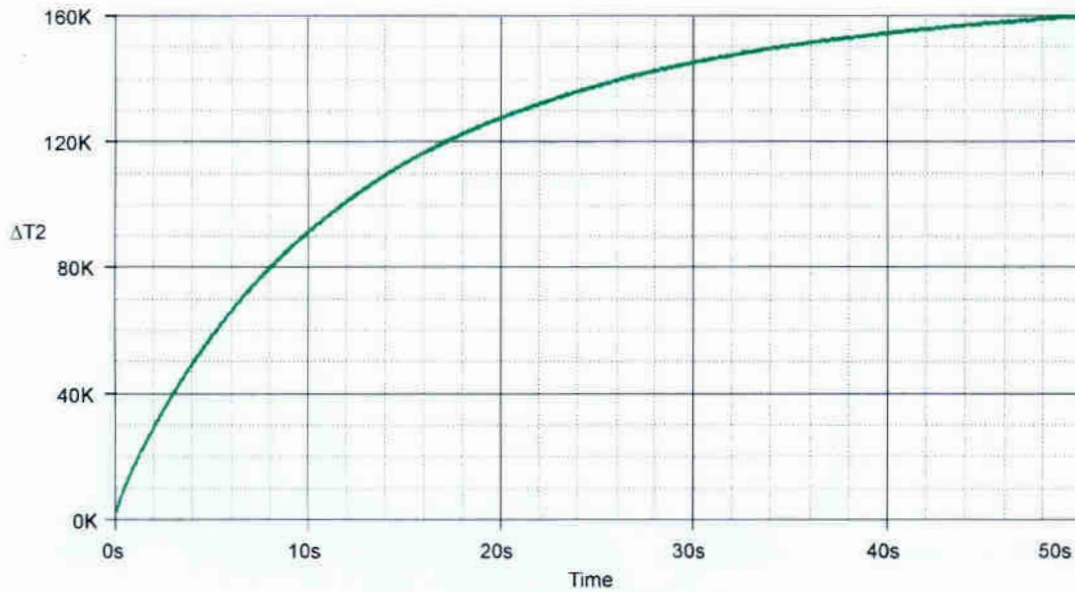
Rys. V.4. Napięcie wyjściowe obliczone bez uwzględnienia samonagrzewania oraz z jego uwzględnieniem.



Rys. V.5. Prąd diody D2 obliczony bez uwzględnienia samonagrzewania oraz z jego uwzględnieniem.

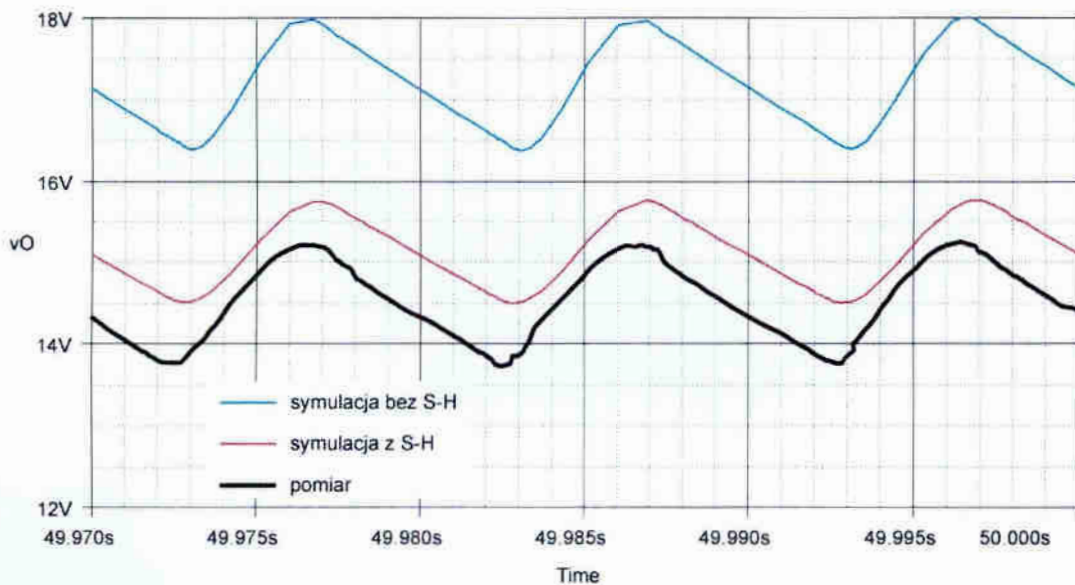


Rys. V.6. Moc w diodzie D2, w symulacji z uwzględnionym samonagrzewaniem.

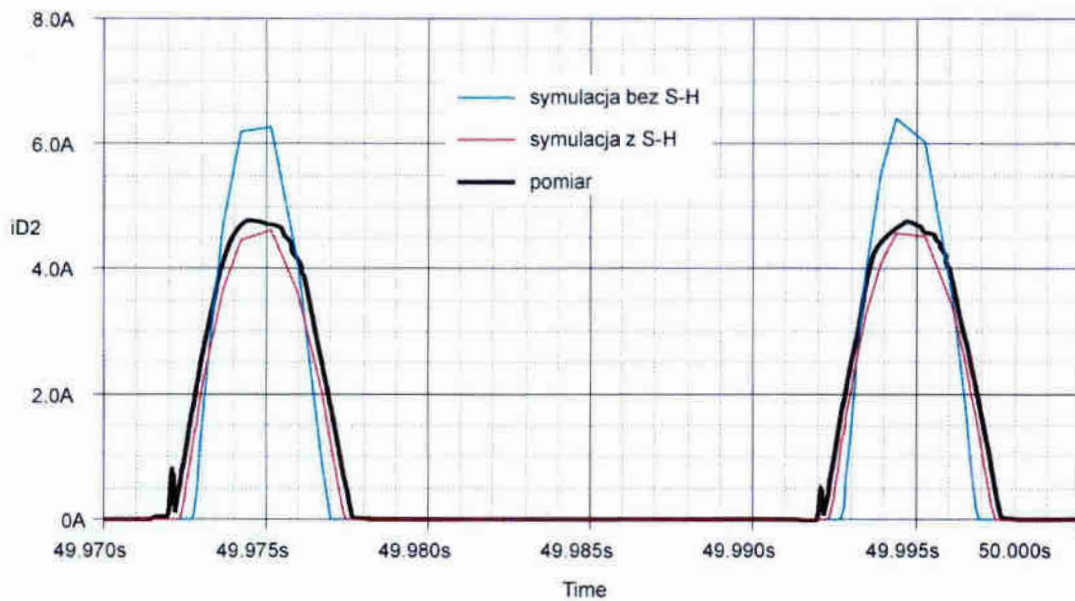


Rys. V.7. Nadwyżka temperatury wnętrza diody D2 ponad temperaturę otoczenia.

Na rys. V.8, V.9 pokazano porównanie wyników symulacji napięcia na obciążeniu mostka oraz prądu płynącego przez jedną z diod z wynikami pomiarów tych wielkości. Krzywe w kolorze niebieskim odpowiadają wynikom symulacji, w których nie uwzględniono efektu samonagrzewania, krzywe w kolorze czerwonym – wynikom symulacji z uwzględnionym efektem samonagrzewania, zaś krzywe czarne – wynikiem pomiaru.



Rys. V.8. Napięcie obciążenia, obliczone z uwzględnieniem i bez uwzględnienia samonagrzewania oraz zmierzone.



Rys. V.9. Prąd diody D2, obliczony z uwzględnieniem i bez uwzględnienia samonagrzewania oraz zmierzony.

W przedstawionym przypadku, wykorzystanie pełnego modelu elektrotermicznego dało wyraźną poprawę jakości symulacji.