

**INSTYTUT ENERGOELEKTRYKI
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ**

ROZPRAWA DOKTORSKA

**PROGNOZOWANIE TRWAŁOŚCI
WARYSTORÓW TLENKOWYCH ZnO
Z BIEŻĄCEJ PRODUKCJI**

Mgr inż. Marek Jaworski

**Promotor:
dr hab. inż. Zbigniew Wróblewski,
prof. nadzw. PWr.**



Wrocław 1999

SPIS TREŚCI

WAŻNIEJSZE OZNACZENIA	3
1. WSTĘP	5
1.1. Wprowadzenie.....	5
1.2. Teza i zakres rozprawy doktorskiej.....	8
2. WŁAŚCIWOŚCI WARYSTORÓW Z TLENKÓW METALI	11
2.1. Mikrostruktura warystorów ZnO	11
2.2. Mechanizmy przewodzenia prądu w warystorach ZnO	16
2.3. Mechanizm działania warystora dla trzech zakresów jego pracy	22
2.4. Schemat zastępczy warystora.....	26
3. ANALIZA FIZYKI DEGRADACJI WŁASNOŚCI	
WARYSTORÓW TLENKOWYCH	31
3.1. Wpływ temperatury na trwałość warystorów tlenkowych.....	31
3.2. Degradacja własności elektrycznych warystorów ZnO	34
4. WARYSTORY TLENKOWE ZNO JAKO ELEMENTY	
OCHRONY PRZED PRZEPĘCIAMI	40
4.1. Mechanizmy powstawania przepięć.....	40
4.2. Sposoby ograniczania przepięć łączeniowych	45
4.3. Dobór warystorowych ograniczników przepięć i warystorów tlenkowych do warunków eksploatacji	49
4.4. Analiza przebiegu prądu warystora i wartości absorbowanych energii podczas ograniczania przepięć	52
5. TRWAŁOŚĆ WARYSTORÓW TLENKOWYCH	55
5.1. Pojęcie niezawodności warystorów	55
5.2. Wskaźniki niezawodności warystorów	57
5.3. Metodologiczne podstawy tworzenia modeli niezawodności warystorów	59
5.3.1. Wprowadzenie.....	59
5.3.2. Kryteria wyboru parametrów prognozujących trwałość warystorów.....	61
5.3.3. Rodzaje badań niezawodności warystorów	63
5.4. Laboratoryjne badania parametrów charakteryzujących trwałość warystorów tlenkowych.....	65
5.4.1. Budowa stanowiska laboratoryjnego	65

5.4.2. Metody badań parametrów charakteryzujących trwałość warystorów tlenkowych	69
5.4.3. Wyniki badań laboratoryjnych i analiza ich przydatności do prognozowania trwałości warystorów tlenkowych	70
5.4.4. Wnioski z przeprowadzonych badań laboratoryjnych	83
6. ANALITYCZNE MODELE NIEZAWODNOŚCI WARYSTORÓW TLENKOWYCH.....	86
6.1. Uogólniony model dyskretny niezawodności warystorów ZnO	86
6.2. Estymacja parametrów funkcji niezawodności wg modelu dyskretnego oraz statystyczna ocena jej wskaźników	88
6.3. Uogólniony model ciągły niezawodności warystorów ZnO	92
6.4. Estymacja parametrów funkcji niezawodności wg modelu ciągłego oraz statystyczna ocena jej wskaźników	94
7. SYMULACJA CYFROWA PROCESÓW POWSTAWANIA USZKODZEŃ WARYSTORÓW TLENKOWYCH	96
7.1. Podstawy tworzenia symulacyjnych modeli niezawodności	96
7.2. Symulacyjny jednoparametryczny model cyfrowy niezawodności warystorów z generacją wartości parametrów prognozujących trwałość warystorów ZnO	97
7.3. Symulacyjny wieloparametryczny model cyfrowy niezawodności warystorów z generacją wartości parametrów prognozujących trwałość warystorów ZnO	100
8. WERYFIKACJA OBLICZENIOWA PROPONOWANYCH MODELI NIEZAWODNOŚCI WARYSTORÓW TLENKOWYCH	101
8.1. Struktura programów komputerowych służących do prognozowania trwałości warystorów ZnO	101
8.2. Wyniki badań komputerowych	105
8.3. Analiza wyników badań komputerowych	115
9. METODA PROGNOZOWANIA TRWAŁOŚCI WARYSTORÓW Z BIEŻĄCEJ PRODUKCJI.....	117
9.1. Procedura wyznaczania trwałości warystorów tlenkowych.....	117
9.2. Graficzna metoda szacowania trwałości $T_{\gamma\beta}$	118
10. WNIOSKI KOŃCOWE.....	122
11. LITERATURA	124

WAŻNIEJSZE OZNACZENIA

- A – stała Richardsona,
 a_x, b_x, c_x – współczynniki krzywych regresji zmian parametru x ,
 $D^2(X), D(X)$ – wariancja i odchylenie standardowe zmiennej X ,
 $E(X)$ – wartość oczekiwana zmiennej losowej X ,
 E_C – pasmo przewodnictwa,
 E_F – poziom Fermiego,
 E_V – pasmo walencyjne,
 e – elementarny ładunek elektronu,
 F – statystyka F-Snedceora,
 $F(X)$ – dystrybuanta zmiennej losowej X ,
 $f(X)$ – gęstość prawdopodobieństwa zmiennej losowej X ,
 g – funkcja Yielda,
 H, h_j – integralna oraz indywidualna pojemność informatywna parametru,
 I_{tm} – najwyższy dopuszczalny udar prądowy,
 I_u – prąd ucięcia łącznika,
 i_v – prąd warystora,
 j_d – gęstość prądu dziurowego,
 j_e – gęstość prądu elektronowego,
 K_j – współczynnik do wyznaczania granic jednostronnego przedziału tolerancji statystycznej,
 k – stała Boltzmana,
 k_p – współczynnik przebiegów,
 k_w – współczynnik zależny od wymiarów i własności materiałowych warystora,
 k_α – stosunek maksymalnej wartości prądu ucięcia łącznika I_u do amplitudy wyłączanego prądu indukcyjnego,
 k_g – współczynnik temperaturowy warystora,
 N – liczba impulsów prądowych,
 N_{gr} – maksymalna liczba impulsów prądowych jaką mogą wytrzymać bez uszkodzenia warystory,
 N_0 – koncentracja poziomów donorowych,
 N_p – koncentracja ładunków powierzchniowych na granicy ziaren ZnO,
 n – liczba próbek warystorów,
 n_s – liczba symulacji procesu powstawania uszkodzeń,
 P_{max} – największa dopuszczalna średnia moc warystora,
 $P(X)$ – prawdopodobieństwo zdarzenia X ,
 $P_k(t)$ – prawdopodobieństwo poprawnej pracy warystorów,
 p – liczba punktów pomiarowych,
 Q_e – ładunek elektronów,
 Q_d – ładunek dziur,
 $R(t)$ – funkcja niezawodności warystorów,
 R_v – rezystancja warystora,

- r_j, r_{ij} - współczynniki korelacji pomiędzy j-tym parametrem i liczbą impulsów probierczych oraz między parametrami i-tym i j-tym,
 r_w - rezystancja wewnętrzna ziaren warystora,
 T - temperatura bezwzględna,
 $T_{\gamma\beta}$ - trwałość gamma-beta procentowa,
 t - czas pracy obiektu,
 t_i - czas trwania impulsu ekwiwalentnego,
 t_r - rzeczywisty czas trwania impulsu prądowego,
 $t_{n-1,\beta}$ - kwantyl rozkładu t-Studenta,
 t_r - statystyka do oceny istotności korelacji liniowej,
 U_v - napięcie na warystorze,
 U_{acm}, U_{dcm} - najwyższe trwałe napięcie przemienne i stałe warystora,
 U_{CL} - napięcie obcinane,
 U_{01}, U_1, U_{10} - napięcia charakterystyczne warystora mierzone przy przepływie przez niego prądów o wartościach 0.1, 1 i 10 mA,
 U_{lmax} - najwyższe napięcie na warystorze podczas przepływu prądu 1 mA,
 U_{lmin} - graniczna wartość napięcia charakterystycznego U_1 ,
 W_i - energia pojedynczego impulsu,
 W_{vmax} - maksymalna wartość energii dostarczana warystorowi podczas ograniczania przepięcia,
 y_γ - kwantyl standaryzowanego rozkładu normalnego,
 z - liczba przedziałów pomiarowych,
 α, β - poziomy istotności i ufności,
 $\alpha_{0.1/1}, \alpha_{1/10}$ - współczynniki nieliniowości warystorów,
 α_{min} - graniczna wartość współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$,
 γ - część populacji warystorów,
 $\Delta\alpha_{0.1/1}$ - elementarny spadek wartości współczynnika nieliniowości,
 $\delta(x)$ - funkcja Diraca,
 ϵ_0 - przenikalność dielektryczna próżni,
 Φ_B - wysokość bariery potencjału,
 $\Phi(x)$ - funkcja Laplace'a,
 λ - średnia intensywność zmniejszania się wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$,
 $\lambda(t)$ - intensywność uszkodzeń,
 $\Theta(x)$ - funkcja jednostkowa,
 $\chi^2_{n,\beta}$ - kwantyl rozkładu chi-kwadrat dla n stopni swobody i rzędu β .

1. WSTĘP

1.1. Wprowadzenie

Zagadnienia ochrony przepięciowej systemów, sieci oraz urządzeń elektroenergetycznych i energoelektronicznych stają się ostatnio szczególnie ważne. Przepięcia atmosferyczne lub generowane w systemie przepięcia łączeniowe prowadzą do uszkodzeń izolacji urządzeń i innych elementów sieci elektroenergetycznej oraz powodują zakłócenia w ich działaniu. Wiąże się to oczywiście ze znacznymi stratami materialnymi.

O ile przepięcia atmosferyczne w naszym kraju nie są zjawiskiem bardzo częstym to liczba przepięć łączeniowych, towarzyszących np. włączaniu lub wyłączaniu silników indukcyjnych, zwiększyła się bardzo w ostatnich latach. Spowodowane to było pojawieniem się elementów łączeniowych zdolnych do bardzo szybkiego przerywania obwodów elektrycznych i generowania przepięć o dużych wartościach i stromościach narastania. Takimi elementami są coraz powszechniej stosowane łączniki próżniowe.

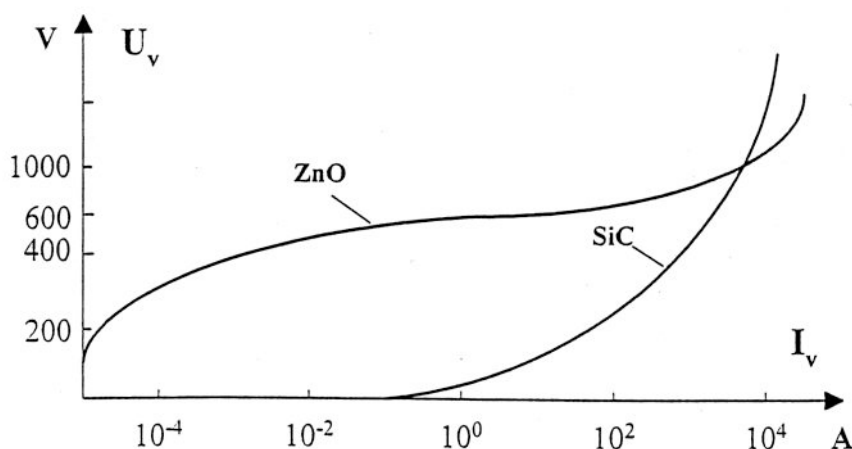
Pierwszymi urządzeniami do ochrony przed przepięciami były ograniczniki przepięć zwane również odgromnikami. Ich działanie polegało na odprowadzeniu fali przepięciowej do ziemi przez odpowiedni układ o nieliniowej charakterystyce napięciowo-prądowej. Budowa ich opierała się o takie elementy nieliniowe jak iskierniki z przerwą powietrzną, prostowniki selenowe, diody Zenera lub warystory oparte na osnowie węgla krzemu SiC.

Idealny ogranicznik przepięć powinien natychmiast zareagować na przepięcie, ograniczając jego wartość i sprowadzając prąd przepięcia do ziemi, a następnie – z chwilą powrotu do normalnego napięcia pracy sieci – powinien ograniczyć, do jak najmniejszej wartości, przepływ prądu następczego. Odgromniki zaworowe wyposażone w iskierniki i warystory z karborundu (SiC) nie spełniały tych zadań w sposób zadowalający.

Dużym skokiem jakościowym w dziedzinie ochrony przepięciowej różnego rodzaju urządzeń energoelektronicznych oraz elektroenergetycznych, stosowanych zarówno w obwodach niskonapięciowych jak i obwodach najwyższych napięć, stało się wynalezienie warystorów tlenkowych opartych na bazie tlenku cynku ZnO. Po raz pierwszy poinformowała o tym japońska firma Matsuhita Electric w roku 1968. Wytwarzane przez tę firmę warystory przeznaczone były początkowo do ochrony przepięciowej obwodów elektronicznych o stosunkowo niskich napięciach. Po udoskonaleniu metod produkcji, gdy udało się uzyskać nieliniowy materiał o dużej rezystywności oraz odporności na duże udary prądowe, wiele firm zaczęło produkować warystory ZnO na wyższe napięcia, przystosowane już do absorpcji znacznie większych energii. W dziedzinie tej przodowała amerykańska firma General Electric, która już w roku 1970 wyprodukowała warystory tlenkowe ZnO z przeznaczeniem do budowy odgromników beziskiernikowych na wysokie napięcia. W Japonii pierwsze takie odgromniki zainstalowano w sieciach średnich napięć w roku 1973. Do 1979 r. było już ich w eksploatacji ponad 100 sztuk [76].

Warystory tlenkowe ZnO są stosowane jako samodzielne środki ochrony przepięciowej oraz jako podstawowe elementy składowe warystorowych ograniczników przepięć w tym odgromników beziskiernikowych. W ostatnim dziesięcioleciu odgromniki beziskiernikowe oparte na warystorach ZnO coraz częściej zastępują odgromniki zaworowe. W USA, Japonii i Europie Zachodniej te ostatnie używane są już w bardzo ograniczonym zakresie. Dzieje się tak dlatego, że odgromniki beziskiernikowe oraz warystorowe ograniczniki przepięć mają o wiele lepsze właściwości ochronne i eksploatacyjne niż stosowane wcześniej środki ochrony przed przepięciami. Wynika to oczywiście ze specyficznych własności warystorów tlenkowych ZnO. Warystory te posiadają silnie nieliniową, zwykle symetryczną charakterystykę prądowo-napięciową (rys. 1.1), przez co wykazują duże zmiany rezystancji przy względnie małych zmianach napięcia. Wyróżniają się ponadto wysokim współczynnikiem nieliniowości, krótkim czasem działania, dużą zdolnością pochłaniania uderów prądowych w stosunku do ich małej masy i rozmiarów. Uzasadnia to ich zdecydowaną przewagę nad innymi urządzeniami stosowanymi do ochrony przed przepięciami.

Warystory tlenkowe znajdują obecnie szerokie zastosowanie począwszy od elektroniki (do ochrony diod, tranzystorów), elektrotechniki (ochrona uzwojeń transformatorów, silników), aż do zastosowań energetycznych (ochrona linii przesyłowych). Stosuje się je także w telekomunikacji, technice obliczeniowej, przemyśle samochodowym i gospodarstwie domowym. Głównym efektem używania warystorów tlenkowych jest zwiększenie trwałości i skuteczności działania budowanych z ich użyciem środków ochrony przepięciowej oraz znaczne zmniejszenie ich rozmiarów i kosztów.



Rys. 1.1. Przykładowe charakterystyki napięciowo-prądowe warystorów ZnO oraz warystorów karborundowych SiC

W literaturze przedmiotowej można znaleźć wiele informacji o podstawowych właściwościach, metodach badań, zasadach stosowania i o warunkach pracy warystorów tlenkowych wchodzących w skład odgromników beziskiernikowych. Niewspółmiernie mały, w stosunku do możliwości, jest jednak zakres wykorzystania warystorów ZnO

w ochronie urządzeń od przebiegów łączeniowych występujących z dużą częstotliwością. Sytuacje takie występują w eksploatacji bardzo często, w szczególności w przypadkach stosowania do sterowania obwodów elektrycznych, łączników próżniowych, generujących znaczne przebiegi. Dotychczasowy brak skutecznych środków ochrony przebiegiowej takich obwodów jest w wielu przypadkach powodem ograniczenia zakresu zastosowań tego rodzaju łączników, które obecnie należą do najbardziej dynamicznie rozwijających się konstrukcji i według prognoz staną się w najbliższych latach dominującym rodzajem łączników w zakresie niskiego i średniego napięcia. Zbyt małe wykorzystanie warystorów tlenkowych ZnO do ochrony obwodów elektroenergetycznych od przebiegów łączeniowych występujących z dużą częstotliwością jest wynikiem braku w pełni wiarygodnych danych dotyczących odporności tych warystorów na wielokrotne udary prądowe o różnych energiach. Uniemożliwia to rzetelną ocenę przydatności warystorów ZnO do ochrony urządzeń od tego rodzaju przebiegów łączeniowych.

W katalogach warystorów podawane są zależności najwyższych dopuszczalnych uderzeń prądowych od czasów trwania i liczby prostokątnych impulsów prądowych. Charakterystyki te są jednak mało przydatne do dokładnych oszacowań trwałości warystorów, gdyż ze względu na wysokie koszty i długi czas trwania badań trwałościowych są one wyznaczane na podstawie badań bardzo małych liczebnie próbek warystorów i przedstawiają wartości średnie trwałości, bez określenia odpowiadającego im stopnia wiarygodności.

Można stwierdzić, że w chwili obecnej brak jest przydatnej w praktyce metody szacowania trwałości warystorów ZnO, stosowanych w ochronie urządzeń elektroenergetycznych od wielokrotnych przebiegów łączeniowych. Widowym tego dowodem jest brak odpowiednich opracowań literaturowych tego zagadnienia, a także odpowiednich przepisów w normach krajowych i zagranicznych, które ograniczają się jedynie do wymogów dotyczących badań iskiernikowych oraz beziskiernikowych zaworowych ograniczników przebiegów z tlenków metali. Normy te nie podejmują jakichkolwiek zagadnień związanych z trwałością warystorów tlenkowych.

Warunkiem postępu w tej dziedzinie jest wyznaczenie na podstawie analizy fizyki procesów powstawania uszkodzeń warystorów oraz laboratoryjnych badań trwałości warystorów, zależności funkcyjnych między uszkodzeniami różnych typów warystorów (mierzonych zmianą parametrów, określających własności elektryczne warystora, poniżej dopuszczalnych wartości), a liczbą i parametrami probierczych uderzeń prądowych. Na podstawie tych zależności można utworzyć matematyczno-fizyczny model niezawodności, który umożliwi prognozowanie trwałości różnych typów warystorów w zależności od parametrów i liczby probierczych impulsów prądowych generowanych z dużą częstotliwością.

Celem niniejszej rozprawy doktorskiej jest opracowanie przydatnej w praktyce metody oceny niezawodności warystorów, opartej na odpowiednich modelach matematyczno-fizycznych trwałości warystorów tlenkowych ZnO, określonych na podstawie laboratoryjnych badań trwałościowych różnych typów warystorów ZnO. Celem jest również opracowanie programów komputerowych, służących do statystycznej obróbki danych uzyskiwanych z laboratoryjnych badań trwałości

warystorów tlenkowych i umożliwiających w oparciu o założone modele niezawodności, wyznaczenie podstawowych wskaźników trwałości oraz ich charakterystyk.

1.2. Teza i zakres rozprawy doktorskiej

W oparciu o powyższą analizę zagadnień związanych z możliwością stosowania warystorów tlenkowych ZnO do ochrony urządzeń od wielokrotnych przebiegów łączeniowych, na podstawie przeglądu literatury przedmiotowej, a także wstępnych badań rozpoznawczych przeprowadzonych w Instytucie Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, sformułowano następującą tezę:

Jest możliwe opracowanie metody prognozowania, z zadaniem poziomem ufności, trwałości warystorów tlenkowych na podstawie skróconych laboratoryjnych badań trwałościowych, wykonywanych w znormalizowanych warunkach probierczych na pobranej losowo próbce warystorów, reprezentatywnej dla populacji rozpatrywanego typu warystorów z bieżącej produkcji.

W celu wykazania prawidłowości tezy zostały opracowane następujące zagadnienia:

- przeprowadzono analizę zjawisk i procesów fizycznych powodujących pogarszanie się własności warystorów w warunkach występowania wielokrotnych impulsów prądowych powtarzanych z dużą częstotliwością,
- zbudowano oryginalne stanowisko laboratoryjne umożliwiające badania trwałości różnych typów warystorów tlenkowych niskiego napięcia w cyklu półautomatycznym,
- wykonano obszerne badania laboratoryjne przebiegów procesów pogarszania się własności i powstawania uszkodzeń różnych typów warystorów ZnO w funkcji parametrów oraz częstotliwości występowania wielokrotnych prądowych impulsów probierczych,
- wyznaczono parametry prognozujące trwałość warystorów tlenkowych na podstawie analizy procesów fizycznych powstawania ich uszkodzeń oraz analizy informatywności tych parametrów,
- opracowano analityczne (dyskretnie i ciągłe) oraz symulacyjne (jedno i wieloparametryczne) modele niezawodności warystorów, a także metody estymacji parametrów tych modeli na podstawie skróconych laboratoryjnych badań trwałościowych,

- opracowano efektywne programy komputerowe wspomagające obliczenia trwałości warystorów tlenkowych, realizowane zgodnie z opracowanymi modelami niezawodności,
- przeprowadzono obszerne badania weryfikacyjne przydatności praktycznej opracowanych programów komputerowych z zastosowaniem wyznaczonych empirycznie rozkładów statystycznych parametrów prognozujących, oceniono ich efektywność i możliwości realizacyjne.

Rozdział 2 rozprawy przedstawia podstawowe właściwości warystorów tlenkowych ZnO ze szczególnym uwzględnieniem mechanizmów przewodzenia prądu przez warystor dla trzech zakresów jego pracy oraz opisuje podstawowe parametry wynikające ze schematu zastępczego warystora ZnO.

W **rozdziale 3** przeprowadzono analizę fizyki degradacji warystorów tlenkowych oraz przedstawiono znane z literatury przedmiotowej modele wyjaśniające przyczyny tej degradacji.

W **rozdziale 4** opisano podstawowe mechanizmy powstawania przebiegów oraz sposoby ich ograniczania za pomocą warystorowych ograniczników przebiegów. W sekcji 4.3 przedstawiono wymagania jakie powinien spełniać prawidłowo dobrany do pracy w obwodzie warystor tlenkowy, aby zapewniać żądany poziom ochrony przebiegiowej i nie ulec zniszczeniu pod wpływem uderzeń prądowych. W sekcji 4.4 przeprowadzono analizę przebiegów prądu, napięcia oraz wartości absorbowanych energii podczas ograniczania przebiegów łączeniowych.

Rozdział 5 rozprawy zawiera podstawowe pojęcia z zakresu niezawodności warystorów oraz opisuje podstawowe jej wskaźniki. W sekcji 5.3 przedstawiono metodologiczne podstawy tworzenia modeli niezawodnościowych z uwzględnieniem kryteriów wyboru parametrów prognozujących trwałość warystorów tlenkowych oraz rodzajów badań niezawodnościowych. W sekcji 5.4 zawarto skrótowy opis budowy stanowiska laboratoryjnego do badań trwałościowych warystorów tlenkowych oraz opisano sposób przeprowadzenia laboratoryjnych badań różnych typów warystorów, mających na celu określenie zmian parametrów prognozujących w funkcji liczby i parametrów probierczych impulsów prądowych. Wyniki tych badań oraz ich analizę zamieszczono w sekcji 5.4.3, zaś wypływające z nich wnioski w sekcji 5.4.4.

Rozdział 6 zawiera propozycje dwóch analitycznych modeli niezawodności warystorów tlenkowych, modelu dyskretnego oraz modelu ciągłego, opracowanych na podstawie fizyki procesów powstawania uszkodzeń warystorów oraz dużej liczby danych statystycznych uzyskanych z badań laboratoryjnych.

W **rozdziale 7** rozprawy przedstawiono podstawy tworzenia symulacyjnych modeli niezawodności warystorów tlenkowych oraz zawarto propozycję jednoparametrycznego oraz wieloparametrycznego cyfrowego modelu niezawodności warystorów z generacją wartości parametrów prognozujących trwałość tych elementów.

Na podstawie opisanych w rozdziałach 6 i 7 rozprawy, modeli niezawodności, opracowano programy komputerowe służące do prognozowania trwałości warystorów

tlenkowych ZnO z bieżącej produkcji. Strukturę tych programów oraz ich możliwości obliczeniowe przedstawiono w sekcji 8.1 *rozdziału 8*. Wyniki badań komputerowych będące podstawą weryfikacji obliczeniowej proponowanych modeli niezawodności warystorów tlenkowych zamieszczono w sekcji 8.2. Analizę i wnioski z przeprowadzonych eksperymentów komputerowych zawarto w sekcji 8.3.

W *rozdziale 9* przedstawiono ogólną procedurę wyznaczania trwałości warystorów tlenkowych oraz metodę wyznaczania charakterystyk trwałości gamma-beta procentowej.

Rozdział 10 zawiera końcowe wnioski prezentowanej pracy.

W *rozdziale 11* zamieszczono wykaz literatury przedmiotowej, na której oparto się w niniejszej pracy.

2. WŁAŚCIWOŚCI WARYSTORÓW Z TLENKÓW METALI

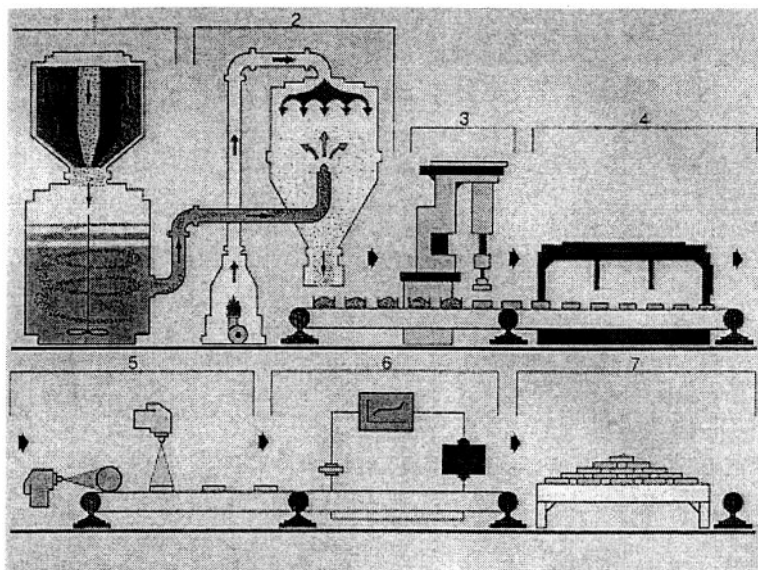
2.1. Mikrostruktura warystorów ZnO

Do wytwarzania warystorów stosuje się sproszkowany tlenek cynku o dużej czystości, do którego dodawane są tlenki innych metali. Najczęściej są to tlenki: bizmutu (Bi_2O_3), antymonu (Sb_2O_3), kobaltu (Co_2O_3), chromu (Cr_2O_3) oraz manganu (MnO_2). W bogatej literaturze patentowej podaje się przykłady wytwarzania warystorów z zawartością niemal wszystkich tlenków metali. Łączny udział wagowy domieszek w masie warystorów nie przekracza jednak nigdy 10%. Skład i technologia produkcji są chronione tajemnicą producentów, lecz na podstawie dostępnych danych można stwierdzić, że technologia produkcji warystorów o średnich parametrach jest typową technologią ceramiczną. Taka konwencjonalna metoda ceramiczna produkcji warystorów obejmuje następujące etapy [1,34]:

- odważanie, mieszanie i rozdrabnianie proszków w młynach kulowych lub strumieniowych,
- ewentualna kalcynacja w temperaturze 870÷1070 K,
- ponowne mielenie po kalcynacji,
- formowanie pastylek pod ciśnieniem 30÷60 MPa,
- spiekanie w temperaturze 1370÷1620 K,
- szlifowanie powierzchni czołowych,
- metalizacja powierzchni czołowych i nanoszenie elektrod aluminiowych, mosiężnych lub srebrnych,
- lutowanie wyprowadzeń,
- pokrywanie powłoką zabezpieczającą z tworzyw sztucznych, np. metodą fluidyzacji,
- selekcja końcowa i nanoszenie oznaczeń.

Tradycyjna metoda wytwarzania warystorów tlenkowych (rys.2.1) nie jest jedyną i najlepszą metodą produkcji tych elementów. Zawiera pewne niedogodności, do których można zaliczyć podatność na zanieczyszczenia i konieczność stosowania bardzo wysokich temperatur. W ciągu ostatnich dwudziestu lat podejmowano więc próby wytwarzania warystorów innymi metodami. Stosowano między innymi prasowanie na gorąco, wyżarzanie mikrofalowe, spiekanie proszków otrzymanych metodą zol-żel [18,71]. Ciekawą metodę produkcji warystorów opracowano w niemieckiej firmie Raychen [57]. Według niej, wodna zawiesina ZnO jest mieszana z roztworem chemicznym zawierającym domieszki pozostałych tlenków metali. Reakcja chemiczna zachodząca w mieszaninie powoduje pokrycie poszczególnych ziaren ZnO cząstkami domieszek tlenków metali. Również pokryte ziarna ZnO mają podobną strukturę do ziaren otrzymywanych metodą ceramiczną po końcowym wypaleniu (rys.2.2). Metoda ta zapewnia równomierne rozłożenie domieszek w masie ZnO i dlatego też zbyteczne jest wstępne mielenie proszków, a końcowe wypalanie może

odbywać się w stosunkowo niskiej temperaturze. Nie powstaje też niejednorodność materiału, gdyż tlenek bizmutu nie odparowuje.



Rys. 2.1. Schemat procesu produkcji warystorów tlenkowych ZnO metodą tradycyjną

1 - wytwarzanie jednorodnej mieszaniny tlenku cynku z pozostałymi domieszkami,

2 - suszenie i granulacja w suszarce rozpyłowej,

3 - prasowanie granulatu w prasie automatycznej,

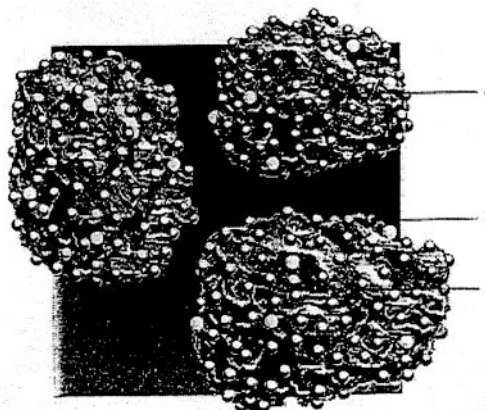
4 - spiekanie proszków,

5 - nanoszenie styków elektrycznych oraz osłon ceramicznych,

6 - próba elektryczna,

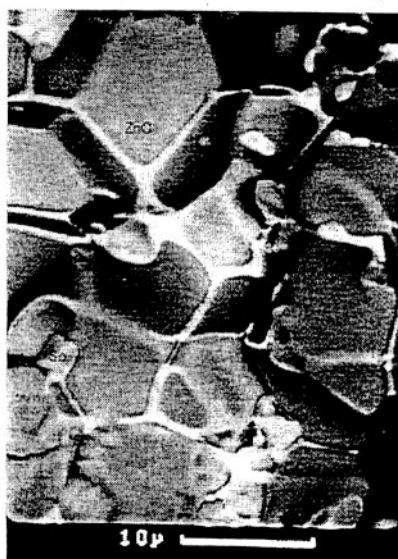
7 - gotowe warystory tlenkowe

Warystory wytwarzane nowymi technikami mają wiele zalet. Przede wszystkim charakteryzują się małymi prądami upływu, dużymi współczynnikami nieliniowości, dobrą zdolnością absorpcji dużych energii, stabilnością oraz małym rozrzutem charakterystyk elektrycznych.



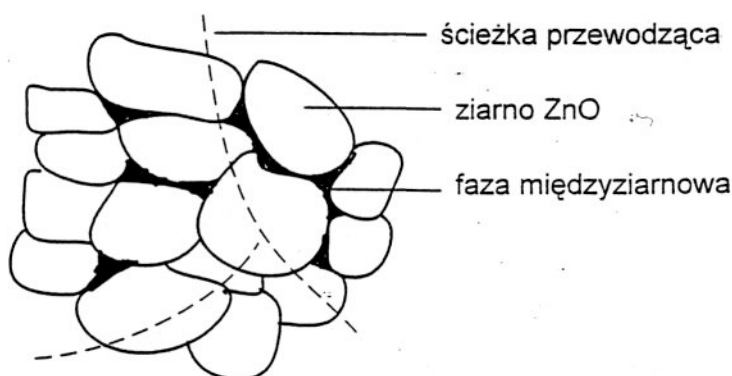
Rys. 2.2. Struktura wewnętrzna warystora ZnO na przykładzie warystorów produkowanych wg technologii firmy Raychen [57]: 1 - ziarna tlenku cynku, 2 - cząstki domieszek

W powszechnie stosowanych metodach produkcji warystorów spiekanie kształtek ceramicznych odbywa się w „stanie płynnym”, to znaczy po stopieniu tlenków Bi i Sb. Sąsiednie cząstki łączą się wówczas tworząc ziarna mające postać nieregularnych wielościannów, które zawierają głównie ZnO (rys. 2.3). Przy stygnięciu tlenek bizmutu krzepnie ostatni, wypełnia przestrzeń między pojedynczymi ziarnami ZnO i tworzy dookoła nich otoczkę izolacyjną. W warstwie tej oprócz tlenku bizmutu zawarte są wszystkie pozostałe rozpuszczone składniki tworzywa. W wyniku badań z wykorzystaniem mikrosondy elektronowej i skaningowego mikroskopu elektronowego [19] wykazano, że nie wszystkie ziarna ZnO stykają się za pośrednictwem nieprzewodzącej fazy międzyziarnowej. Istnieją ziarna, które łączą się bezpośrednio ze sobą i tworzą podwójne granice (homozłącza) ZnO-ZnO. Przez takie właśnie granice przebiegają ścieżki przewodzenia prądu i dlatego zostały one nazwane granicami aktywnymi dla przewodnictwa (rys. 2.4). Większa część tlenku bizmutu zgromadzona jest jako oddzielna faza w punktach, w których łączą się ostrza sąsiednich ziaren (rys. 2.5). Na ich granicach występują również kryształy o regularnych ośmiościennych kształtach. Są to kryształy o strukturze spineli (związków tlenku cynku i antymonu - $\text{Zn}_7\text{Sb}_2\text{O}_{10}$) [24]. Pomiedzy ziarnami istnieją również frakcje monowarstw, zawierające oprócz atomów bizmutu, atomy tlenu.



Rys. 2.3. Rzeczywista mikrostruktura warystora ZnO w powiększeniu około 2000 razy [27]

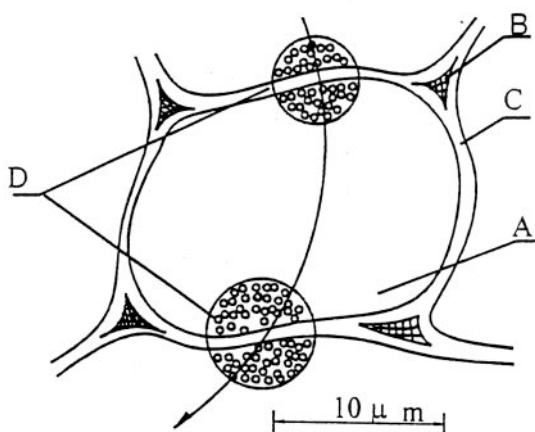
Wymiary pojedynczych ziaren ZnO wynoszą $1 \div 20 \mu\text{m}$, zaś grubość warstwy izolacyjnej między nimi zawiera się w przedziale $0,005 \div 0,02 \mu\text{m}$ [3,4]. Poprzez dodanie odpowiednich pierwiastków można wpływać na konduktywność ziaren jak i na właściwości granic między nimi. Część z dodawanych tlenków metali jest źródłem domieszek donorowych lub akceptorowych (np. jony kobaltu, glinu dyfundują do tlenku cynku podczas spiekania jako domieszki donorowe, zaś litu jako akceptorowe). Inne tlenki mają znaczenie w procesie spiekania - dostarczają tlen lub sterują wzrostem ziaren ZnO.



Rys. 2.4. Mikrostruktura tworzywa warystorowego z ZnO

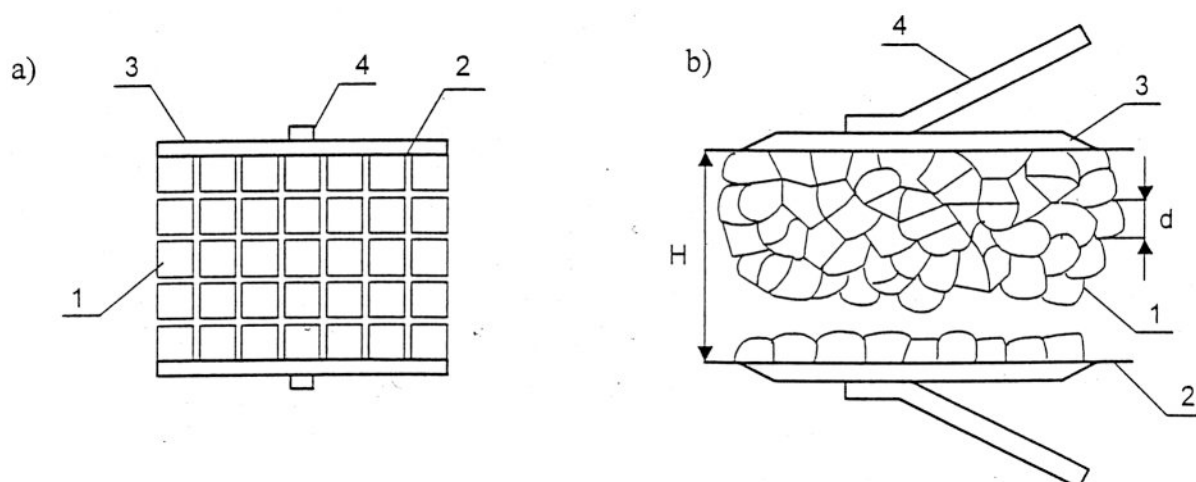
Warystor tlenkowy ZnO zachowuje się jak półprzewodnik typu n, w którym koncentracja wolnych elektronów osiąga wartość około 10^{18} cm^{-3} [8]. Przewodnictwo elektryczne wewnątrz ziaren jest omowe, a rezystywność ich jest mniejsza od $1 \text{ } \Omega\text{cm}$. Rezystywność cienkiej warstwy międzyziarnowej jest natomiast bardzo duża i wynosi około $10^{10} \text{ } \Omega\text{cm}$.

Warystory są elementami nieliniowymi, których rezystancja zależna jest od doprowadzonego napięcia. Nieliniowość przewodnictwa w warystorze występuje w wyniku zjawisk zachodzących na granicy ziaren ZnO, którą można uważać za dwie przeciwsołbne połączone bariery Schottky'ego przegrodzone wąską barierą potencjału. Tam odbywają się procesy elektryczne, które decydują o właściwościach zaworowych i przewodzących warystorów. Istniejąca bariera potencjału utrudnia przepływ prądu przy małym napięciu i reguluje przepływ dużych prądów przy większych napięciach.

Rys. 2.5. Fragment mikrostruktury warystora: A - ziarno o dużej konduktywności elektrycznej, B - faza z dużą ilością Bi_2O_3 , C - granica między ziarnami, D - obszary z barierami potencjałów

Warystor składa się z wielu elementarnych mikrowarystorów, połączonych szeregowo-równolegle (rys. 2.6). Przy wyidealizowanym, równomiernym rozkładzie ziaren w warystorze (rys. 2.6a) liczba połączonych szeregowo elementów warystorowych jest taka sama dla poszczególnych torów prądowych, występujących

podczas przepływu prądu. Energia cieplna wydzielająca się podczas przepływu prądu rozkłada się równomiernie na cały warystor i jego zdolność do przyjmowania energii (obciążalność energetyczna) jest duża. Rzeczywisty rozkład ziaren ZnO (rys. 2.6b) bardzo różni się od teoretycznego. Prąd nie przepływa wówczas równomiernie przez cały przekrój poprzeczny warystora i istnieje możliwość przeciążenia poszczególnych torów prądowych, czego skutkiem mogą być zmiany strukturalne i uszkodzenia warystora. Za pomocą odpowiednich operacji technologicznych należy dążyć do zbliżenia rzeczywistego rozkładu ziaren ZnO w warystorze z rozkładem wyidealizowanym. Zadbanie o równomierny rozkład ziaren ZnO jest jednym ze środków zwiększających obciążalność energetyczną warystora tlenkowego.



Rys. 2.6. Budowa warystora tlenkowego z zaznaczoną mikrostrukturą: a) wyidealizowaną, b) rzeczywistą; 1 - ziarna tlenku cynku, 2 - posrebrzana powierzchnia czołowa, 3 - elektrody metalowe, 4 - wyprowadzenia, H - grubość warystora, d - zastępcza średnica ziarna

Na jednorodność struktury tworzywa warystora mają wpływ m.in. domieszki stosowane przy spiekaniu, dokładność w zmieleniu i wymieszaniu składników, ich granulacja, sposób spiekania, a także struktura krystaliczna składników. Bardzo duże znaczenie ma wymiar ziaren ZnO w gotowym spieku. Rozmiar pojedynczych ziaren ZnO jest zależny w głównym stopniu od temperatury i czasu spiekania (rośnie wraz ze wzrostem temperatury spiekania). Zmniejszenie wymiaru ziaren wpływa z jednej strony na uzyskanie jednorodności materiału i równomierność rozptywu prądu w warystorze, a z drugiej - na zwiększenie liczby mikrowarystorów i jednocześnie liczby warstw granicznych przypadających na jednostkę objętości. Powoduje to wzrost rezystancji warystora przy małych prądach.

2.2. Mechanizmy przewodzenia prądu w warystorach ZnO

Od 1968 roku, to jest od momentu wynalezienia warystora ZnO przez M. Matsuokę z firmy Matsushita Electric, trwają badania nad mechanizmem przewodzenia prądu w tych elementach. Do dzisiaj nie został on w pełni wyjaśniony. W ciągu ostatnich 30 lat powstało wiele modeli, opisujących zjawiska elektryczne zachodzące na granicach ziaren ZnO i tłumaczących procesy przewodnictwa prądu w warystorach [4,8,9,15,32,34,36,48,53,61,70]. Niektórzy autorzy w swoich pracach przedstawiają jednak zachodzące procesy mało dokładnie lub mają sprzeczne opinie co do kształtu barier potencjału, wpływu formy międzyziarnowej i stanów powierzchniowych, czy też struktur energetycznych granic ziarna ZnO.

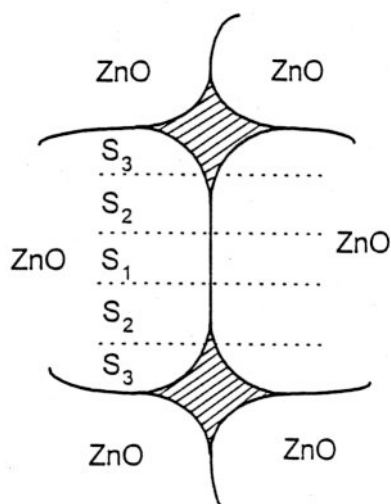
Pierwsze prezentowane w literaturze modele [34] zakładały, że przez granicę ziarna ZnO płynie prąd limitowany ładunkiem przestrzennym, zmodyfikowany dzięki istnieniu dużej liczby poziomów pułapkowych w fazie międzyziarnowej. W innych modelach zakładano, że w obszarze niskich napięć głównym mechanizmem odpowiedzialnym za przewodnictwo warystora jest emisja termoelektryczna (Schottky'ego) przez barierę potencjału, natomiast dla wyższych napięć mechanizmem tym jest tunelowanie elektronów pod barierą potencjału [53]. Model zaproponowany przez G.E. Pike [61] i później rozwinięty przez G. Blattera oraz F. Greutera [8,9,26] wydaje się być najbliższy rzeczywistości i zgodny z wynikami późniejszych badań.

W celu lepszego zrozumienia zjawisk zachodzących w warystorze podczas jego pracy konieczne jest bliższe przyjrzenie się strefie granicznej w miejscu styku ziaren ZnO (rys. 2.7) oraz zapoznanie z wykresem pasm energetycznych na granicy ziaren (rys. 2.8) [4,26]. Na podstawie przeprowadzonych badań [70] wykazano, że pokazana na rys. 2.7 strefa S_1 , gdzie ziarna tlenku cynku stykają się ze sobą bezpośrednio na głębokości $2 \div 10$ nm, wzbogacona jest w atomy bizmutu. Stany pułapkowe, związane z defektami strukturalnymi na dwuwymiarowej powierzchni granicznej w miejscu styku powodują powstanie tzw. bariery potencjału Schottky'ego, podobnie jak to ma miejsce na granicy półprzewodnik-metal. Bariera ta wytworzona jest przez ujemny ładunek powierzchniowy. Ładunek ten jest rezultatem przechwytywania (pułapkowania) elektronów przez akceptorowe zanieczyszczenia powstające na skutek istnienia domieszek w składzie materiałowym i odchylen skład chemicznego ZnO od stanu ściśle stochiometrycznego. Przyjęto, że rozkład energetyczny koncentracji tych powierzchniowych ładunków ujemnych przebiega zgodnie z rozkładem Gaussa, co przedstawiono na rys. 2.8 jako funkcję $N_p(E_p)$.

Oprócz ujemnego ładunku powierzchniowego powstaje wewnątrz ziarna ZnO dodatni ładunek przestrzenny, związany ze zjonizowanymi donorami, który kompensuje ujemny ładunek powierzchniowy. Formowany jest on w strefie zubożonej, do której napływ elektronów z objętości ziaren ograniczony jest przez wytworzoną barierę potencjału. Strefa taka powstaje z obu stron warstwy granicznej w miejscu styku ziaren ZnO. Wytwarza się więc w rzeczywistości podwójna bariera Schottky'ego.

Bariera ta, z wyraźną pośrednią warstwą graniczną z Bi_2O_3 o skończonej przewodności, występuje także w strefie S_2 (rys. 2.7), która podobnie jak strefa S_1

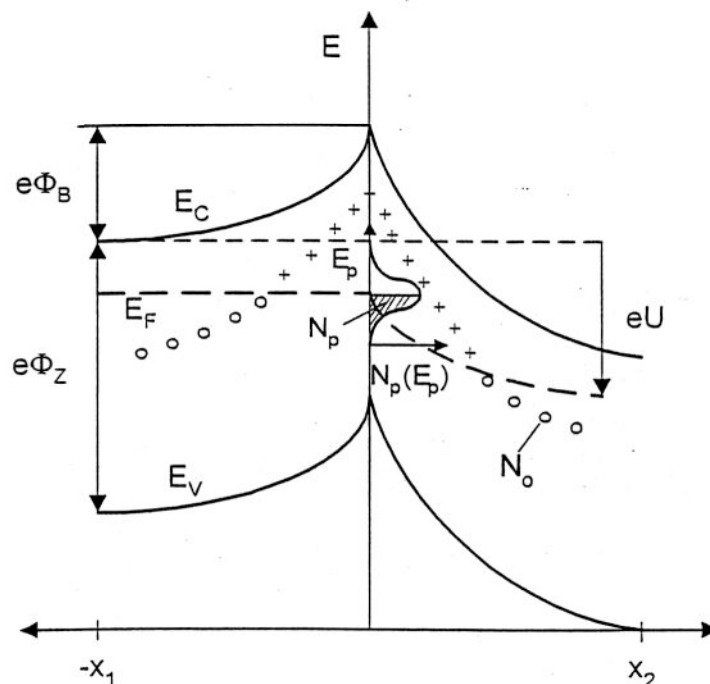
bierze udział w procesach przewodzenia prądu przez mikrowarystor. Właściwości izolacyjne wykazuje tylko obszar leżący w zakresie S_3 . Wraz z pojemnością strefy zubożonej po obu stronach warstwy granicznej decyduje on o wartości pojemności każdego mikrowarystora, a więc i pojemności całego warystora.



Rys. 2.7. Schemat granicy między ziarnami ZnO: S_1 - strefa wzbogacona w Bi, S_2 - strefa pośrednia szerokości $0,01 \div 0,1 \mu\text{m}$ wzbogacona w Bi_2O_3 , S_3 - strefa szerokości ok. $1 \mu\text{m}$ zawierająca Bi_2O_3

Na skutek istnienia bariery potencjału $e\Phi_B$ (rzędu 1 eV) na granicy między ziarnami, krawędzie pasm E_V i E_C są wygięte ku górze (rys. 2.8). Odstęp między nimi, czyli strefa zabroniona, wynosi dla ZnO $e\Phi_z = 3,2 \text{ eV}$. Wysokość bariery Schottky'ego skutecznie blokuje przepływ przez nią elektronów, gdyż w temperaturze otoczenia tylko niewielka liczba elektronów osiąga dostateczną energię termiczną, aby pokonać tę barierę.

Przy doprowadzeniu napięcia U do mikrowarystora rozkład pasm energetycznych po obu stronach strefy granicznej staje się niesymetryczny. Bariera obniża się nieco dla elektronów znajdujących się po lewej stronie warstwy granicznej, a rośnie po stronie prawej (rys. 2.8). Przy dalszym zwiększaniu napięcia doprowadzonego do mikrowarystora, gdy wartość energii $e \cdot (U + \Phi_B)$, przypadająca na pojedynczą strefę graniczną, przekroczy wartość energii pasma zabronionego dla ZnO, czyli około 3,2 eV, energia kinetyczna elektronów płynących przez warstwę graniczną, przy bardzo dużym natężeniu pola elektrycznego w tej warstwie, staje się bardzo duża. Elektrony te zdolne są wówczas do wybijania nowych elektronów z pasma walencyjnego drogą jonizacji zderzeniowej. Przyczyniają się w ten sposób do powstawania nowych nośników energii, par ładunków zjonizowanych elektron-dziura. Dziury, jako ładunki mniejszościowe dodatnie, przemieszczają się pod wpływem silnego pola elektrycznego (1 MV/cm) w kierunku bariery potencjału i tam neutralizując w znacznej części ujemny ładunek powierzchniowy, przyczyniają się do nagłego zmniejszenia wysokości bariery $e\Phi_B$. To z kolei umożliwia szybki wzrost prądu w tym obszarze.

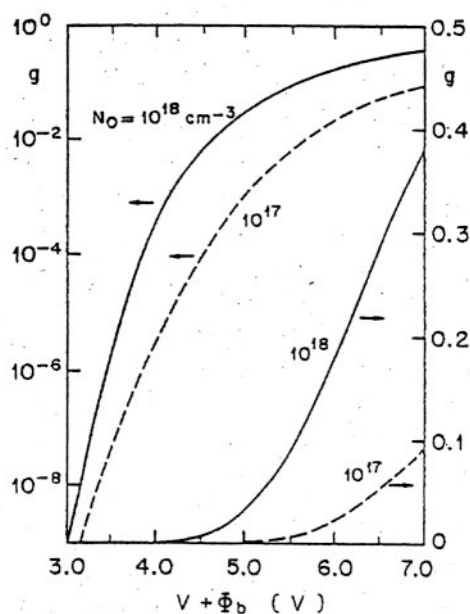


Rys. 2.8. Wykres pasma energetycznego i rozkład ładunków elektrycznych na granicy ziaren ZnO: E_V - górna krawędź pasma walencyjnego, E_C - dolna krawędź pasma przewodnictwa, E_F - poziom Fermiego w funkcji odstepu x od granicy między ziarnami ZnO, $e\Phi_B$ - bariera potencjału, $e\Phi_Z$ - szerokość pasma zabronionego, U - napięcie doprowadzone do mikrowarystora, N_p - koncentracja ładunków powierzchniowych na granic ziaren ZnO, $N_p(E_p)$ - rozkład Gaussa poziomów energetycznych ładunku powierzchniowego, N_o - poziomy energetyczne domieszek w obszarze ładunku przestrzennego

Część dziur, która nie rekombinuje z ujemnymi elektronami przechodzi na drugą stronę bariery (emisja). Z powodu ruchu tych ładunków mamy do czynienia z tzw. prądem dziurowym, płynącym w kierunku bariery. Jest on zależny od skierowanego przeciwnie prądu elektronowego. Związek między tymi wielkościami przedstawia funkcja Yelda (rys. 2.9)

$$g(eU + e\Phi_B) = j_d / j_e, \quad (2.1)$$

w której: j_d - gęstość prądu dziurowego,
 j_e - gęstość prądu elektronowego.



Rys. 2.9. Przykładowy przebieg funkcji Yelda g w skali logarytmicznej [26], N_0 - koncentracja zjonizowanych donorów

Zachowanie powstającej bariery potencjału na granicy dwóch ziaren ZnO można opisać za pomocą równań różniczkowych [69]. Ogólne, analityczne rozwiązanie tych równań nie jest możliwe ze względu na wysoki stopień ich skomplikowania. Przyjmując jednak pewne uproszczenia oraz linearyzując niektóre równania można znaleźć ich przybliżone rozwiązanie analityczne.

W warunkach statycznych, zakładając, że przestrzenie jednorodną granicę ziarna ZnO można przedstawić jako płaską powierzchnię graniczną, potencjał $\varphi(x)$ w pobliżu tej powierzchni daje się opisać za pomocą równania Poissona

$$\frac{d^2}{dx^2} \varphi(x) = \frac{\rho(x)}{\epsilon_0 \epsilon_r}, \quad (2.2)$$

w którym:

$$\rho(x) = eN_0 \cdot [\theta(x + x_1) - \theta(x - x_2)] - Q_i \delta(x), \quad (2.3)$$

Q_i - gęstość ładunku całkowitego ($Q_i = Q_e - Q_d$),

Q_e - ładunek elektronów, Q_d - ładunek dziur,

e - elementarny ładunek elektronu,

N_0 - koncentracja poziomów donorowych,

ϵ_0 - przenikalność dielektryczna próżni,

ϵ_r - względna przenikalność dielektryczna,

x_1, x_2 - lewa i prawa granica obszaru między dwoma ziarnami ZnO,

$\theta(x)$ - funkcja jednostkowa (skoku),

$\delta(x)$ - funkcja Diraca.

Przyjmując warunki graniczne

$$\varphi(-\infty) = \varphi(-x_1) = 0 \quad \text{oraz} \quad \varphi(\infty) = \varphi(x_2) = -U, \quad (2.4)$$

w których U jest napięciem przyłożonym do granicy ziarna, otrzymuje się rozwiązanie ze względu na $\varphi(x)$ w postaci

$$\varphi(x) = \begin{cases} \frac{y_0}{2} \cdot (x + x_1)^2 & \text{dla } -x_1 \leq x \leq 0 \\ \frac{y_0}{2} \cdot (x - x_2)^2 - U & \text{dla } 0 \leq x \leq x_2, \end{cases} \quad (2.5)$$

gdzie

$$y_0 = eN_0 / \varepsilon_0 \varepsilon_r.$$

Wysokość bariery potencjału Φ_B jest zależna od gęstości ładunku Q_i oraz przyłożonego napięcia U , zgodnie z równaniem [9]

$$\Phi_B = \frac{1}{4} \cdot U_c \cdot \left(1 - \frac{U}{U_c}\right)^2, \quad (2.6)$$

w którym

$$U_c = \frac{1}{2y_0} \cdot \left(\frac{Q_i}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}\right)^2.$$

Kształt bariery potencjału zależny jest od liczby elektronów wychwyconych przez domieszki akceptorowe znajdujące się na granicy ziaren ZnO. Początkowy wzrost napięcia U prowadzi do zwiększenia gęstości ładunku Q_i oraz napięcia U_c . Bariera potencjału Φ_B również się zwiększa (wzór 2.6). Dalszy wzrost napięcia powoduje powstawanie nowych nośników energii - dziur, które redukując ujemny ładunek powierzchniowy przyczyniają się do gwałtownego spadku wysokości bariery Φ_B . Umożliwia to gwałtowny przepływ prądu przez mikrowarystor.

Zjawiska warunkujące przepływ prądu w warystorze mają decydujący wpływ na napięcie na nim. Przy bardzo stromych impulsach (ns) napięcie to może osiągać wartości większe niż przy impulsach o dłuższym czasie trwania (μs). Ten wzrost napięcia spowodowany jest opóźnieniem naładowania granic, zależnym od ilości i zachowania się ładunków mniejszościowych - dziur. Przy szybkich zmianach napięcia dziury mają mniejszą prędkość koncentracji od elektronów. Stąd też napięcie na warystorze może osiągnąć wartość maksymalną wcześniej niż przepływający prąd udarowy.

Wartość wysokości bariery potencjału można określić metodą pomiarową. Znając rezystywność ρ warystora w dwóch temperaturach T_1 i T_2 , szukaną wartość bariery Φ_B daje się wyznaczyć z równania [56]

$$\rho_T = \rho_0 \exp\left(\frac{e\Phi_B}{kT}\right), \quad (2.7)$$

w którym: ρ_T - rezystywność warystora w temperaturze T mierzona przy małym prądzie,

ρ_0 - wielkość stała,

T - temperatura w $^{\circ} K$,

k - stała Boltzmanna ($k = 1,381 \cdot 10^{-23} J/K$),

Φ_B - wysokość bariery potencjału w voltach,
 e - ładunek elektronu.

Znając pojemność warystora oraz wysokość bariery potencjału można obliczyć koncentrację donorów N_0 , czyli gęstość ładunku przestrzennego, kompensującego ujemny ładunek powierzchniowy korzystając z zależności [56]

$$\left(\frac{1}{C'} - \frac{1}{2C_0} \right)^2 = \frac{2}{e\epsilon\epsilon_0 N_0} (\Phi_B + U), \quad (2.8)$$

w której: C' - pojemność mikrowarystora przypadająca na 1 cm^2 pojedynczej warstwy granicznej,
 C_0 - pojemność jw., lecz przy napięciu zasilającym $U = 0$.

Pojemność mikrowarystora C_0 określa wzór

$$C_0 = \frac{z \cdot C_0}{m \cdot S_e}, \quad (2.9)$$

w którym: z - liczba mikrowarystorów połączonych szeregowo,
 m - liczba mikrowarystorów połączonych równolegle,
 S_e - pole przekroju powierzchni granicznej między poszczególnymi mikrowarystorami ($S_e = \pi D^2 / 4$),
 C_0 - pojemność warystora mierzona przy napięciu zasilania $U = 0$ i częstotliwości $f = 10 \text{ kHz}$.

Do obliczeń pojemności pojedynczego mikrowarystora konieczna jest znajomość liczby oraz wymiarów mikrowarystorów zawartych w całym warystorze. Można założyć, że przy napięciu odniesienia U_r w każdym z szeregowo połączonych mikrowarystorów zostaje osiągnięta równość $e\Phi_B + eU_1 = e\Phi_Z$, a wówczas $U_1 = \Phi_Z - \Phi_B \approx (3,2 - 1) \text{ V} = 2,2 \text{ V}$. Liczbę szeregowo połączonych mikrowarystorów można więc obliczyć, dzieląc napięcie odniesienia U_r przez wartość $2,2 \text{ V}$. Wysokość h pojedynczego mikrowarystora oraz jego średnicę $D = h$ (przy założeniu kształtu walca) otrzymuje się poprzez podzielenie wysokości całego warystora przez obliczoną wyżej liczbę szeregowo połączonych mikrowarystorów. Dzieląc wreszcie przekrój całego warystora przez obliczony przekrój pojedynczego mikrowarystora o przyjętym kształcie walca, otrzymuje się liczbę mikrowarystorów połączonych równolegle.

Przedstawiony powyżej model przewodzenia prądu przez warystor wyjaśnia wiele jego właściwości w warunkach dynamicznych zmian napięcia, w szczególności nieliniowość, zależność od temperatury, wysoką obciążalność energetyczną. Opisuje jednak tylko zachowanie się pojedynczych elektronów i dziur. Aby określić zachowanie całego prądu, płynącego przez barierę potencjału na granicy ziaren ZnO , należy skorzystać z modelu termicznego [8,9]. Gęstość prądu płynącego przez barierę potencjału można w nim wyrazić wzorem

$$j_s = j \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{eU}{kT}\right) \right) - \frac{1}{2} j_{em} + j_{\pi} \quad (2.10)$$

w którym

$$j = AT^2 \exp\left(\frac{e\Phi_B + \xi}{kT}\right), \quad (2.11)$$

$$j_{em} = 2AT^2 c \int N_p(E) \cdot f(E) \exp\left(-\frac{(E_b - E)}{kT}\right) dE, \quad (2.12)$$

$$j_{\pi} = j \cdot c \exp\left(-\frac{eU}{kT}\right) \int N_p(E) \cdot [1 - f(E)] dE, \quad (2.13)$$

gdzie: j – gęstość prądu termicznego,

j_{em} – gęstość prądu emisji z powierzchni granicznej ziarna ZnO,

j_{π} – gęstość prądu wynikającego z rekombinacji dziur,

A – stała Richardsona [A/m^2K^2],

k – stała Boltzmanna,

T – temperatura bezwzględna,

ξ – różnica między poziomem Fermiego E_F a pasmem przewodnictwa E_C ,

$N_p(E)$ – koncentracja ładunków powierzchniowych na granicy ziaren ZnO,

$f(E)$ – funkcja rozkładu prawdopodobieństwa Fermiego,

c – przekrój poprzeczny,

$E_b = e\Phi_B + \xi + E_F$.

W przypadku prądu stałego wzór (2.10) upraszcza się do postaci

$$j_s = j \cdot F_g \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{eU}{kT}\right) \right), \quad (2.14)$$

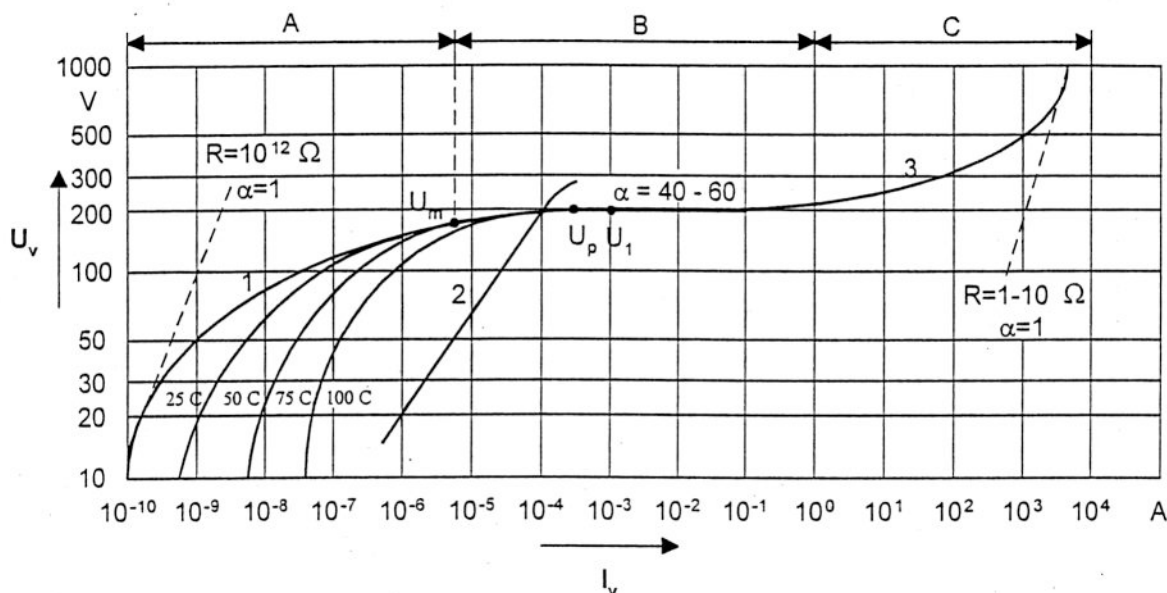
w której F_g jest jedną z funkcji Yelda.

2.3. Mechanizm działania warystora dla trzech zakresów jego pracy

Za pomocą pomiarów można określić zależność między napięciem doprowadzonym do warystora, a prądem płynącym przez niego, tj. wyznaczyć charakterystykę prądowo-napięciową $U_v = f(I_v)$. Ponieważ każdy warystor ma pewną przewodność i pojemność, to po doprowadzeniu do niego napięcia przemiennego występują w prądzie dwie składowe: rezystancyjna i pojemnościowa, zaś po doprowadzeniu napięcie stałego wystąpi tylko składowa rezystancyjna prądu. Na rys. 2.10 przedstawiono przykładowe charakterystyki prądowo-napięciowe warystora ZnO, określone przy napięciu stałym (1 - składowa rezystancyjna prądu), przemiennym (2 - składowa pojemnościowa) oraz udarowym (3 - składowa rezystancyjna). W charakterystyce $U_v = f(I_v)$ można wyróżnić trzy zakresy działania warystora [3]:

- zakres przedprzebiciowy A, w którym warystor zachowuje się jak izolator o określonej pojemności i bardzo małej stratności;

- zakres przebiciowy B, w którym występuje właściwy efekt warystorowy, tj. duża nieliniowość prądu w stosunku do napięcia;
- zakres nasycenia C, w którym charakterystyka prądowo-napięciowa staje się przy dużych prądach liniowa.

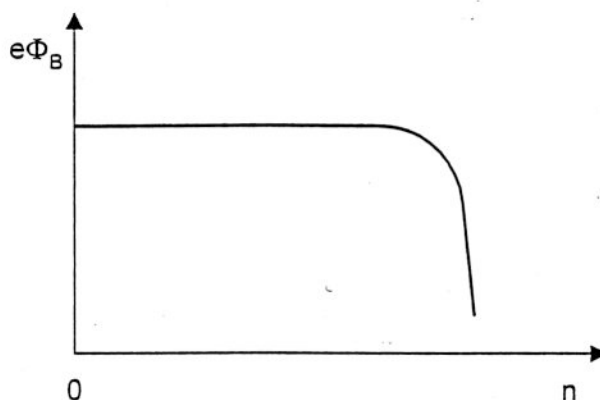


Rys. 2.10. Przykładowa charakterystyka prądowo-napięciowa warystora ZnO: 1 - część charakterystyki zdjęta przy napięciu stałym, 2 - część charakterystyki zdjęta przy napięciu przemiennym, 3 - część charakterystyki zdjęta przy napięciu udarowym, A - zakres przedprzebiciowy, B - zakres przebiciowy, C - zakres nasycenia, U_m - napięcie pracy ciągłej, U_p - napięcie przebicia

Zakres przedprzebiciowy A

Zadaniem warystora pracującego w zakresie A (rys. 2.10) jest ograniczenie płynącego przez niego prądu do takiej wartości, która występując trwale, nie powoduje jego uszkodzenia. Stąd wynika definicja górnej granicy zakresu A, czyli napięcia trwałej pracy U_m warystora, jako największego dopuszczalnego napięcia, przy którym moc wydzielająca się w warystorze w stanie ustalonym nie spowoduje jego przegrzania i uszkodzenia. W normalnych warunkach pracy, gdy nie występują żadne przepięcia, warystor pracuje stale w przedziale A przy napięciu $U \leq U_m$.

W zakresie tym warystor ma bardzo dużą rezystancję, której wartość stosunkowo nieznacznie zmniejsza się przy wzroście napięcia. Jego rezystywność zależna jest od koncentracji ładunków w pojedynczych ziarnach ZnO. Koncentrację tę można regulować poprzez dodawanie do spiekane go czerepu z ZnO domieszek donorowych lub akceptorowych. Rezystywność warystora zmniejsza się ze wzrostem domieszek donorowych (np. Al, Ga) lub ze zmniejszeniem domieszek akceptorowych (np. Li) [56]. Koncentracja ładunków n w wyżej wymienionych warunkach zwiększa się. Zależność między wysokością bariery potencjału a koncentracją ładunków w ziarnach ZnO jest odwrotnie proporcjonalna. Jej przebieg przedstawia rys. 2.11.



Rys. 2.11. Zależność między wysokością bariery potencjału a koncentracją ładunków w ziarnach ZnO

W zakresie pracy A warystora występują tylko ładunki większościowe, tj. elektrony i prąd przez nie wywołany ma charakter liniowy. Przy bardzo małych wartościach prądu charakterystyka warystora jest zgodna z prawem Ohma.

Bariera potencjału typu Schottky'ego reguluje przepływ prądu. Osiągnięcie przez elektron energii potrzebnej mu do przedostania się przez barierę możliwe jest tylko na skutek jonizacji termicznej. Im wyższa jest temperatura otoczenia, tym więcej elektronów może przedostać się przez barierę. Stąd charakterystyka $U_v = f(I_v)$ w zakresie A jest zależna od temperatury (rys. 2.10).

Zakres przebiegowy B

Gdy napięcie doprowadzone do warystora zwiększa się to rośnie również energia przypadająca na warstwę graniczną pojedynczego mikrowarystora. Po przekroczeniu energii równoważnej wartości 3,2 eV, czyli energii potrzebnej do pokonania pasma zabronionego $e\Phi_z$ (rys. 2.8) elektrony osiągają dużą energię kinetyczną i są przyczyną powstawania dziur. Dziury przyczyniają się z kolei do nagłego zmniejszenia bariery potencjału i odpowiedzialne są za powstającą nieliniowość w części B charakterystyki $U_v = f(I_v)$. Nagłe zmniejszenie się bariery potencjału powoduje gwałtowny wzrost prądu przepuszczanego przez warystor. W tej części charakterystyki zależność między prądem i napięciem można określić wzorem

$$I = k_w \cdot U^\alpha, \quad (2.15)$$

w którym: k_w - współczynnik zależny od wymiarów i własności materiałowych warystora,

α - współczynnik nieliniowości.

Znając współrzędne dwóch punktów charakterystyki napięciowo-prądowej w zakresie B można obliczyć wartość współczynnika α z zależności

$$\alpha = \frac{\log I_2 - \log I_1}{\log U_2 - \log U_1}, \quad (2.16)$$

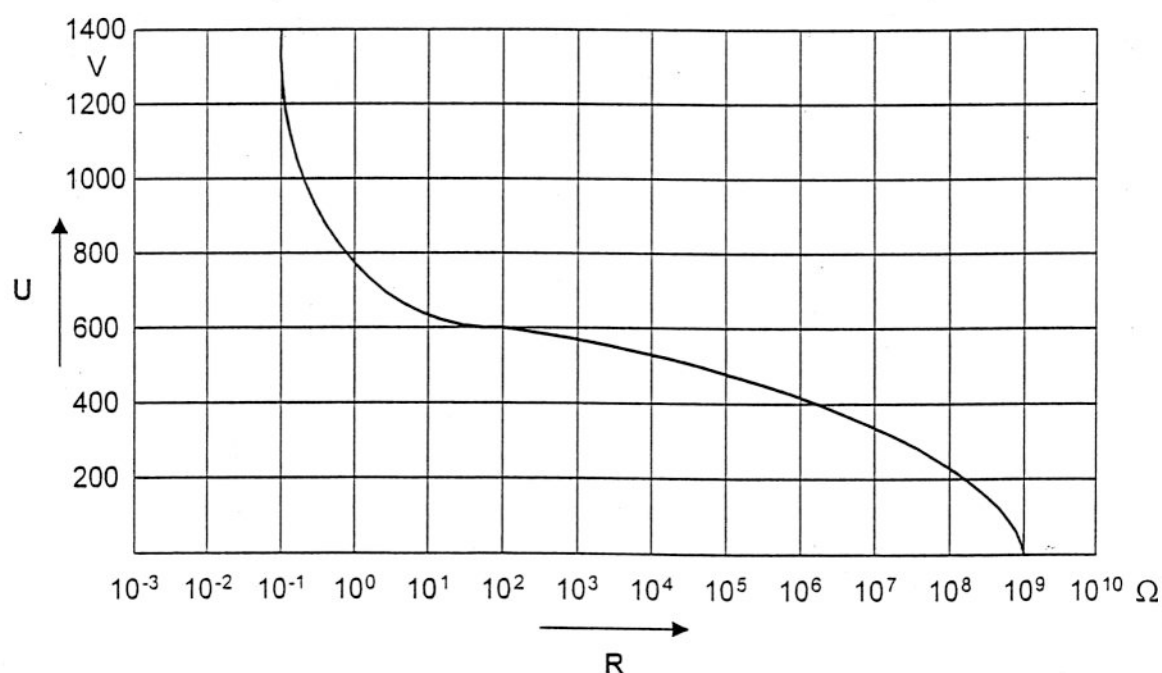
w której: U_1, U_2 - spadki napięć na warystorze, odpowiadające prądom I_1, I_2 .

W zakresie przebiciowym, obejmującym prądy od 10^{-5} do 10^2 A, współczynnik nieliniowości α ma praktycznie stałą wartość rzędu kilkudziesięciu. Współcześnie produkuje się warystory, których współczynnik ten zawiera się w granicach od 30 do 100 [16]. Parametr ten wyróżnia korzystnie warystory tlenkowe spośród innych środków ochrony przepięciowej np. warystorów karborundowych SiC, których $\alpha_{\max} = 7$.

Zakres przebiciowy B, zwany także zakresem właściwej pracy warystora jest najważniejszym z punktu widzenia zastosowań warystorów w ochronie przeciwprzepięciowej. Duża nieliniowość charakterystyki w tym zakresie sprawia, że niewielki wzrost napięcia na chronionym przez warystor urządzeniu może spowodować wzrost wartości prądu płynącego przez warystor o kilka rzędów. W zakresie tym warystor narażony jest na różnego rodzaju przepięcia dorywcze lub łączeniowe. Powinien więc mieć dużą wytrzymałość energetyczną i zdolność do absorbowania dużej energii cieplnej.

Rezystancja warystora w obszarze przebicia silnie zależy od doprowadzonego napięcia. Może być wyznaczona z charakterystyki rezystancyjno-napięciowej (rys.2.12) określonej zależnością

$$R_v = \frac{U}{I} = \frac{1}{k_w} U^{1-\alpha}. \quad (2.17)$$



Rys. 2.12. Przykładowa charakterystyka rezystancyjno-napięciowa warystora ZnO

Nieliniowość charakterystyki warystorów stwarza trudności przy wyznaczaniu ich parametrów. W danych katalogowych, zawierających podstawowe parametry warystorów tlenkowych [43,44,45], wprowadzono dlatego określenie napięcia charakterystycznego U_1 , równego spadkowi napięcia na warystorze przy przepływie

przez niego prądu stałego o natężeniu 1 mA. Znając jego wartość można wyznaczyć rezystancję warystora korzystając z zależności [68]

$$\log R_v = 3 + \log U + \alpha \log \frac{U_1}{U}. \quad (2.18)$$

Zakres nasycenia C

Podczas przepływu przez warystor bardzo dużych uderów prądowych mogą w nim występować gęstości prądów większe od 100 A/cm^2 . Warystor musi więc wykazywać szczególnie dużą wytrzymałość energetyczną, związaną ze zdolnością do absorbowania bardzo dużych energii. W zakresie C charakterystyki $U_v = f(I_v)$ współczynnik nieliniowości szybko zmniejsza swoją wartość ($\alpha < 10$), a rezystancja całego warystora ustala się na poziomie $1 \div 10 \Omega$. Warystor przechodzi w tzw. stan nasycenia, w którym charakterystyka prądowo-napięciowa staje się znowu liniowa i można ją opisać zależnością

$$U = r_w \cdot I, \quad (2.19)$$

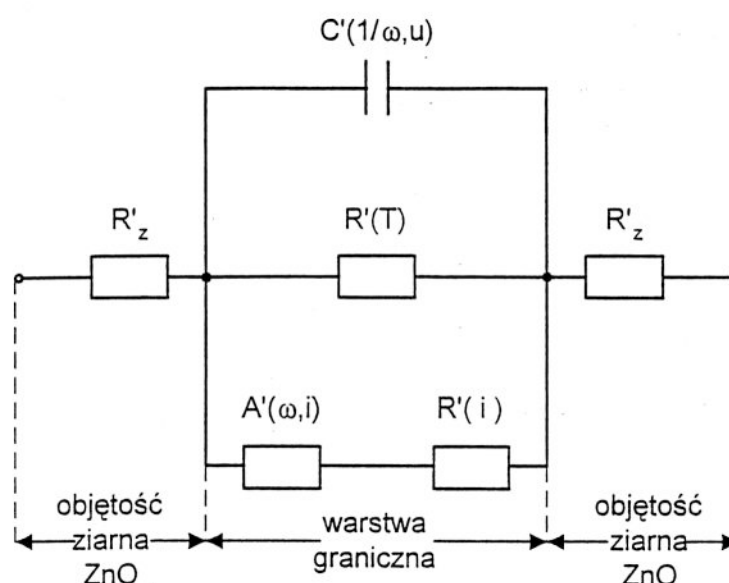
w której r_w jest rezystancją wewnętrzną ziaren ZnO, charakteryzujących się rezystywnością $\rho \approx 1 \Omega\text{cm}$.

W zakresie nasycenia C bariera Schottky'ego na granicy ziaren zachowuje się tak samo jak w obszarze przebicia B.

2.4. Schemat zastępczy warystora

O przepływie prądu przez warystor decydują głównie procesy zachodzące na granicy pojedynczych ziaren ZnO. Uwzględniając mechanizm przepływu tego prądu można utworzyć schemat zastępczy pojedynczego mikrowarystora (rys. 2.13). Warstwę graniczną w miejscu styku dwóch ziaren odzwierciedla w nim impedancja, w skład której wchodzi [69]:

- rezystancja $R'(i)$, obrazująca barierę potencjału Φ_B ,
- rezystancja $A'(\omega, i)$, określająca zachowanie bariery pod wpływem zmian częstotliwości doprowadzonego napięcia,
- pojemność $C'(1/\omega, u)$ pojedynczego mikrowarystora.



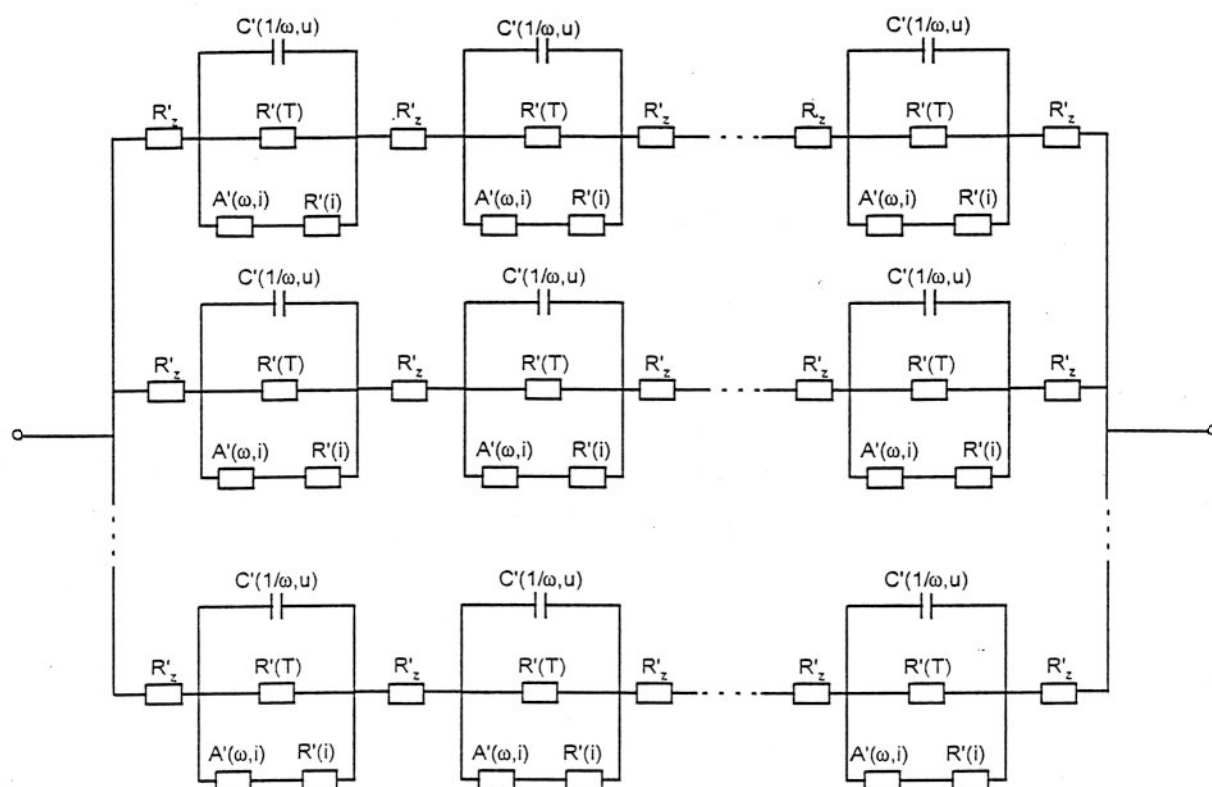
Rys. 2.13. Schemat zastępczy mikrowarystora ZnO

Wszystkie trzy parametry są nieliniowe i zależne od przyłożonego napięcia oraz temperatury. Wpływ temperatury na barierę potencjału określa oddzielny element $R'(T)$. Ma on znaczenie tylko przy przepływie małych prądów (zakres A charakterystyki $U_v = f(I_v)$). Dla dużych prądów rezystancja $R'(T)$ jest pomijalna. Występujący na schemacie parametr R'_z określa rezystancję wnętrza ziarna ZnO. Jest ona bardzo mała i jej wpływ staje się zauważalny dopiero przy przepływie dużych prądów.

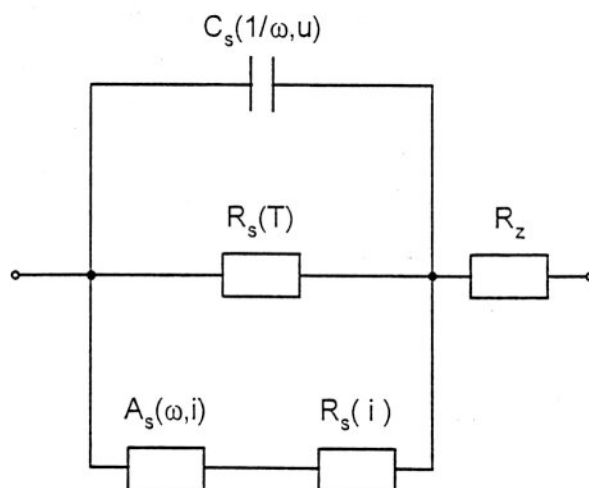
Cały warystor ZnO tworzy skomplikowana sieć połączonych szeregowo-równolegle mikrowarystorów (rys. 2.14). Przyjmując, że wszystkie mikrowarystory są identyczne można utworzyć model zastępczy całego warystora (rys. 2.15) o parametrach:

$$\begin{aligned}
 R_s(i) &= k_k \cdot R'(i), \\
 A_s(\omega, i) &= k_k \cdot A'(\omega, i), \\
 R_s(T) &= k_k \cdot R'(T), \\
 C_s(1/\omega, u) &= k_k \cdot C'(1/\omega, u), \\
 R_z &= 2k_k \cdot R'_z,
 \end{aligned}
 \tag{2.20}$$

gdzie: k_k - czynnik wynikający z szeregowego i równoległego połączenia mikrowarystorów



Rys. 2.14. Model zastępczy całego warystora ZnO w postaci rozwiniętej



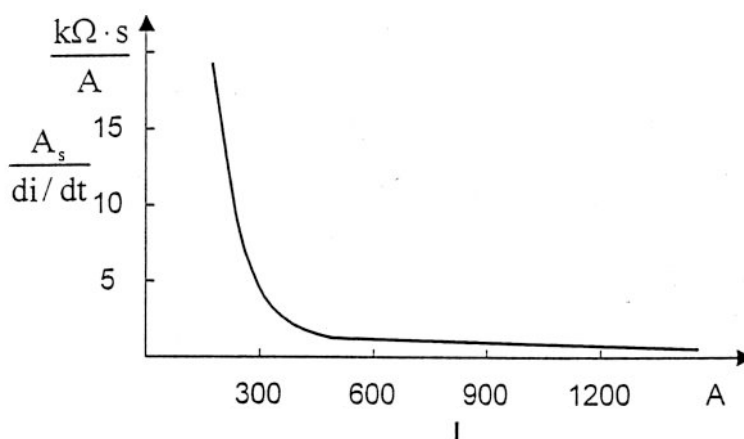
Rys. 2.15. Model zastępczy całego warystora ZnO w postaci złożonej

Wartości $C_s(1/\omega, u)$, R_z i $R_s(T)$ szacuje się znając mikrostrukturę warystora, natomiast $R_s(i)$ oraz $A_s(\omega, i)$ można wyznaczyć za pomocą wzorów empirycznych [69]. Jest to jednak dość trudne ze względu na konieczność znajomości wielu parametrów zależnych od procesu produkcyjnego warystorów. W praktyce wartości elementów schematu zastępczego warystora wyznacza się pomiarowo.

Rezystancja $R_s(i)$ jest nieliniowa i jej wartość zależy od przepływającego przez warystor prądu. W zakresie A charakterystyki $U_v = f(I_v)$, gdzie napięcie doprowadzone do warystora jest małe, impedancja stykowej warstwy granicznej, w skład której

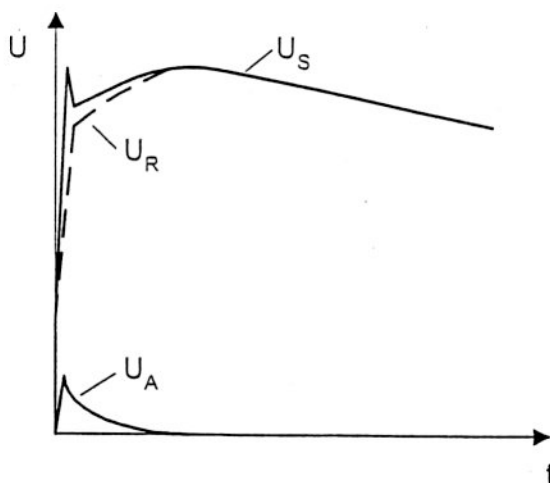
wchodzi rezystancja $R_s(i)$ jest bardzo duża. Spowodowane jest to właśnie dużą wartością rezystancji $R_s(i)$ rzędu setek megaomów. Gdy napięcie doprowadzone do warystora osiąga wartość przebicia (zbliża się do zakresu B charakterystyki napięciowo-prądowej warystora) rezystancja $R_s(i)$ znacznie maleje i zaczyna bocznikować pojemność C_s . Jej wartość może być określona zależnością (2.17) lub (2.18). Składowa rezystancyjna prądu w tym zakresie znacznie przewyższa wartość składowej pojemnościowej, która przestaje już mieć istotne znaczenie w jego przepływie. W zakresie C charakterystyki $U_v = f(I_v)$ rezystancja $R_s(i)$ zrównuje się z rezystancją wnętrza ziarna R_z . Jej wartość wynosi od 1 do 10 Ω .

Element rezystancyjny $A_s(\omega, i)$, wchodzący w skład impedancji stykowej warstwy granicznej, zależy od stromości oraz amplitudy przepływającego przez warystor prądu. Opisuje on zachowanie nośników ładunków na granicy ziaren ZnO. Jego charakterystykę w funkcji prądu przedstawia rys. 2.16 [69].



Rys. 2.16. Przykładowa charakterystyka elementu A_s w funkcji prądu I

Element A_s wpływa także na przebieg napięcia na warystorze. Jest on odpowiedzialny za powstający szpic w jego przebiegu chwilowym (rys. 2.17).



Rys. 2.17. Przebiegi chwilowe napięcia na warystorze: U_A - napięcie na elemencie A_s , U_R - napięcie na elemencie $R_s(i)$, U_S - sumaryczne napięcie przyłożone do warystora

Przy przepływie małych prądów przez warystor istotne znaczenie ma jego pojemność C_s . W zakresie przedprzebiciowym charakterystyki napięciowo-prądowej prąd ma praktycznie tylko składową pojemnościową, gdyż składowa rezystancyjna jest o kilka rzędów wielkości mniejsza. Pojemność warystora zależy od częstotliwości oraz wartości doprowadzonego napięcia. Szacuje się, że pojemność stykowej warstwy granicznej wynosi około $0,18 \mu\text{F}/\text{cm}^2$ (przy małych częstotliwościach) i $0,08 \mu\text{F}/\text{cm}^2$ (przy dużych częstotliwościach) [8]. Zakładając, że powierzchnia tej warstwy ma około $2,5 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2$ to pojemność pojedynczego mikrowarystora ma wartość około $0,2 \text{ pF}$. Stąd znając liczbę równolegle połączonych mikrowarystorów można określić pojemność całego warystora C_s . Przyjmuje ona wartości kilku nanofaradów. Z punktu widzenia ochrony przepięciowej jest to korzystna cecha warystora. Duża pojemność łagodzi bowiem stromość przebiegów przepięciowych, przez co poprawia skuteczność działania warystora.

Dużą rolę w przepływie prądu przez warystor odgrywa temperatura. Jej wpływ reprezentuje rezystancja $R_s(T)$ (rys. 2.15). Można ją wyznaczyć z zależności

$$R_s(T) = R_0 \cdot (1 + \beta_T \Delta T), \quad (2.21)$$

w której: R_0 - rezystancja w temperaturze odniesienia T_0 ,
 β_T - temperaturowy współczynnik rezystancji,
 ΔT - różnica temperatur ($\Delta T = T - T_0$).

Przyjmując, że cała energia elektryczna zamieniana jest na energię cieplną, różnicę temperatur ΔT wyraża równanie

$$\Delta T = \frac{1}{mc} \cdot (E_w - E_{od}), \quad (2.22)$$

w którym: E_w - energia wytworzona w warystorze ($E_w = \int u \cdot i \, dt$),

E_{od} - energia oddawana do otoczenia,

m - masa warystora,

c - ciepło właściwe.

Podstawiając równanie (2.22) do zależności (2.21) otrzymujemy

$$R_s(T) = R_0 + \frac{R_0 \cdot \beta_T}{mc} \cdot (E_w - E_{od}). \quad (2.23)$$

Równanie (2.23) obowiązuje tylko przy przepływie małych prądów. Przy dużych udarach prądowych wpływ rezystancji $R_s(T)$ jest pomijalny, ponieważ współczynnik temperaturowy β_T jest wówczas bardzo mały [69].

3. ANALIZA FIZYKI DEGRADACJI WŁASNOŚCI WARYSTORÓW TLENKOWYCH

3.1. Wpływ temperatury na trwałość warystorów tlenkowych

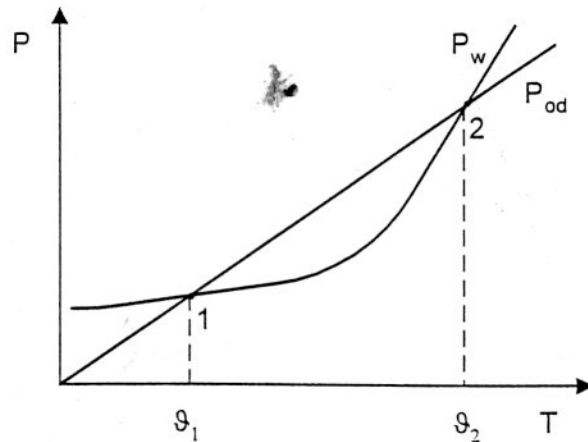
Trwałość warystorów tlenkowych z punktu widzenia ich własności definiowana jest często jako czas, po którym prąd warystora wzrośnie do wartości granicznej, odpowiadającej warunkom utraty stabilności cieplnej, prowadzącej do zniszczenia warystora. Przy stałej wartości napięcia na warystorze wzrost jego temperatury może spowodować znaczny przyrost prądu i jednocześnie mocy dostarczanej warystorowi, co z kolei wpływa na dalsze podwyższanie się jego temperatury. Dodatnie sprzężenie zwrotne w takim procesie może doprowadzić do utraty stabilności i wystąpienia zjawiska eskalacji temperatury, prowadzącego do cieplnego zniszczenia warystora. Temperatura w jakiej pracuje warystor ma więc bardzo istotny wpływ na jego trwałość.

Na wzrost temperatury warystora mogą mieć wpływ: prąd upływnościowy, wysoka temperatura otoczenia, słaba zdolność odprowadzania prądów udarowych, mała pojemność cieplna pojedynczych dysków warystorowych, złe warunki chłodzenia oraz stan powierzchni warystorów (jej zabrudzenie). Jeżeli obciążenie cieplne przekroczy wartość dopuszczalną, może dojść do przebicia wewnętrznego warystora. Łuk palący się w jego wnętrzu powoduje powstanie gazów, których wysokie ciśnienie w zamkniętej przestrzeni może wywołać eksplozję obudowy izolacyjnej warystora. Aby nie doszło do takich przypadków musi być zachowana stabilność cieplna warystora.

Stabilność cieplna warystora może być osiągnięta wtedy, gdy moc oddawana przez warystor będzie większa (lub co najmniej równa) mocy w nim wytwarzanej. Na rys. 3.1 przedstawiono zależność mocy oddawanej i wytwarzanej w funkcji temperatury warystora w zakresie przedprzebiciowym (zakres A) charakterystyki $U_v = f(I_v)$. Moc odprowadzana do otoczenia jest w tym zakresie proporcjonalna do temperatury. Moc wytwarzana w warystorze jest od niej zależna nieliniowo. Punkt 1 przecięcia krzywej P_w z prostą P_{od} jest punktem równowagi trwałej, czyli stabilności cieplnej, gdyż aż do punktu 2 moc odprowadzana jest większa od wytwarzanej i temperatura nie może wzrastać, lecz musi opadać w kierunku punktu 1. Punkt 2 jest punktem niestabilności cieplnej. Poczynając od niego temperatura będzie rosła, gdyż moc wytwarzana staje się większa od odprowadzanej. Punkty 1 i 2 odpowiadają odpowiednio temperaturom ϑ_1 i ϑ_2 . Różnica między nimi $\Delta\vartheta = \vartheta_2 - \vartheta_1$ może być miarą zapasu stabilności, wymaganego w warunkach zakłóceń podczas przepływu prądów nieustalonych [18]. W warunkach tych dostarczona warystorowi energia nie powinna spowodować przyrostu jego temperatury o więcej niż $\Delta\vartheta_s$, co można zapisać nierównością

$$\vartheta_1 + \Delta\vartheta_s < \vartheta_2 \quad (3.1)$$

Niespełnienie tego warunku stabilności dynamicznej powoduje przekroczenie temperatury ϑ_2 i wystąpienie zjawiska eskalacji temperatury.



Rys. 3.1. Wykres mocy wytwarzanej P_w i odprowadzanej do otoczenia P_{od} w funkcji temperatury warystora T

Zwiększanie napięcia doprowadzonego do warystora powoduje wzrost wydzielanej w nim mocy i podniesienie charakterystyki $P_w = f(T)$ (rys. 3.1). Może wówczas wystąpić tylko jeden punkt graniczny styczności charakterystyk P_w i P_{od} , będący punktem niestabilności lub też obie krzywe nie przetną się wcale, temperatura będzie rosła i stabilność nigdy nie wystąpi. Aby do tego nie dopuścić, należy uzyskać odpowiednio niski poziom przebiegu charakterystyki $P_w = f(T)$. Osiąga się to poprzez właściwy dobór wartości dopuszczalnego napięcia pracy ciągłej warystora.

W zakresie pracy warystora (zakres B) wpływ temperatury określa się obniżeniem napięcia charakterystycznego U_1 . Miarą wpływu temperatury na to napięcie jest współczynnik temperaturowy określony zależnością [67]

$$k_{\vartheta} = \frac{U_{19} - U_1}{U_1 \cdot (\vartheta - 25)} 100, \quad (3.2)$$

w której: ϑ - aktualna temperatura warystora,

U_{19} - spadek napięcia na warystorze przy przepływie prądu 1 mA w temperaturze ϑ ,

U_1 - napięcie charakterystyczne warystora.

Wymagana wartość współczynnika k_{ϑ} określona jest zależnością

$$k_{\vartheta} < -0,05\% / K. \quad (3.3)$$

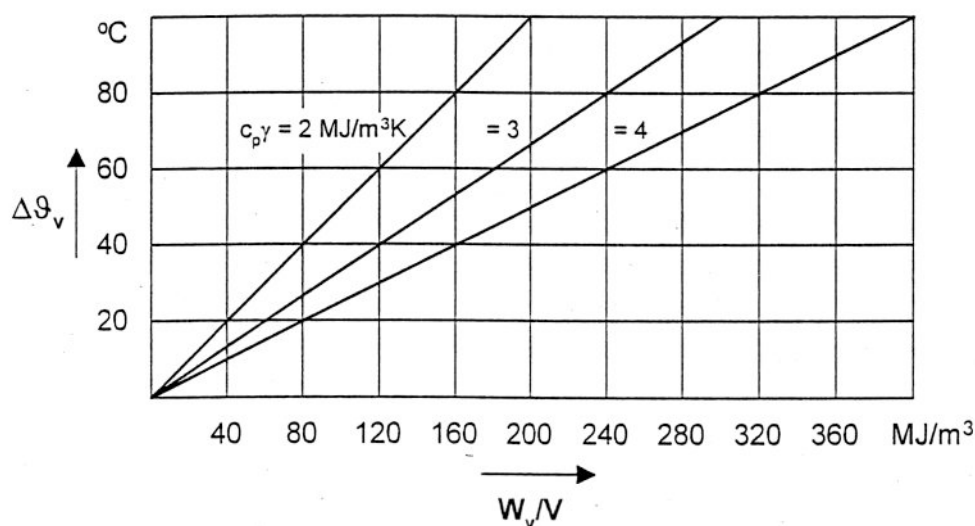
Oznacza to, że charakterystyka napięciowo-prądowa warystora obniża się o mniej niż 1% przy wzroście temperatury o 20 K.

Podczas pracy warystora przepływają przez niego prądy przemienne i uderowe o różnych amplitudach, powodujące wydzielanie się w nim dodatkowej energii W_v i przyrost temperatury określony zależnością [3]

$$\Delta\vartheta_v = \frac{W_v}{c_p \cdot \gamma \cdot V}, \quad (3.4)$$

w której: c_p - ciepło właściwe,
 γ - gęstość materiału warystora,
 V - objętość całkowita warystora

Z zależności (3.4) można wyznaczyć graniczną wartość energii $W_v = W_{vm}$, jaka może być dostarczona dorywczo warystorowi przy zadanym zapasie stabilności $\Delta\vartheta_s$ i znanej wartości iloczynu $c_p \cdot \gamma$ (rys. 3.2).



Rys. 3.2. Zależność przyrostu temperatury warystora $\Delta\vartheta_v$ od dostarczonej mu impulsowo energii W_v

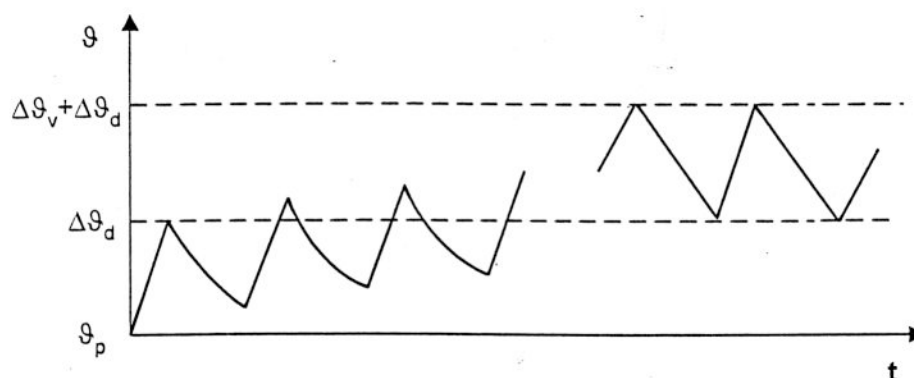
Wyznaczona w ten sposób energia graniczna W_{vm} odpowiada warunkom, w których po ustąpieniu zakłócenia (przebiegu) temperatura warystora wraca do jej wartości ustalonej przed wystąpieniem zakłócenia. Energia graniczna jest więc parametrem informującym o odporności cieplnej warystorów na pojedyncze udary prądowe, występujące rzadko i w dużych odstępach czasu. W przypadku sterowania obwodów indukcyjnych stycznikami przy dużej częstotliwości łączeń, temperatura warystorów w krótkich przedziałach czasu pomiędzy kolejnymi porcjami energii dostarczanych w poszczególnych cyklach łączeniowych nie zdąży wrócić do jej wartości początkowej i ustali się na odpowiednio wyższym poziomie $\Delta\vartheta_v + \Delta\vartheta_d$ (rys. 3.3). Dodatkowy przyrost temperatury $\Delta\vartheta_d$, występujący w tym przypadku, można wyznaczyć z przybliżonej zależności

$$\Delta\vartheta_d = \Delta\vartheta_v \cdot \frac{e^{-\frac{t_p}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{t_p}{\tau}}}, \quad (3.5)$$

w której: t_p - czas pomiędzy kolejnymi porcjami energii W_v dostarczanej warystorowi,

$\Delta\vartheta_v$ - przyrost temperatury warystora po pojedynczym impulsie energii W_v ,

T - stała czasowa stygnięcia warystora.



Rys. 3.3. Przebieg nagrzewania się warystora w warunkach dużej częstotliwości łączy

Przyrost temperatury $\Delta\vartheta_d$ należy uwzględnić przy określeniu stabilności dynamicznej warystora zgodnie z wyrażeniem

$$\vartheta_1 + \Delta\vartheta_v + \Delta\vartheta_d < \vartheta_2, \quad (3.6)$$

z którego po uwzględnieniu zależności (3.5) otrzymuje się

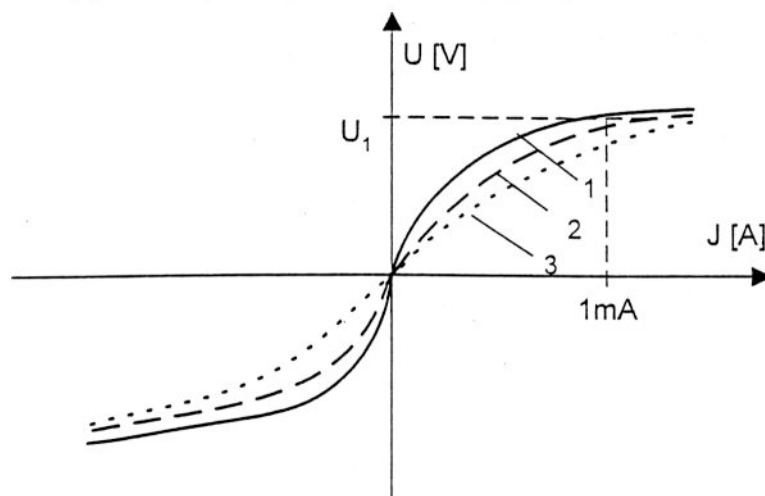
$$\vartheta_1 + \Delta\vartheta_v \cdot \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_p}{T}}} < \vartheta_2. \quad (3.7)$$

3.2. Degradacja własności elektrycznych warystorów ZnO

Pracujący w obwodzie elektrycznym warystor narażony jest na długotrwałe obciążenie napięciem stałym lub przemiennym oraz na krótkotrwałe, często powtarzające się impulsy przepięciowe. Warystory ZnO poddane tego typu oddziaływaniom mogą ulegać degradacji, czego przejawem może być między innymi zmiana charakterystyki prądowo-napięciowej w sposób jaki pokazano na rys. 3.4. W wyniku degradacji następuje wzrost prądu upływowego, co w trakcie pracy powoduje zwiększenie wydzielanej mocy i w konsekwencji może dojść do zniszczenia warystora na skutek jego samonagrzewania. Z tego powodu ustalono, że dopuszczalna zmiana napięcia U_1 (przy przepływie prądu 1 mA) nie może przekroczyć 10% [43,44,63].

Stopień degradacji można opisać, podając wielkość zmian napięcia na warystorze przy stałym prądzie lub zmian prądu pod stałym napięciem w ściśle określonych warunkach próby (temperatura, czas, rodzaj i wielkość obciążenia). Największe zmiany charakterystyki $U_v = f(I_v)$ zachodzą w zakresie małych prądów,

niższych od $10\div 100 \text{ mA/cm}^2$ i maleją ze wzrostem gęstości prądu. Wysokoprądowa część charakterystyki prądowo-napięciowej praktycznie nie zmienia się. Degradacja własności elektrycznych warystora zależy od czasu jego pracy, wartości napięć długotrwałych oraz od liczby, czasu trwania, stromości i amplitudy udarów prądowych na jakie narażony jest warystor podczas swojej pracy.



Rys. 3.4. Charakterystyki prądowo-napięciowe warystora nowego (1), oraz zmiany tej charakterystyki w wyniku długotrwałego obciążenia warystora napięciem zmiennym (50Hz) (2), długotrwałego obciążenia napięciem stałym lub jednokierunkowymi impulsami prądowymi (3), U_1 - napięcie charakterystyczne warystora

Badania wykazują, że zarówno duża liczba stromych impulsów o relatywnie małych energiach jak i niewielka liczba długich impulsów o dużej energii, może doprowadzić do uszkodzenia warystora, przy czym impulsy prądowe o dużej amplitudzie i energii powodują szybszy wzrost prądu upływowego niż impulsy o krótkim czasie trwania i małej energii [49,59,60]. Zmiany charakterystyki prądowo-napięciowej warystora zależą nie tylko od całościowej energii pochłoniętej podczas obciążenia impulsami prądowymi, lecz także od energii pojedynczych impulsów prądowych. W pracy [59] wykazano, że podczas obciążania warystora impulsami prądowymi o takiej samej energii i amplitudzie, ale różnej stromości narastania, prąd upływowy osiąga większe wartości przy większej stromości impulsów. Wyraźny wpływ stromości impulsów na degradację własności warystora wykazano także podczas badań przeprowadzanych na Uniwersytecie w Stuttgarcie [14,47]. Stopień degradacji własności warystora określano tam mierzac moc upływnościową. Z badań tych wynika, że wzrost względnej mocy upływnościowej (stosunek mocy upływnościowej po zadaniu N udarów prądowych do jej wartości na początku doświadczenia) zależy od całkowitej liczby zadanych impulsów, przy czym nie ma znaczenia jak te impulsy rozmieszczone są w czasie. Większy wzrost mocy upływnościowej występuje jednak podczas zadawania impulsów o większych wartościach szczytowych [12].

Degradacja własności elektrycznych warystora zależy także w dużym stopniu od kształtu impulsów. Wykazano, że bardzo krótkie impulsy prądowe, o czasach krótszych od impulsów $2/5 \mu\text{s}$, powodują wysoki wstępny wzrost względnej

mocy upływnościowej [13]. Impulsy prądowe o dłuższym czasie trwania, np. 4/10 μs lub 8/20 μs , lecz o jednakowej amplitudzie wpływają na wzrost mocy upływnościowej w stopniu bardzo zbliżonym.

Zmiany charakterystyki prądowo-napięciowej warystora występują również podczas długotrwałego obciążenia napięciem. Wówczas także obserwuje się wzrost prądu upływu warystora, przy czym podczas obciążenia napięciem zmiennym wzrost składowej czynnej prądu niekiedy rozpoczyna się dopiero po pewnym czasie, zwanym okresem inkubacji. Występowanie tego okresu spotyka się tylko w niektórych próbkach, szczególnie w niskich temperaturach; zanika on po podwyższeniu temperatury.

Degradacja warystorów tlenkowych jest zjawiskiem częściowo odwracalnym. Po odłączeniu napięcia od warystora, gdy nie jest on już narażony na impulsy przepięciowe, obserwuje się czasami powrót charakterystyki prądowo-napięciowej do stanu początkowego (przed degradacją). Zjawisko to nie zostało jednak do tej pory dostatecznie poznane i wyjaśnione. Niektórzy naukowcy uważają, że powrót ten następuje w czasie dużo krótszym od czasu trwania degradacji [28], inni w ogóle nie zaobserwowali zjawiska powrotu charakterystyki $U_v = f(I_v)$ do stanu początkowego [10]. Stwierdzono jednak, że wzrost temperatury pracy zdegradowanego warystora aktywizuje w znaczący sposób powrót do jego własności wyjściowych.

Odporność warystorów na degradację ich własności zależy także od technologii ich wytwarzania. Warystory poddane obróbce cieplnej, np. wyżarzaniu w temperaturze $770 \div 970 \text{ K}$ są mniej podatne na degradację niż warystory nie wygrzewane. Krytyczna temperatura w jakiej powinno się wygrzewać warystory wynosi około 870 K [29]. Podczas badań wykazano, że w temperaturze tej gęstość poziomów pułapkowych w warstwie zubożonej na granicy ziaren ZnO wyraźnie zmniejsza się, a stabilność warystora znacznie wzrasta [29]. Poniżej i powyżej tej temperatury warystor wykazuje mniejszą stabilność, a więc szybciej ulega degradacji. Wygrzewanie warystorów w temperaturach $870 \div 1020 \text{ K}$ powoduje jednak zmniejszenie się wartości współczynnika nieliniowości α [58].

Omówione zmiany charakterystyki prądowo-napięciowej warystora podczas degradacji dotyczą głównie jej obszaru niskoprądowego, w którym zachowanie się warystora jest determinowane przez parametry barier potencjału. Wynika stąd wniosek, że degradacja w tym obszarze jest wynikiem procesów zmieniających te parametry i spowodowana jest głównie deformacjami barier potencjału na granicach ziaren ZnO. Wysokość barier potencjału wyraźnie obniża się np. na skutek zadawania warystorom impulsów prądowych o dużej amplitudzie [2,5,19,47]. Jako przyczynę tych deformacji podaje się ruch jonów w strukturze warystora [33,34,58].

Wskaźnikiem poziomu degradacji warystora, oprócz wielkości elektrycznych (prądu, mocy, napięcia), mogą być również właściwości dielektryczne ze względu na ich związek z parametrami barier potencjału na granicach ziaren ZnO. W tej dziedzinie również prowadzono badania, mające na celu wyznaczenie zmian pojemności i $\text{tg}\delta$ warystora pod wpływem oddziaływania napięcia stałego lub przemiennego, a także impulsów prądowych [17,37].

Dla wyjaśnienia przyczyn zmian właściwości dielektrycznych warystora zachodzących pod wpływem różnych narażeń, konieczna jest znajomość fizyki procesów zachodzących w mikrostrukturze warystora. Obecnie istnieje wiele modeli opisujących te procesy, które w sposób mniej lub bardziej dokładny objaśniają mechanizmy degradacji. Do najważniejszych przyczyn powodujących to zjawisko należy:

- ruch jonów w kierunku prostopadłym do granicy ziarna ZnO w fazie międzyziarnowej oraz w warstwie ładunku przestrzennego wewnątrz ziarna [17];
- zmiana koncentracji pułapkowanych elektronów powodująca asymetryczny rozkład barier potencjału po obu stronach granicy ziarna [72];
- ruch jonów w warstwie ładunku przestrzennego i gromadzenie się ich w środku granicy [31];
- dyfuzja jonów Zn^{+} przebywających w warstwie ładunku przestrzennego i ich dejonizacja na granicach ziaren, powodująca obniżanie się barier potencjału [30];
- desorpcja jonów tlenu z powierzchni międzyfazowej i ich transport wzdłuż granic ziaren ZnO [33].

Model degradacji warystora oparty na ruchu jonów tlenu wzdłuż granic ziaren ZnO jest w stanie wyjaśnić większość obserwowanych własności warystora, np. zależność od wygrzewania, temperatury, czy też powrotu charakterystyki prądowo-napięciowej do stanu przed degradacją.

W obszarze niskoprądowym, w którym dominującym mechanizmem przewodnictwa prądu jest przepływ aktywowanych termicznie elektronów ponad barierami potencjału, gęstości prądu od napięcia opisuje zależność

$$J = J_0 \exp\left(-\frac{e\Phi_B}{kT}\right), \quad (3.8)$$

w której: J_0 – wielkość stała,

Φ_B – wysokość bariery potencjału.

Z zależności (3.8) wynika np., że dwukrotny wzrost prądu nastąpi wówczas, gdy wysokość bariery potencjału zmniejszy się o około 3,2% [33]. Wysokość bariery potencjału, przy założeniu stanu równowagi elektrycznej $N_0 \cdot d = N_p$ (gdzie N_0 jest koncentracją poziomów donorowych w ZnO, d – szerokością bariery potencjału, N_p – koncentracją stanów powierzchniowych) można wyznaczyć ze wzoru

$$\Phi_B = \frac{eN_p^2}{2\epsilon\epsilon_0 N_0}. \quad (3.9)$$

Zmiany koncentracji poziomów donorowych mogą wystąpić w wyniku przemieszczania się atomów w kierunku prostopadłym do granicy ziarna [30]. Za pomocą tego mechanizmu trudno jest jednak wyjaśnić degradację i powrót do własności wyjściowych po oddziaływaniu zmiennego pola elektrycznego.

Na wysokość bariery potencjału ma również wpływ koncentracja stanów powierzchniowych N_p . Aby nastąpił dwukrotny wzrost gęstości prądu, N_p musi zmniejszyć się o około 1,6% (przy $N_0 = \text{const.}$ i temperaturze 400K) [33].

Stany powierzchniowe tworzą się na granicach ziaren ZnO na skutek oddziaływania atomów bizmutu oraz adsorpcji tlenu w trakcie spiekania. W zależności od temperatury adsorbowany tlen znajduje się na różnym stopniu jonizacji. Jest więc prawdopodobne, że powierzchnia ziarna ZnO jest w trakcie chłodzenia po spiekaniu pokrywana kolejnymi warstwami atomowymi tlenu (w środku granicy ziarna znajdują się najslabiej związane jony tlenu).

Oddziaływanie pola elektrycznego w trakcie pracy warystora powoduje desorpcję jonów tlenu i ich transport wzdłuż granicy ziaren do elektrody. Na granicach równoległych do kierunku pola elektrycznego jony tlenu poruszają się bezpośrednio pod wpływem tego pola. Na granicach prostopadłych wytwarza się wtedy gradient potencjału elektrochemicznego powodujący ich zubożenie w tlen. Podczas narażeń impulsowych, czy też innych czynników powodujących degradację warystora, zachodzi początkowo desorpcja i transport najslabiej związanych jonów tlenu (degradacja jest wówczas najszybsza), a następnie, po ich wyczerpaniu, odrywają się silniej związane jony tlenu co powoduje znaczny spadek szybkości degradacji. Odrywanie się jonów tlenu powoduje spadek koncentracji stanów powierzchniowych N_p , a więc zgodnie z równaniem (3.9) zmniejszenie wysokości bariery potencjału i wzrost gęstości prądu. W przypadku słabej degradacji może nastąpić powrót warystora do własności wyjściowych, nawet w temperaturze pokojowej, na skutek ponownej adsorpcji jonów tlenu najslabiej związanych. W przypadku mocnej degradacji, do wywołania ponownej adsorpcji jonów tlenu silniej związanych, konieczne jest już dostarczenie energii – podwyższenie temperatury. Procesy te wyjaśniają więc wcześniej opisane zjawisko powrotu charakterystyki prądowo-napięciowej warystora do stanu sprzed degradacji po jego wygrzewaniu w temperaturze około 850 K.

Przedstawiona interpretacja mechanizmu procesu degradacji nie obejmuje wszystkich zjawisk związanych z tym procesem, między innymi wpływu obecności fazy międzyziarnowej, obróbki termicznej, czy też oddziaływania pola zmiennego. W przypadku oddziaływania takiego pola na warystor relację między gęstością prądu w zakresie przedprzebiciowym, a wartością pola elektrycznego E można przedstawić zależnością [19]

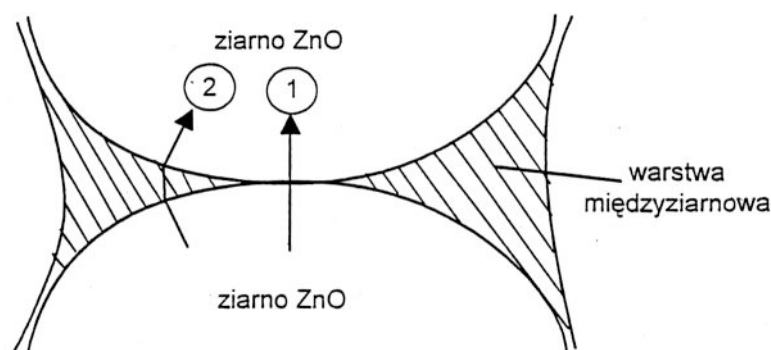
$$J = J_0 \exp\left(-\frac{\Phi_B - \beta\sqrt{E}}{kT}\right), \quad (3.10)$$

w której: $\beta = \left(\frac{e^3}{4\pi\epsilon_0\epsilon}\right)^{0.5}$,

J_0 – wartość stała.

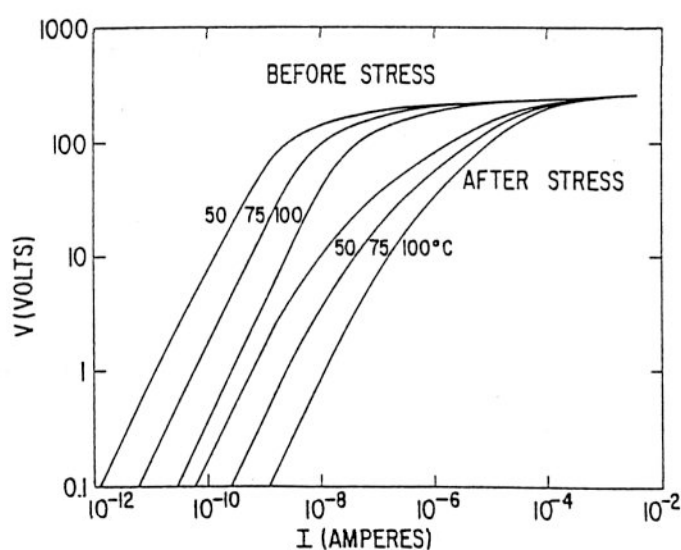
Degradacja warystora w obszarze przedprzebiciowym jest ściśle powiązana z parametrem β i może być reprezentowana przez relatywny spadek wartości tego parametru [19]. Zmniejszanie się β odzwierciedla wzrost stałej dielektrycznej materiału ceramicznego warystora ϵ . Stąd nasuwa się wniosek, że degradacja ma również wpływ na zmianę wartości ϵ . Wartość tą można także zmienić poprzez wygrzewania warystora. Ten model degradacji wyjaśnia więc istnienie ścisłego związku między wygrzewaniem warystora, a późniejszą jego degradacją.

Wpływ fazy międzyziarnowej na degradację warystora został opisany w pracy [52]. Autorzy dowiedli w niej istnienie dwóch równoległych ścieżek prądowych pomiędzy sąsiednimi ziarnami ZnO. Pierwsza ze ścieżek (rys. 3.5) przebiega przez środek granicy ziarna (gdzie brak jest strefy międzyziarnowej lub gdzie jest ona bardzo cienka). Przypuszczalnie jest ona aktywowana termicznie. Druga ścieżka przechodzi przez warstwę strefy międzyziarnowej zgromadzonej w rogach ziaren ZnO i jest niezależna od temperatury.



Rys. 3.5. Schemat granicy pomiędzy dwoma ziarnami ZnO z zaznaczonymi ścieżkami prądowymi 1 i 2.

Zgodnie z wcześniejszymi rozważaniami, zasadniczą przyczyną degradacji warystora jest redukcja wysokości bariery potencjału, która prowadzi do wzrostu prądu upływowego. W przypadku warystora nie zdegradowanego prąd upływu jest mały. Przypuszczalnie przepływa on tylko ścieżkami numer 1 (rys. 3.5). Zdegradowany warystor wykazuje dodatkowe równoległe przewodnictwo przez drogę niezależną od bariery Schottk'ego - ścieżką numer 2. Przykładową zależność prądu od napięcia warystora przed i po degradacji przedstawia rys. 3.6.



Rys. 3.6. Charakterystyka prądowo-napięciowa typowego warystora dla trzech temperatur przed (before stress) i po degradacji (after stress) [52]

4. WARYSTORY TLENKOWE ZnO JAKO ELEMENTY OCHRONY PRZED PRZEPięCIAMI

4.1. Mechanizmy powstawania przepięć

Przepięcia uznawane są za jedną z głównych przyczyn uszkodzeń pochodzenia elektrycznego występujących w sieciach elektroenergetycznych oraz zainstalowanych w nich urządzeniach. Ogólnie przepięcia można podzielić na zewnętrzne, spowodowane wyładowaniami atmosferycznymi oraz wewnętrzne.

Przepięcia atmosferyczne mogą być spowodowane bezpośrednim uderzeniem pioruna, np. w linie energetyczną lub wywołane na skutek sprzężenia elektromagnetycznego rozpatrywanego urządzenia z elementami układu, narażonymi na bezpośredni udar piorunowy. Najgroźniejszymi dla izolacji urządzeń są wyładowania bezpośrednie w urządzeniach napowietrznych. W strefowej koncepcji ochrony przed przepięciami zakłada się, iż podczas bezpośredniego wyładowania atmosferycznego w obiekt, 50% prądu piorunowego popłynie od razu do uziomu obiektu, a pozostałe 50% może popłynąć w sieci elektroenergetycznej i liniach transmisji sygnałów, wywołując duże przepięcia [73].

Przepięcia wewnętrzne można z kolei podzielić na [1]:

- przepięcia ustalone częstotliwości 50 Hz, które powstają na skutek zwarcia jednej fazy z ziemią oraz z powodu załączania i wyłączania nie obciążonych lub mało obciążonych linii,
- przepięcia quasiustalone o częstotliwości zbliżonej do 50 Hz wywołane zjawiskami rezonansowymi,
- przepięcia nieustalone średniej częstotliwości, czyli przede wszystkim przepięcia ziemnozwarciowe towarzyszące zwarcu jednej fazy z ziemią,
- przepięcia nieustalone średniej i wysokiej częstotliwości, czyli przepięcia łączeniowe, występujące krótkotrwale (nie dłużej niż kilka półokresów napięcia 50 Hz).

Najczęściej występującymi przepięciami w sieciach niskich i średnich napięć są przepięcia łączeniowe. Występują one w obwodach zasilających silniki indukcyjne, transformatory, dławiki i inne odbiorniki indukcyjne. Przepięcia o dużej wartości i stromości narastania generowane są często w obwodach złożonych z silnego źródła i krótkich linii kablowych, w których do operacji łączeniowych stosowane są łączniki próżniowe. Na ogół uznaje się, że najgroźniejszą operacją łączeniową jest wyłączanie silnika w trakcie rozruchu – współczynniki przepięć mogą osiągać wówczas wartości większe od 9 [1]. Liczne bardzo korzystne właściwości łączników próżniowych (bardzo szybki wzrost wytrzymałości połukowej, duża trwałość i zdolność łączeniowa) spowodowały, że ich produkcja na świecie oraz zakres zastosowań szybko wzrasta. Stosowanie tego rodzaju łączników do sterowania silnikami przyczynił się jednak do powstania wielu nowych mechanizmów generowania przepięć, stanowiących duże

zagrożenie dla izolacji silników. Przepięcia mogą występować zarówno podczas załączania, jak i wyłączania obwodów indukcyjnych.

Powstawaniu przepięć podczas załączania obwodów indukcyjnych sprzyjają:

- przebiecia przerwy między zbliżającymi się stykami oraz wielokrotne gaśnięcia łuku i jego ponowne zapłony aż do chwili zetknięcia się styków;
- niejednoczesność zamykania się styków łącznika w obwodach trójfazowych;
- odskoki styków łączników próżniowych, podczas których następuje ucinanie prądu i wielokrotne zapłony łuku.

Największe prawdopodobieństwo przebiecia przerwy międzystykowej podczas załączania łącznika występuje, gdy wartość chwilowa napięcia przemiennego między stykami osiąga maksimum. Przebiecie przerwy w pierwszy załączanym biegunie łącznika powoduje wygenerowanie w załączonej linii fali napięciowej, której amplituda U_N jest bliska amplitudzie napięcia fazowego U_{fm} (w przypadku dużej liczby linii kablowych przyłączonych do szyn zbiorczych). Gdy na końcu załączonej linii kablowej znajduje się silnik to napięcie na nim osiąga co najwyżej wartość $2U_{fm}$, a czasy narastania czoła fali τ_s są krótsze od $0,1 \mu s$ [23]. Przebiecie przerwy w kolejnym, drugim biegunie łącznika w chwili wystąpienia maksymalnej wartości napięcia na stykach, spowoduje wygenerowanie fali napięciowej, której amplituda może osiągnąć na zaciskach odbiornika wartości bliskie $5U_{fm}$, a względem ziemi $3U_{fm}$. Warunkiem wystąpienia tych maksymalnych wartości przepięć jest odpowiednia niejednoczesność zamykania się w łączniku styków bieguna pierwszego i drugiego, zbliżona do czasu równego połowie drgań własnych wyłączanego obwodu.

Przyczyną powstawania groźnych przepięć w obwodach indukcyjnych mogą być również odskoki styków w łączniku próżniowym. Podczas odskoku, może wystąpić ucięcie prądu i wielokrotne zapłony łuku, podczas których są generowane fale napięciowe o dużych amplitudach i stromościach. Amplitudy tych fal zależą od parametrów włączanego obwodu, a także od parametrów łącznika. Czasy narastania czoła tych fal są podobne jak przy wczesnych przebieciach przerwy podczas zamykania styków.

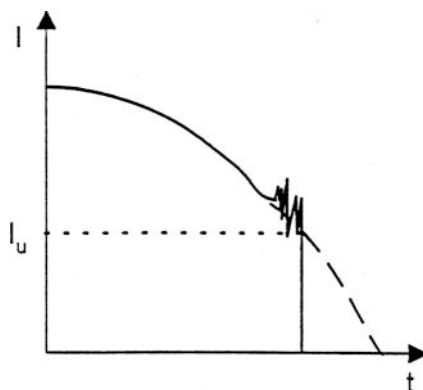
Do podstawowych mechanizmów powstawania przepięć podczas wyłączania obwodów indukcyjnych można zaliczyć:

- naturalne ucinanie prądu wyłączanego;
- wymuszone ucinanie prądu;
- eskalację napięcia powrotnego przy powtórnych zapłonach łuku.

Mechanizmy te mogą występować niezależnie lub wspólnie.

Naturalne ucięcie prądu następuje w wyniku nagłego zgaśnięcia na stykach łącznika, niestabilnie palącego się łuku, przy czym przyczyną tych niestabilności jest zachwianie bilansu energetycznego w plamkach katodowych łuku przy niewielkich wartościach jego prądu [50,38].

Zgaśnięcie łuku powoduje nagłe przerwanie obwodu indukcyjnego przy niezerowej wartości chwilowej prądu (I_u) płynącego przez indukcyjności odbiornika, zwanej prądem ucięcia (zerwania, ścięcia) (rys. 4.1).



Rys. 4.1. Przebieg prądu łuku próżniowego, I_u – prąd ucięcia

Po przerwaniu obwodu energie zgromadzone w chwili ucięcia prądu w indukcyjności odbiornika L_0 i w zastępczych pojemnościach C_0 zaczynają oscylować między elementami L_0 - C_0 . Przy braku powtórnych zapłonów łuku największa wartość napięcia $u_{\max}$ na zaciskach wyłączanego odbiornika wystąpi w chwili, gdy cała energia (pomniejszona o straty w rezystancji R_0) zgromadzi się na pojemności C_0 , co można opisać zależnością

$$\frac{1}{2} C_0 u_{\max}^2 \approx \eta \cdot \left(\frac{1}{2} L_0 I_u^2 + \frac{1}{2} C_0 u_c^2 \right), \quad (4.1)$$

stąd

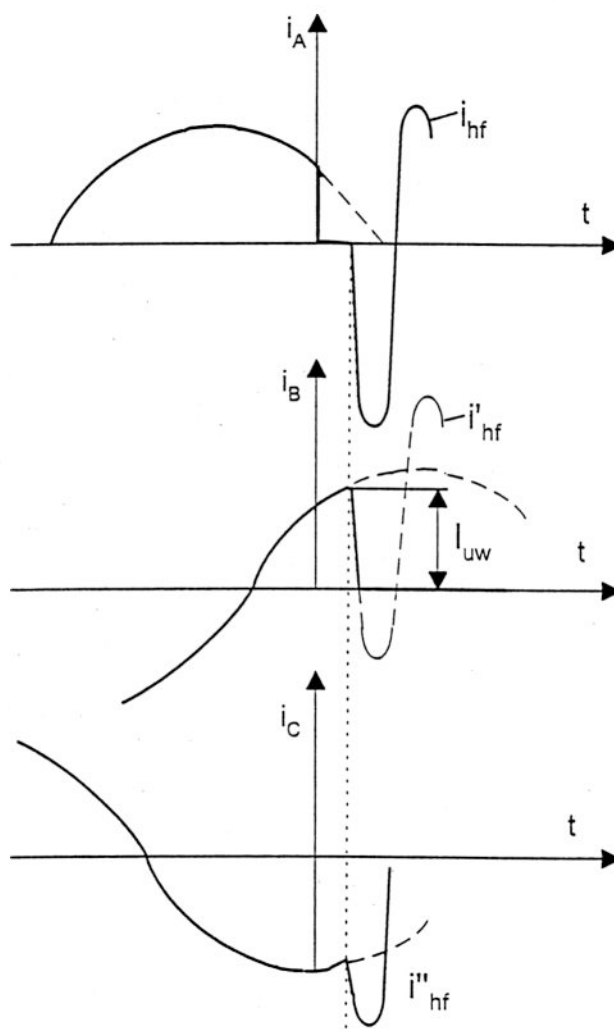
$$u_{\max} \approx \sqrt{\eta \cdot \left(I_u^2 \frac{L_0}{C_0} + u_c^2 \right)}, \quad (4.2)$$

gdzie: u_c – wartość chwilowa napięcia na pojemności C_0 w chwili ucięcia prądu,
 η - współczynnik uwzględniający straty energii podczas oscylacji.

Częstotliwość oscylacji napięcia na zaciskach odbiorników indukcyjnych w praktycznych obwodach zawiera się w granicach od kilkuset herców do kilku, a nawet kilkunastu kiloherców [23]. Wartości prądów ucięcia zależą od konstrukcji łącznika próżniowego oraz parametrów wyłączanego obwodu [50].

Wymuszone ucięcie prądu polega na przerwaniu prądu częstotliwości sieciowej przed jego naturalnym przejściem przez zero z powodu zgaśnięcia łuku, spowodowanego sprowadzeniem jego prądu do zera. Zgaśnięcie łuku występuje w wyniku nałożenia się na składową prądu częstotliwości sieciowej prądów wysokiej częstotliwości, pochodzących od powtórnych zapłonów łuku w sąsiednich biegunach łącznika lub innych zakłóceń zewnętrznych. Na rys. 4.2 przedstawiono przykładowe przebiegi prądów w sieci trójfazowej z izolowanym punktem zerowym. Po otwarciu zestyków w trzech biegunach łącznika zapala się łuk, lecz w fazie A, po krótkim czasie, w wyniku niewielkiej wartości chwilowej prądu, następuje naturalne jego

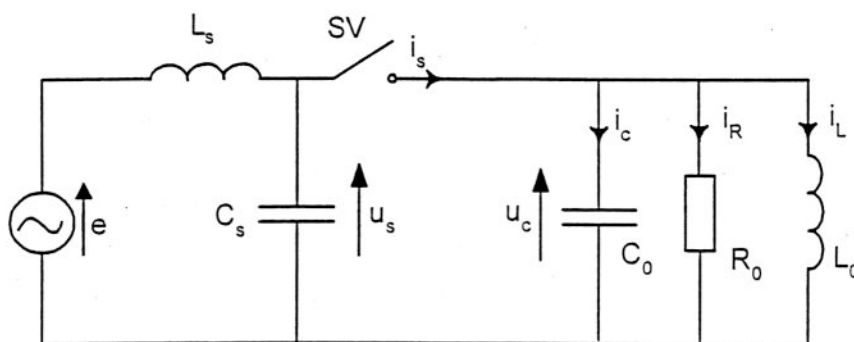
ucięcie, po czym mogą wystąpić powtórne zapłony łuku, które powodują wygenerowanie w fazie A prądu wysokiej częstotliwości i_{hf} . Na skutek sprzężeń indukcyjnych i pojemnościowych między przewodami różnych faz, prądy wysokiej częstotliwości pojawiają się także w dwóch pozostałych fazach B i C i nakładają się na prąd częstotliwości sieciowej, który w ten sposób może być sprowadzony do zera (rys. 4.2). Wartości wymuszonego prądu ucięcia I_{uw} mogą znacznie przekraczać wartości naturalnego prądu ucięcia I_u łącznika. Zależą one jednak nie tylko od własności łącznika, lecz w dużym stopniu od parametrów wyłączanego obwodu.



Rys. 4.2. Stylizowane przebiegi prądu w trzech biegunach łącznika próżniowego podczas wymuszonego ucinania prądu: i_{hf} – prąd wysokiej częstotliwości generowany w wyniku powtórnego zapłonu łuku w fazie A, i'_{hf} , i''_{hf} – prądy wysokiej częstotliwości indukowane w pozostałych fazach, I_{uw} – wymuszony prąd ucięcia w fazie B

Eskalacja napięcia powrotnego nazwano zjawisko występujące podczas powtórných zapłonów łuku na stykach łącznika, polegające na tym, że całkowita energia zgromadzona w elementach pojemnościowych i indukcyjnych wyłączanego obwodu, a jednocześnie spodziewane amplitudy napięć powrotnych w tym obwodzie, stopniowo zwiększają się po kolejnych zapłonach łuku. Podczas tych zapłonów dostarczane są kolejne porcje energii ze źródła zasilania do wyłączanego obwodu

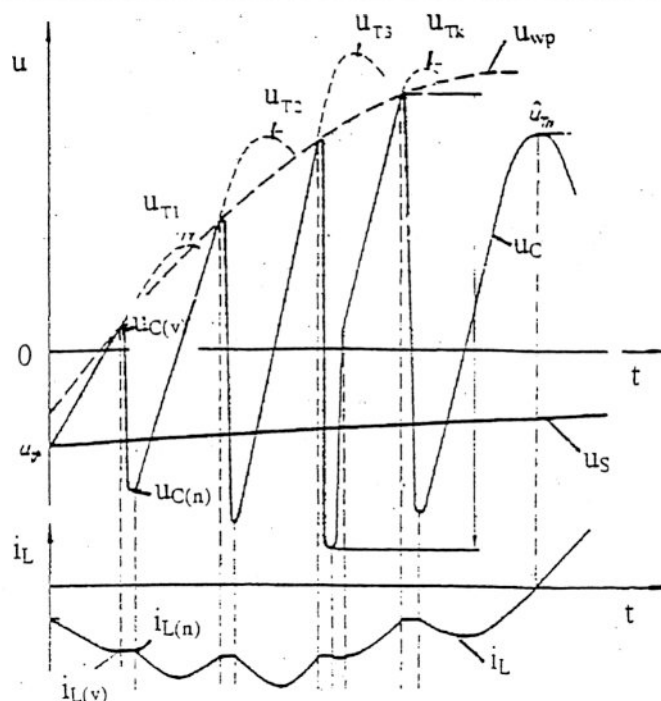
indukcyjnego (rys. 4.3). Na rys. 4.4. przedstawiono przebiegi prądów i napięć w wyłączanym obwodzie podczas powtórnych zapłonów łuku. Po ucięciu prądu w łączniku SV, prąd $i_L \approx I_u$ płynie nadal przez pojemność C_0 , powodując na jej zaciskach szybką zmianę napięcia u_C . Jednocześnie szybko zwiększa się napięcie powrotne na stykach łącznika, będące różnicą napięcia źródła zasilania u_s i napięcia u_C . W tych warunkach może nastąpić powtórny zapłon łuku, przepływ prądu wysokiej częstotliwości w obwodzie C_s -SV- L_0 - C_0 i bardzo szybkie przeładowanie pojemności C_0 do wyższego napięcia $u_{c(n)}$. Jeżeli w bardzo krótkim czasie palenia się łuku prąd i_L nie zdąży zmienić swej wartości $i_{L(v)} \approx i_{L(n)}$, a napięcie $u_{c(n)}$ na pojemności C_0 po zgaśnięciu łuku jest większe niż napięcie $u_{c(v)}$ w chwili zapłonu łuku to zgromadzona w elementach L_0 i C_0 energia zwiększa się. W konsekwencji zwiększać się będą również amplitudy napięcia u_T na zaciskach wyłączanego obwodu.



Rys. 4.3. Jednofazowy schemat zastępczy obwodu przyjęty do analizy przebiegów łączeniowych podczas wyłączania obwodów indukcyjnych: e – źródło napięcia przemiennego, L_s , C_s – zastępcza indukcyjność i pojemność strony zasilającej, L_0 , R_0 , C_0 – zastępcza indukcyjność, rezystancja i pojemność strony odbiorczej

Escalacja napięcia powrotnego może mieć miejsce wówczas, gdy występują powtórne zapłony łuku, a ucięcie prądu nastąpi na narastającej części sinusoidy prądu częstotliwości sieciowej i gdy prądy wysokiej częstotliwości są wyłączane przy pierwszym przejściu przez zero lub przy kolejnych przejściach nieparzystych [23].

Przepięcia generowane przez łączniki próżniowe, szczególnie w przypadkach powtórnych zapłonów łuku są bardzo duże, charakteryzują się dużą częstotliwością rzędu setek kHz i dużą stromością narastania. Stanowią więc zagrożenie dla izolacji silników indukcyjnych średniego i niskiego napięcia. Uszkodzeniom silników wywołanych takimi przepięciami można zapobiegać poprzez wzmacnianie izolacji ich uzwojeń oraz poprzez stosowanie skutecznych środków ochrony przepięciowej, zapewniających ograniczenie zarówno największych wartości przepięć, jak i stromości ich narastania.



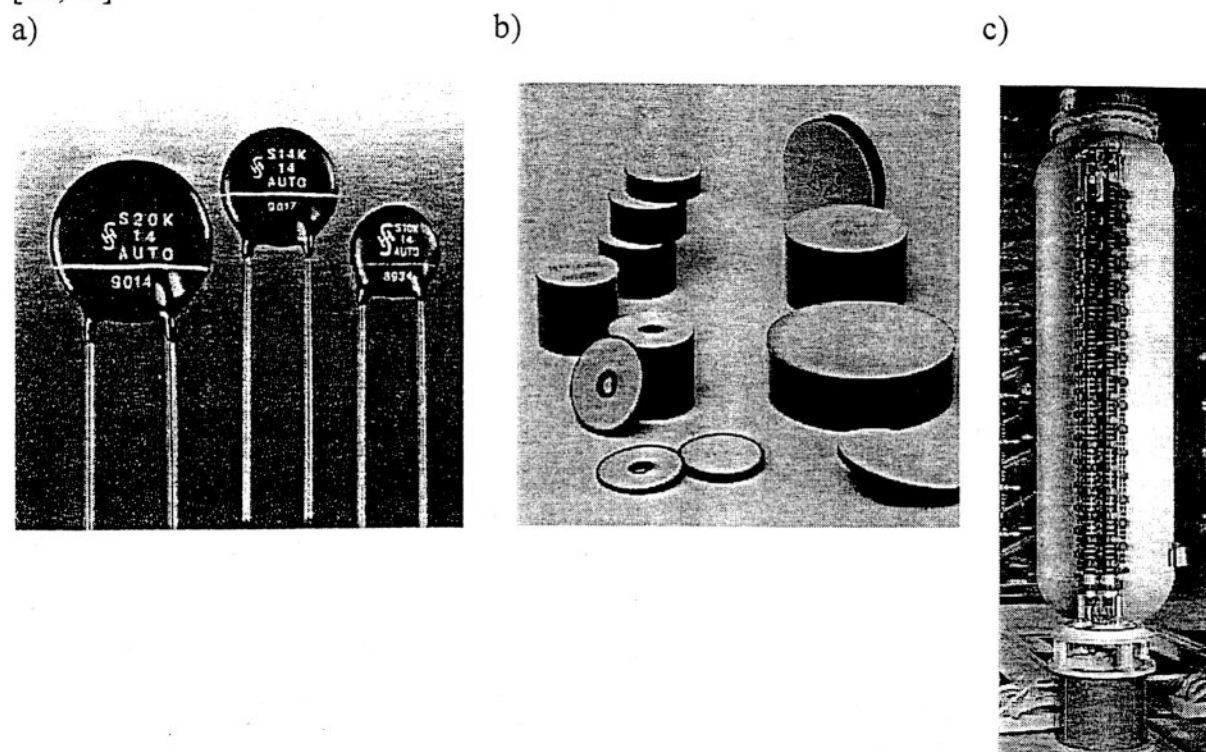
Rys. 4.4. Stylizowane przebiegi prądu i_L w indukcyjności L_0 , napięcia sieci u_s , napięcia u_C na odbiorniku i wytrzymałości powrotnej u_{wp} łącznika

4.2. Sposoby ograniczania przepięć łączeniowych

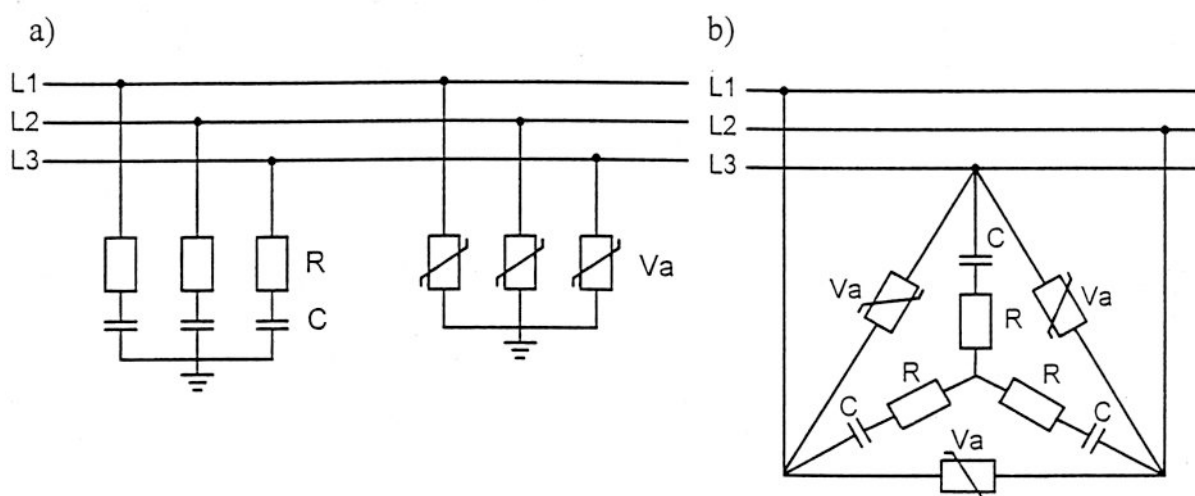
Bardzo skutecznymi środkami ochrony przed przepięciami są warystorowe ograniczniki przepięć złożone z pojedynczych warystorów ZnO (rys. 4.5a) lub ze stosu (kolumny) cylindrycznych elementów warystorowych (okrągłych płytek lub cylindrów) o średnicy na ogół $30 \div 75$ mm i wysokości $30 \div 50$ mm (rys. 4.5b) umieszczonych w hermetycznie zamkniętej osłonie z porcelany lub z tworzyw termoplastycznych (rys. 4.5c). Dzięki korzystnym, z punktu widzenia ochrony przepięciowej, właściwościom warystora (duży współczynnik nieliniowości, wysoka obciążalność energetyczna), małym gabarytom i dość niskiej cenie, warystory tlenkowe ZnO i budowane z ich użyciem warystorowe ograniczniki przepięć stały się w ostatnich latach bardzo popularnym i coraz częściej stosowanym środkiem ochrony przeciwprzepięciowej. Warystory nie zmieniają stromości fali przepięciowej, lecz bardzo skutecznie ograniczają jej amplitudę. Stąd też w przypadku bardzo dużych stromości fali przepięciowej należy zastosować warystorowe ograniczniki przepięć wraz z gałęziami tłumiącymi R-C (rys. 4.6a). Przy zastosowaniu warystorowo-pojemnościowego ogranicznika przepięć (rys. 4.6b) można ograniczyć pojemności kondensatorów oraz obniżyć wytrzymałość elektryczną ich izolacji do wartości napięć ochrony warystorów tlenkowych, czego następstwem jest zmniejszenie gabarytów układu oraz kosztów jego produkcji [22,78].

Zastosowanie ograniczników przepięć złożonych z samych warystorów tlenkowych jest ograniczone do przypadków ochrony obwodów elektroenergetycznych, w których spodziewać się można stosunkowo niewielkich stromości przepięć. Dotyczy to przede wszystkim często występujących w eksploatacji

przypadków gdy komutowany silnik indukcyjny zasilony jest odcinkiem linii kablowej [22,79].



Rys. 4.5. Warystory tlenkowe ZnO; (a) warystory niskiego napięcia, (b) płytki warystorowe przeznaczone do konstrukcji ograniczników przepięć, (c) konstrukcja warystorowego ogranicznika przepięć firmy ABB na napięcie 800 kV [27]



Rys. 4.6. Schematy układów ograniczników przepięć; a) warystorowego wraz z pojemnościowo-rezystancyjnym, (b) warystorowo-pojemnościowego (VARC)

Ograniczniki przepięć mogą być instalowane w sieciach elektrycznych niskich, średnich i wysokich napięć. Ograniczniki przeznaczone do montażu w instalacji elektrycznej o napięciu do 1000 V podzielone są na 4 klasy [46,73]. W każdej z nich znalazły zastosowanie warystory tlenkowe ZnO. Przeznaczenie

ograniczników przepięć w poszczególnych klasach oraz miejsce ich montażu przedstawiono w tabeli 4.1.

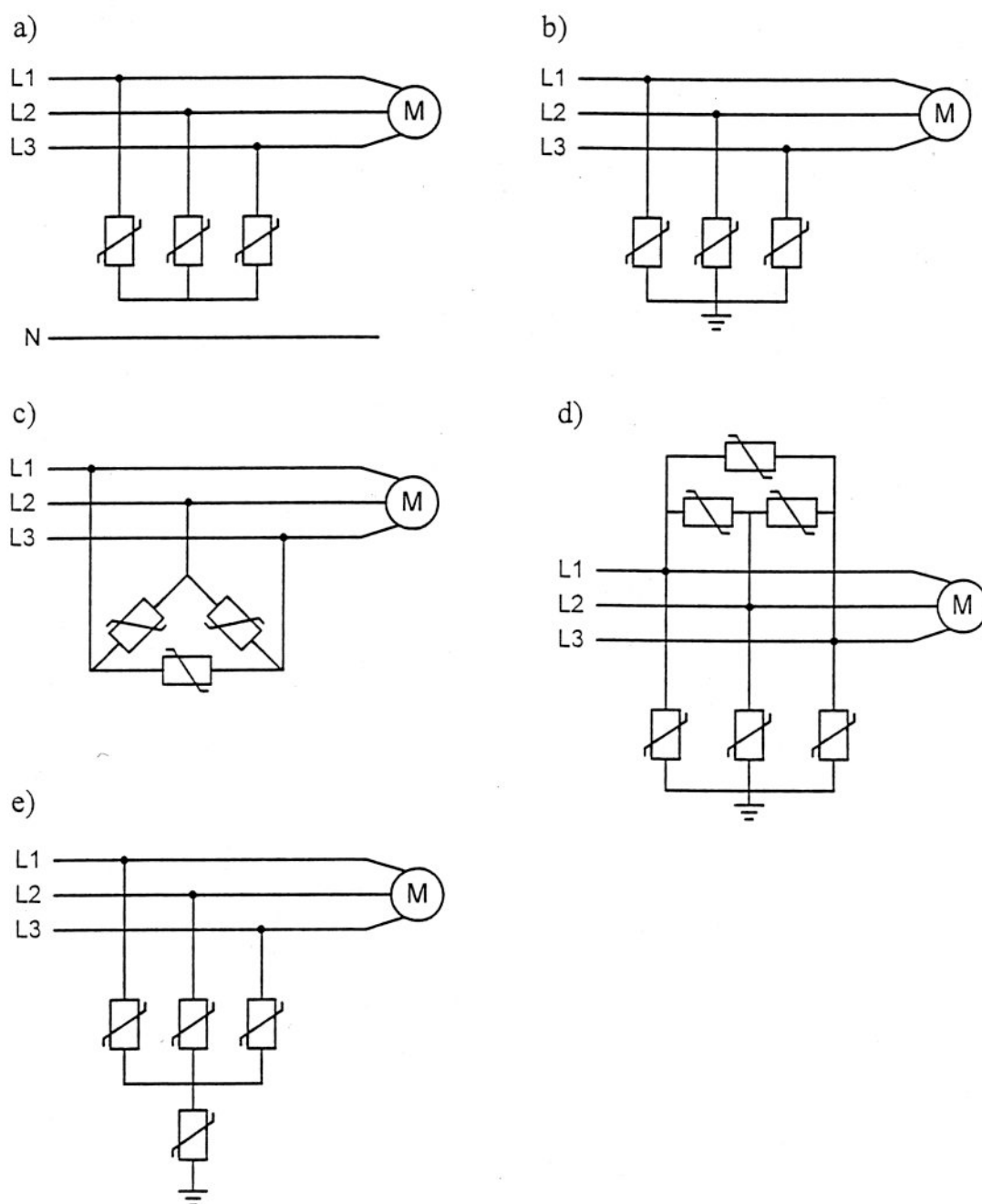
Tabela 4.1. Podział ograniczników przepięć stosowanych w sieci elektroenergetycznej niskiego napięcia

Nazwa ogranicznika	Klasa	Przeznaczenie	Miejsce montażu
Ogranicznik przepięć do zastosowania w liniach napowietrznych	A	Ochrona przed przepięciami atmosferycznymi i łączeniowymi	Linie elektroenergetyczne niskiego napięcia
Ogranicznik przepięć chroniący przed prądami piorunowymi (odgromnik)	B	Ochrona przed bezpośrednim działaniem prądu piorunowego, przepięciami atmosferycznymi i łączeniowymi	Miejsce wprowadzenia instalacji do obiektu, złącze, skrzynka
Ogranicznik przepięć	C	Ochrona przed przepięciami atmosferycznymi indukowanymi oraz łączeniowymi wszelkiego rodzaju	Rozgałęzienia instalacji w obiekcie, rozdzielnica oddział., tablica rozdzielcza
	D	Ochrona przed przepięciami atmosferycznymi indukowanymi oraz łączeniowymi	Gniazda wtykowe lub puszki w instalacji oraz bezpośrednio w urządzeniach

Ograniczniki klasy B, czyli odgromniki produkowane są także w zakresie napięć średnich i wysokich, a ograniczniki klasy C w zakresie napięć średnich. Właśnie od napięcia na jakie budowany jest ogranicznik zależy liczba i wysokość pojedynczych elementów warystorowych, z których składa się cały ogranicznik. Średnica tych elementów zależy natomiast od wartości znamionowego prądu wyładowczego, czyli szczytowej wartości udaru piorunowego $8/20 \mu s$, który jest stosowany do sklasyfikowania ogranicznika. Podczas przyłożenia napięcia stos takich elementów warystorowych zachowuje się jak połączone szeregowo kondensatory. W przypadku ograniczników niskich i średnich napięć rozkład napięcia wzdłuż osi kolumny jest prawie liniowy. Przy wyższych napięciach nieliniowość tego rozkładu rośnie wskutek różnic w pojemnościach względem ziemi poszczególnych elementów w długiej kolumnie. Wpływ tych pojemności kompensuje się za pomocą pierścieni sterujących.

Ochrona przeciwprzepięciowa urządzeń realizowana jest za pomocą ograniczników, których konfiguracja zależy od układu połączeń sieci zasilającej (rys. 4.7). W sieciach trójfazowych o uziemionym punkcie zerowym stosuje się układy warystorów połączonych w gwiazdę (rys. 4.7b), tzn. poszczególne warystory instaluje się pomiędzy przewodami fazowymi i ziemią lub przewodem neutralnym. W sieciach trójfazowych o izolowanym punkcie zerowym stosuje się układy warystorów połączonych w izolowaną gwiazdę (rys. 4.7a) lub trójkąt (rys. 4.7c). Układ gwiazdowy trzech ograniczników nie chroni jednak wystarczająco odbiorów przed przepięciami

międzyfazowymi. Najprostszym, ale i najdroższym rozwiązaniem jest układ złożony z trzech ograniczników połączonych w gwiazdę do ochrony izolacji doziemnej i trzech ograniczników połączonych w trójkąt do ochrony izolacji międzyfazowej (rys. 4.7d). Ze względów ekonomicznych stosowany jest jeszcze układ oszczędnościowy złożony z czterech jednakowych ograniczników, zwany układem Neptuna (rys. 4.7e) [1]. W tym przypadku zawsze dwa ograniczniki są połączone w szereg – pomiędzy każdą z faz i ziemią, a także pomiędzy poszczególnymi fazami. Dzięki temu jest zapewniona jednocześnie ochrona izolacji doziemnej jak i międzyfazowej.



Rys. 4.7. Układy połączeń warystorowych ograniczników przepięć

4.3. Dobór warystorowych ograniczników przepięć i warystorów tlenkowych do warunków eksploatacji

Dobór warystorowych ograniczników przepięć do ochrony przeciwprzepięciowej izolacji urządzeń jest sprawą dość złożoną. Należy bowiem wziąć pod uwagę wiele czynników zewnętrznych takich jak, np. warunki środowiskowe i konstrukcyjne oraz czynniki wewnętrzne, wynikające m.in. ze sposobu eksploatacji sieci. Dobór pojedynczych warystorów również wymaga spełnienia szeregu wymagań. Prawidłowo dobrany warystor powinien bowiem zapewniać żądany poziom ochrony przepięciowej i nie ulegać zniszczeniu pod wpływem uderzeń prądowych, na jakie jest narażony. Przy doborze warystora należy uwzględnić następujące wymagania:

- najwyższa wartość napięcia, która może wystąpić trwale w obwodzie chronionym przez warystor musi być mniejsza od dopuszczalnego trwałego napięcia warystora U_{acm} lub U_{dcm} (wartości podawane w katalogach [43]);
- średnia moc wydzielana w warystorze podczas ograniczania przez niego przepięcia nie powinna przekraczać wartości największej dopuszczalnej średniej mocy warystora P_{max} ;
- wielokrotnie powtarzające się impulsy prądowe, związane przykładowo z dużą częstotliwością łączeń, nie powinny powodować degradacji jego parametrów znamionowych poniżej dopuszczalnej granicy;
- powinien być zapewniony odpowiedni poziom ochrony przepięciowej, czyli napięcie, które może wystąpić na warystorze w warunkach ekstremalnych musi być mniejsze od określonej wartości.

Spełnienie pierwszego warunku nie nastręcza większych trudności. Przy doborze największego trwałego napięcia warystora należy uwzględnić tylko możliwość wzrostu napięcia w obwodzie powyżej napięcia znamionowego. W obwodach zasilanych z sieci energetycznej należy liczyć się ze wzrostem napięcia o około 10% powyżej wartości znamionowej. Warystor należy dobrać w ten sposób, żeby jego największe trwałe napięcie skuteczne U_{acm} , lub największe trwałe napięcie stałe U_{dcm} były większe od wartości napięcia U_n , które może wystąpić w stanie ustalonym w obwodzie chronionym danym warystorem. Należy mieć jednak na uwadze, że dobranie warystora o zbyt dużym najwyższym trwałym napięciu spowoduje zwiększenie napięcia obcinania warystora, czyli zwiększenie wartości napięcia, które może wystąpić w chronionym obwodzie. Dobranie warystora o zbyt małej wartości U_{acm} lub U_{dcm} może doprowadzić z kolei, przy wzroście napięcia roboczego układu, do jego uszkodzenia lub przedwczesnego zużycia się. Należy przy tym pamiętać, że ze względu na nieliniowość charakterystyki warystora, wzrost napięcia o 10% powoduje 15-krotny wzrost mocy wydzielanej w warystorze.

Nieco bardziej kłopotliwe może być określenie uderzeń prądowych, na jakie narażony jest warystor oraz wydzielanej w nim w tym czasie mocy. Należy zatem określić źródła przepięć, które mogą wystąpić w danym obwodzie, wartości uderzeń prądowych oraz ich liczbę i czas trwania.

Wymaga to znajomości warunków pracy warystora i parametrów obwodu, w jakim ma on się znajdować. Gdy wiadomo np., że przepięcie spowodowane jest czynnościami łączeniowymi w obwodzie z indukcyjnością to udar prądowy na jaki narażony jest warystor nie może przekraczać prądu płynącego w obwodzie przed wystąpieniem stanu nieustalonego. Najwyższe napięcie, jakie może w takim przypadku wystąpić na warystorze, może być określone z charakterystyki prądowo-napięciowej warystora dla prądu, który płynął w obwodzie przed wystąpieniem czynności łączeniowych.

Dokładne obliczenie przebiegów prądowych w komutowanych obwodach z warystorem może nastęrczać pewne trudności. Przebiegi łączeniowe mają zazwyczaj charakter oscylacyjny, przy czym charakter tych oscylacji zależy zarówno od parametrów obwodu, jak i od rodzaju użytego łącznika. Szczególnie niebezpieczne przepięcia mogą wystąpić w obwodzie, w którym zastosowano łączniki dokonujące bardzo szybkiego przerwania obwodu (np. próżniowe), efektem czego jest ucinanie prądu. Przebiegi przepięciowe oscylują wówczas z częstotliwością

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.3)$$

i są tłumione ze stałą czasową $\tau = \frac{2L}{R}$,

gdzie: R, L, C – rezystancja, indukcyjność i pojemność komutowanego obwodu.

Miarą przepięcia jest wartość pierwszej amplitudy drgań napięcia. Amplituda ta jest określona przybliżoną zależnością [68]

$$U_p \cong I_u \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (4.4)$$

Podczas ograniczania przepięcia warystor pochłania energię zgromadzoną w elementach indukcyjnych obwodu. Gdy warystor narażony jest na rozpraszanie energii dostarczanej przez okresowo powtarzające się udary, to wytwarza się w nim moc, której średnią wartość można wyznaczyć z zależności

$$P = \frac{W_i}{T}, \quad (4.5)$$

w której: W_i - energia pojedynczego impulsu,
 T - okres występowania impulsów.

Energia wydzielana w warystorze podczas pojedynczego impulsu o czasie trwania t_r określona jest zależnością

$$W_i = \int_0^{t_r} u(t)i(t)dt, \quad (4.6)$$

w której: $u(t)$ - chwilowa wartość napięcia na warystorze podczas trwania impulsu,
 $i(t)$ - chwilowa wartość prądu płynącego przez warystor,
 t_r - czas trwania impulsu.

Obliczanie energii absorbowanej przez warystor ze wzoru (4.6) jest jednak uciążliwe i dlatego energia pojedynczego impulsu może być obliczona z zależności

$$W_i = U_m I_m t_i, \quad (4.7)$$

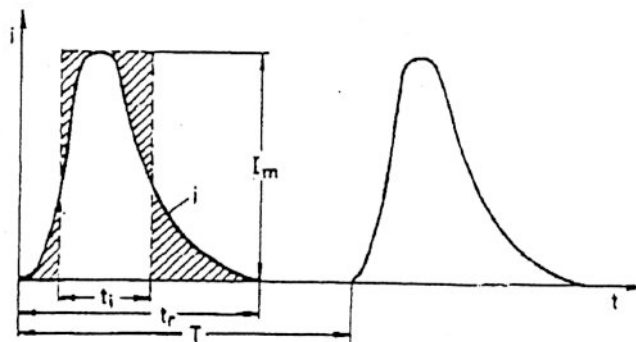
w której: U_m - największa wartość napięcia na warystorze,
 I_m - największa wartość prądu podczas trwania udaru prądowego,
 t_i - czas trwania impulsu ekwiwalentnego.

Czas trwania impulsu ekwiwalentnego wyraża zależność

$$t_i = \frac{1}{I_m} \int_0^{t_r} i(t) dt, \quad (4.8)$$

w której t_r jest rzeczywistym czasem trwania impulsu.

Czas t_i jest zatem równy szerokości impulsu prostokątnego, którego wysokość jest równa wartości prądu I_m , a powierzchnia równa powierzchni impulsu rzeczywistego (rys.4.8).



Rys. 4.8. Ekwiwalentny impuls prostokątny

Po dobraniu warystora ze względu na najwyższe trwałe napięcie stałe lub skuteczne oraz z uwagi na zdolność absorbowania lub rozpraszania energii należy sprawdzić czy dobrany warystor zapewnia żądany poziom ochrony przepięciowej. W tym celu należy określić wartość największego udaru prądowego I_{max} i odpowiadający temu udarowi spadek napięcia na warystorze U_{max} . W zakresie działania warystora wartość tego napięcia można wyznaczyć z zależności

$$\log U_{max} = \log U_{I_{max}} + \frac{1}{\alpha} (\log I_{max} + 3), \quad (4.9)$$

w której: $U_{I_{max}}$ - najwyższe napięcie na warystorze podczas przepływu prądu o natężeniu 1 mA (podawane w katalogach),

I_{max} - najwyższa oczekiwana wartość udaru prądowego.

Do oszacowania poziomu ochrony przepięciowej służy także podawana w katalogach wartość napięcia obcinania U_{CL} definiowana jako najwyższa wartość spadku napięcia na warystorze podczas udaru prądowego o określonej szczytowej wartości oznaczonej symbolem I_{CL} [43]. Jeżeli dobrany warystor nie zapewniażądanego poziomu ochrony przepięciowej, to można próbować dobrać warystor o mniejszej wartości najwyższego trwale dopuszczalnego napięcia U_{acm} lub U_{dcm} . Jeżeli to nie jest możliwe to należy dobrać warystor o węższym paśmie rozrzutu napięcia U_1 . Napięcie U_{1max} będzie wówczas odpowiednio niższe, co spowoduje obniżenie napięcia U_{max} .

4.4. Analiza przebiegu prądu warystora i wartości absorbowanych energii podczas ograniczania przepięć.

Z charakterystyki prądowo-napięciowej warystorów tlenkowych (rys. 2.10) wynika, że w szerokim zakresie zmian prądu warystora, zmiany napięcia na nim są niewielkie. Można więc przyjąć upraszczające założenia o stałości napięcia warystora $u_v = U_v$ w czasie ograniczania przepięcia

$$U_v = k_{va} U_1, \quad (4.10)$$

gdzie: k_{va} - współczynnik zależny od parametrów warystora i maksymalnej spodziewanej wartości prądu warystora w danym obwodzie (zwykle $k_{va} = 1.2 \div 1.8$),

U_1 - napięcie charakterystyczne warystora (przy prądzie 1 mA).

Gdy w jednofazowym obwodzie indukcyjnym (rys. 4.9) zostanie przerwany łącznikiem SV płynący w nim prąd i_s , to w obwodzie tym pojawi się przepięcie i przez zainstalowany w nim warystor V popłynie prąd i_v . Przebiegi tych prądów oraz napięcia na warystorze przedstawia rys. 4.10. W przypadku szybkiego wyłączenia obwodu z ucięciem prądu przed jego naturalnym przejściem przez zero, w indukcyjności L_0 wyindukowana zostanie siła elektromotoryczna. Gdy osiągnie ona wartość, przy której warystor wchodzi w stan przewodzenia, gwałtownie maleje jego rezystancja i rośnie wartość płynącego przez niego prądu i_v . W pierwszej chwili prąd ten jest niemal równy prądowi ucięcia I_u , gdyż prąd i_c ładowania zwykle małej pojemności C_0 jest niewielki. W warunkach, gdy pojemność ta jest bardzo mała, przebieg prądu warystora i_v po ucięciu prądu w łączniku SV można opisać przybliżoną zależnością

$$i_v = i_L = I_u - \frac{U_v}{L_0} \cdot t, \quad \text{dla } 0 < t < t_{gr}, \quad (4.11)$$

$$t_{gr} = \frac{I_u \cdot L_0}{U_v}. \quad (4.12)$$

Przebieg ten jest praktycznie liniowy (rys. 4.10) i charakteryzuje go maksymalna wartość prądu warystora i_{vmax} , która w przybliżeniu jest równa, lecz nie większa od maksymalnej wartości prądu ucięcia łącznika I_u oraz czas zanikania t_{gr} .

Wyznaczenie tego czasu jest niezbędne dla określenia kształtu impulsów probierczych jakim poddawane powinny być warystory podczas laboratoryjnych badań trwałościowych (punkt 5 pracy).

Ponieważ w obwodach prądu przemiennego zasilanych napięciem o wartości U_n przyjmuje się zwykle, że napięcie charakterystyczne warystora można określić ze wzoru

$$U_1 \approx 1,2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_n, \quad (4.13)$$

zaś prąd ucięcia łącznika można wyrazić zależnością

$$I_u = k_\alpha \cdot I_m = k_\alpha \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot U_n}{2\pi f L_0}, \quad (4.14)$$

w której k_α jest stosunkiem maksymalnej wartości prądu ucięcia łącznika I_u do amplitudy wyłączanego prądu indukcyjnego I_m , to po podstawieniu do wzoru (4.12) zależności (4.10), (4.13) i (4.14) otrzymuje się wyrażenie pozwalające oszacować graniczny czas trwania impulsu prądowego

$$t_{gr} = k_\alpha \cdot \frac{1}{2\pi f \cdot 1,2 \cdot k_{va}}, \quad (4.15)$$

Przyjmując najostrożniejsze z możliwych warunki, tzn. ucięcie prądu następuje w amplitudzie wyłączanego prądu indukcyjnego, czyli $k_\alpha = 1$, otrzymuje się, że czas t_{gr} trwania impulsu prądowego dla $f = 50$ Hz nie jest nigdy dłuższy od 2ms.

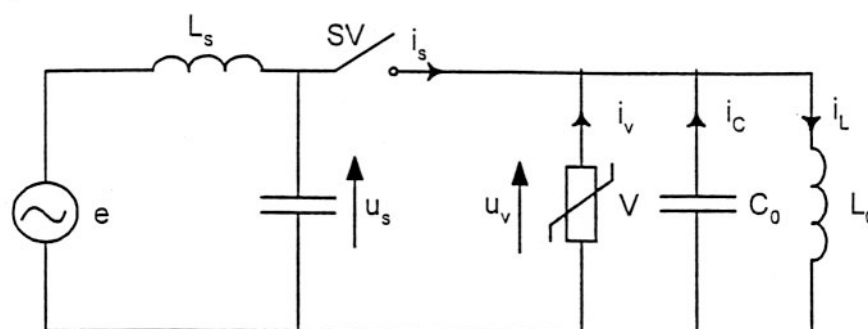
Czas trwania czoła impulsu prądowego τ_1 (rys. 4.7) można oszacować ze wzoru

$$\tau_1 \approx \frac{1,2 \cdot k_{va}}{2\pi f \cdot k_\alpha \cdot k_p^2}, \quad (4.16)$$

w którym k_p jest spodziewaną wartością współczynnika przepięć w obwodzie dla $I_u = I_m$, natomiast maksymalna wartość energii W_{vmax} dostarczonej warystorowi w procesie ograniczania przepięcia można obliczyć z zależności

$$W_{vmax} = \frac{1}{2} \cdot L_0 \cdot I_u^2, \quad (4.17)$$

z której wynika, że energia ta zależy od parametrów wyłączanego obwodu oraz właściwości łącznika.



Rys. 4.9. Schemat zastępczy jednofazowego obwodu indukcyjnego przyjęty do analizy przebiegów prądu i napięcia warystora w czasie ograniczania przepięć

W przypadku występowania zjawiska ucinania prądu przez łącznik w jednofazowym czysto indukcyjnym obwodzie ($\cos\varphi = 0$) maksymalną wartość tej energii można wyznaczyć także z zależności [22]:

$$W_{v\max} = \frac{U_f \cdot I_u^2}{4\pi f \cdot I_{sk}}, \quad \text{dla } I_u < \sqrt{2} \cdot I_{sk} \quad (4.18)$$

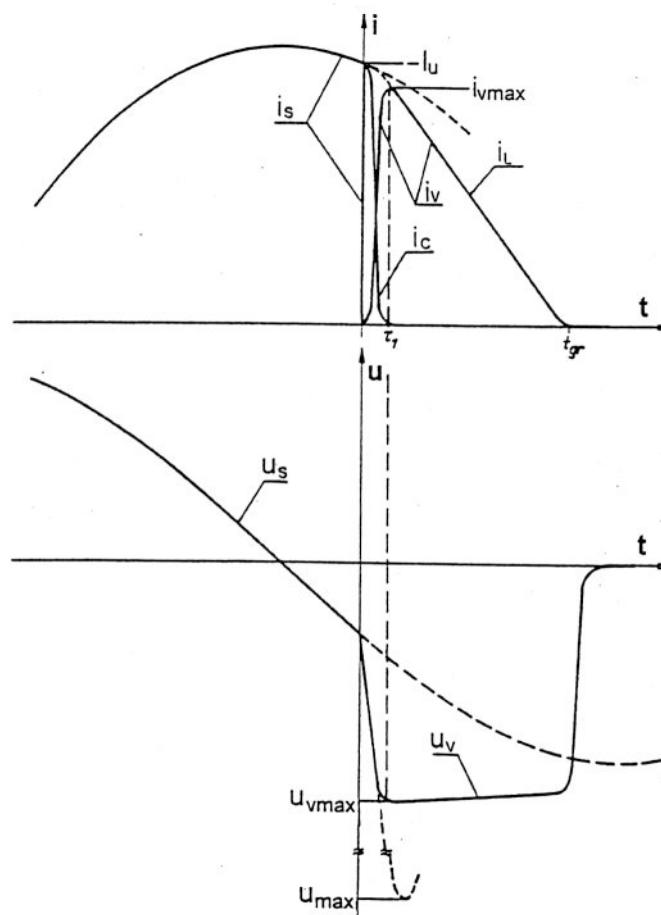
$$W_{vmax} = \frac{U_f \cdot I_{sk}}{2\pi f}, \quad \text{dla } I_u \geq \sqrt{2} \cdot I_{sk}, \quad (4.19)$$

w których: U_f - wartość skuteczna najwyższego dopuszczalnego fazowego napięcia roboczego w komutowanym obwodzie,

I_{sk} - wartość skuteczna prądu płynącego przez łącznik tuż przed wyłączeniem,

I_u - wartość maksymalna prądu ucięcia.

W obwodach indukcyjnych rzeczywistych ($\cos\varphi \neq 0$) należy spodziewać się mniejszych wartości energii $W_{LC\max}$. W warunkach gdy nie są znane parametry obwodu indukcyjnego (np. I_{sk}), w którym ma pracować łącznik o maksymalnym prądzie ucięcia I_u , należy przyjąć najbardziej niekorzystny przypadek, w którym $I_{sk} = I_u / \sqrt{2}$.



Rys. 4.10. Przebiegi prądu i_v i napięcia warystora u_v podczas wyłączania z ucięciem prądu w jednofazowym obwodzie indukcyjnym [21,21,68]

5. TRWAŁOŚĆ WARYSTORÓW TLENKOWYCH

5.1. Pojęcie niezawodności warystorów

Niezawodność jest jednym ze składników jakości urządzeń i oznacza ich zdolność do spełniania postawionych zadań w określonych warunkach i w określonym przedziale czasu [55].

Niezawodne działanie urządzenia występuje wówczas, gdy wszystkie wymierne cechy urządzenia mieszczą się w pewnych określonych przedziałach wartości. Po przekroczeniu któregośkolwiek przedziału, przez choćby jedną cechę wymierną urządzenia, następuje jego uszkodzenie, zwane często awarią. Przekroczenie przedziałów tych cech można traktować jako zdarzenia losowe, niezawodność zaś trzeba rozumieć jako prawdopodobieństwo poprawnego spełniania przez urządzenie swych zadań przez wyznaczony okres (liczbę cykli łączeniowych lub liczbę wytrzymywanych uderów prądowych) w danych warunkach środowiskowych. W przypadku warystorów, cechą czy też parametrem świadczącym o ich uszkodzeniu może być (jak to wykazano w punkcie 3.2 pracy) zmiana napięcia charakterystycznego U_1 o $\pm 10\%$ [43,44,62,63].

Niezawodność jest określona matematycznie jako prawdopodobieństwo niewystąpienia awarii w ciągu czasu t , co można zapisać wzorem

$$R(t) = P(x = 0, t), \quad (5.1)$$

w którym x jest liczbą uszkodzeń w czasie t .

Korzystając z rachunku prawdopodobieństwa można napisać, że

$$R(t) = 1 - P(x \geq 1, t), \quad (5.2)$$

gdzie $P(x \geq 1, t)$ jest prawdopodobieństwem wystąpienia jednej lub większej liczby awarii w ciągu czasu t . Prawdopodobieństwo to zwane jest awaryjnością urządzenia.

Jak widać z powyższych definicji niezawodność i awaryjność są zdarzeniami przeciwnymi. A więc

$$P(x = 0, t) + P(x \geq 1, t) = 1. \quad (5.3)$$

Warystory tlenkowe przeznaczone do ograniczania przepięć, powstających w wyniku ucinania prądu w obwodach indukcyjnych, powinny pracować prawidłowo w przewidzianym dla nich okresie eksploatacji, zarówno w warunkach pracy normalnej jak i podczas operacji łączeniowych. Powinny charakteryzować się zatem zdadnością (nieuszkodzalnością). W warunkach pracy normalnej przez warystory płyną małe prądy upływu, odpowiadające napięciom roboczym sieci. Podczas operacji łączeniowych przepływają przez warystory krótkotrwale duże wartości prądu, przy jednoczesnym pochłanianiu dużej energii W_v . Prądy te i pochłaniane energie działają na warystory niszcząco i mogą doprowadzić do obniżenia ich charakterystyki $U_v = f(I_v)$, jak wykazano w punkcie 3.2 pracy.

Powoduje to wzrost prądu upływu i ich nagrzewanie się, co może doprowadzić do termicznego zniszczenia – uszkodzenia.

Okres, w którym warystor w danych warunkach eksploatacyjnych pozostaje w stanie zdatności powinien być dostatecznie długi. Warystor przeznaczony do pracy w warunkach dużej częstości łączeń musi mieć odpowiednią odporność na spodziewane wartości udarów prądowych i impulsy energii, a więc musi charakteryzować się pewną trwałością, najlepiej nie mniejszą niż trwałość innych urządzeń zainstalowanych w komutowanym obwodzie.

Przejście warystora ze stanu zdatności do stanu niezdatności nazywa się uszkodzeniem. Charakter tego przejścia zależy od rodzaju zmian stanu fizycznego obiektu. W przypadku warystorów można wyróżnić dwa rodzaje uszkodzeń:

- uszkodzenie nagłe (katastroficzne),
- uszkodzenie starzeniowe (parametryczne).

Uszkodzenie nagłe pojawia się wówczas, gdy chwilowe obciążenie, np. impuls prądowy o dużej energii przekracza wartość chwilowej wytrzymałości elektrycznej i termicznej warystora, w wyniku czego następuje zniszczenie jego fizycznej struktury.

Uszkodzenie starzeniowe spowodowane jest długotrwałym oddziaływaniem impulsów prądowych, czy też innych narażeń elektrycznych, termicznych lub środowiskowych, które powodują stopniową degradację własności warystora, np. wzrost wartości prądu upływu, co zwiększa prawdopodobieństwo wystąpienia uszkodzenia nagłego.

Warystory, tak jak i inne elementy elektroniczne są obiektami nienaprawialnymi. Pojawienie się uszkodzenia oznacza dla warystora utratę zdolności wykonywania jego funkcji.

Warystory przed zainstalowaniem w obwodzie elektrycznym są nierzadko przechowywane przez stosunkowo długi czas. Wymaga się więc by podczas przechowywania nie utraciły stanu zdatności, tj. by cechowały się przechowywalnością.

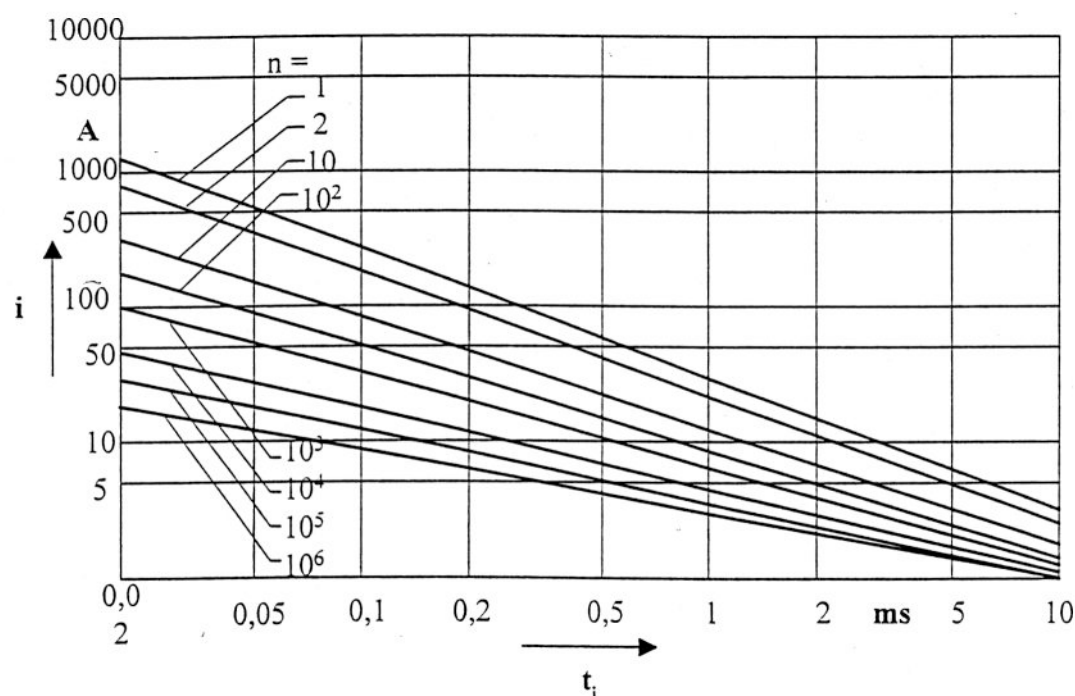
Powyższe rozważania upoważniają do stwierdzenia, że niezawodność warystora jest jego cechą kompleksową, która obejmuje: zdatność (nieuszkodzalność), trwałość i przechowywalność. W zależności od przeznaczenia warystora, warunków eksploatacji, jego niezawodność może być określona przez jedną, dwie lub wszystkie wymienione cechy cząstkowe.

Przewidywana niezawodność warystora może się różnić od rzeczywistej niezawodności, w szczególności gdy proces produkcji lub później użytkowania będzie odbywał się w warunkach różniących się od przewidywanych. Najczęściej zdarza się, że warunki te są mniej korzystne niż zakładane i dlatego niezawodność rzeczywista jest dość często mniejsza od przewidywanej.

5.2. Wskaźniki niezawodności warystorów

Niezawodność warystorów jest oceniana ilościowo za pomocą wskaźników niezawodności [64,55], określonych na podstawie przyjętego dla danego zbioru warystorów modelu niezawodnościowego. Modelem takim może być proces zdeterminowany lub proces stochastyczny.

Na modelu zdeterminowanym oparta jest dotychczasowa ocena trwałości warystorów. W katalogach firm, produkujących warystory, można znaleźć zależności najwyższych dopuszczalnych uderzeń prądowych od czasów trwania i liczby prostokątnych uderzeń prądowych [43,44,45]. Wynikające z nich charakterystyki (rys. 5.1) są jednak mało przydatne do dokładnych oszacowań trwałości warystorów. Brak jest bowiem informacji, czy jest to np. trwałość przeciętna, średnia czy też trwałość, którą osiąga bezwzględnie każdy warystor. W istocie rzeczy tak podany wskaźnik niezawodności może być dowolnie interpretowany.



Rys. 5.1. Maksymalne wartości oraz dopuszczalne liczby uderzeń prostokątnych w funkcji czasu ich trwania, które nie powodują zmiany napięcia U_1 o więcej niż $\pm 10\%$

W niniejszej pracy podjęto próbę dokonania oceny niezawodności warystorów opartej na procesie stochastycznym, czyli procesie, w którym zakłada się, że czas życia (trwałość) warystorów jest zmienną losową. W przypadku zdarzeń (procesów stochastycznych) występuje uzależnienie prawdopodobieństwa ich występowania – poza wartością zmiennej losowej – od dodatkowego parametru. Takim parametrem jest zwykle czas, lub w przypadku warystorów, liczba wytrzymywanych impulsów prądowych. Wskaźnik niezawodności warystorów jest wówczas charakterystyką rozkładu prawdopodobieństwa wartości wybranych funkcjonałów $\Phi(N)$, określonych na zbiorze realizacji procesu stochastycznego $X(N)$. Wartość oczekiwana funkcjonału $E[\Phi(N)]$ jest liczbową charakterystyką procesu stochastycznego $X(N)$ i dlatego można

przyjąć, że jest ona wskaźnikiem ϕ niezawodności warystorów. Wskaźnik niezawodności może być określony za pomocą wzoru [51].

$$\phi = \int_0^{\infty} \Phi(N)f(N)dN, \quad (5.4)$$

w którym $f(N)$ jest funkcją gęstości rozkładu prawdopodobieństwa funkcjonału $\Phi(N)$.

W praktyce najczęściej używanymi wskaźnikami niezawodności są:

- prawdopodobieństwo poprawnej pracy do uszkodzenia urządzenia, czyli funkcja niezawodności $R(t)$;
- prawdopodobieństwo uszkodzenia urządzenia, czyli funkcja zawodności (dystrybuanta) $F(t)$;
- intensywność uszkodzeń, funkcja ryzyka $\lambda(t)$.

W tabeli 5.1 podano wzory do obliczania wskaźników niezawodności oraz ich współzależności dla przypadku, gdy znany jest probabilistyczny rozkład uszkodzeń.

Tab. 5.1. Charakterystyki funkcyjne niezawodności i ich współzależności

$R(t) =$	$R(t)$	$1 - F(t)$	$\int_t^{\infty} f(t)dt$	$\exp\left[-\int_0^t \lambda(t)dt\right]$
$F(t) =$	$1 - R(t)$	$F(t)$	$\int_0^t f(t)dt$	$1 - \exp\left[-\int_0^t \lambda(t)dt\right]$
$f(t) =$	$-\frac{d}{dt}[R(t)]$	$\frac{d}{dt}[F(t)]$	$F(t)$	$\lambda(t) \exp\left[-\int_0^t \lambda(t)dt\right]$
$\lambda(t) =$	$-\frac{1}{R(t)} \cdot \frac{dR(t)}{dt}$	$\frac{1}{1 - F(t)} \cdot \frac{dF(t)}{dt}$	$\frac{f(t)}{\int_t^{\infty} f(t)dt}$	$\lambda(t)$

Wszystkie wymienione wskaźniki charakteryzują stan zdatności (nieuszkodzalności) warystorów. Bardziej praktyczne znaczenie dla oceny niezawodności warystorów w eksploatacji mają jednak przede wszystkim wskaźniki trwałości, zwłaszcza trwałość gamma-beta procentowa $T_{\gamma\beta}$, definiowana jako trwałość, którą z zadaniem poziomem ufności β osiąga część γ zbioru warystorów. Wskaźnik ten proponuje się wyznaczać dla $\beta = 0,95$ i $\gamma = 0,9$, w odniesieniu zaś do warunków pracy, w których warystorom lub budowanym z ich użyciem ogranicznikom przepięć stawiane są większe wymagania - dla $\gamma = 0,95$ lub $\gamma = 0,98$. Wyznaczenie trwałości $T_{\gamma\beta}$ wymaga znajomości jednej z funkcji charakteryzujących probabilistyczny rozkład czasów poprawnej pracy warystorów (tab. 4.1), najlepiej funkcji niezawodności $R(t)$. Trwałość γ -procentowa jest bowiem kwantylem rzędu γ funkcji niezawodności, co można zapisać wzorem

$$R(T_{\gamma}) = \frac{\gamma}{100} \quad (5.5)$$

Znajomość trwałości $T_{\gamma\beta}$ ma zasadnicze znaczenie dla prawidłowego doboru i prawidłowej eksploatacji warystorów i dlatego wskaźnik ten powinien być

konsekwentnie stosowany do opisu niezawodności tych elementów i zostać wprowadzony do przepisów normalizacyjnych dotyczących warystorów. Pozostałe wskaźniki niezawodności rozszerzają tylko charakterystykę niezawodnościową warystorów i są informacjami pomocniczymi, chociaż bardzo ważnymi dla użytkowników.

Probabilistyczne postacie wskaźników niezawodności i ich estymatory oraz sposoby wyznaczania są podane w normach z serii Niezawodność w technice [64,65] oraz w literaturze przedmiotowej, między innymi w [51,55,77,80].

5.3. Metodologiczne podstawy tworzenia modeli niezawodności warystorów

5.3.1. Wprowadzenie

Podstawowym zagadnieniem w badaniach trwałościowych jest ustalenie takiego rozkładu prawdopodobieństwa czasów poprawnej pracy urządzenia, czyli czasów do momentu uszkodzenia, aby odpowiadający mu przebieg funkcji intensywności uszkodzeń miał taki sam charakter jak przebieg oszacowania tej funkcji otrzymany z doświadczenia. Rozkład taki przyjmuje się wówczas za model matematyczny niezawodności urządzenia. W teorii niezawodności można wyróżnić dwa zasadnicze kierunki:

- statystyczny, zajmujący się modelowaniem i badaniem uszkodzeń bez analizy procesu ich powstawania;
- fizyczny, zajmujący się przyczynami powstających uszkodzeń urządzenia na podstawie analizy procesów fizykochemicznych w nim zachodzących.

Zjawiska fizykochemiczne zachodzące w urządzeniu można przedstawić za pomocą modeli matematyczno-fizycznych [55]:

- modelu opisowego, w którym w możliwie dokładny sposób opisuje się obserwowane zjawisko nie wnikając w jego przyczyny (np. modele probabilistyczne).
- modelu przyczynowo-skutkowego, w którym określa się wielkości fizyczne wpływające na badane zjawisko.

Modele te są podstawą teorii fizyki niezawodności, która stanowi obecnie nowy kierunek w zagadnieniach niezawodności i jest rozszerzeniem podejścia statystycznego. Celem prac opartych na fizyce niezawodności jest opracowanie przyczynowo-skutkowych modeli niezawodności obiektów, które łączyłyby wskaźniki niezawodności z fizycznymi procesami degradacji. Istotą teorii fizyki niezawodności jest przesunięcie akcentów ze statystycznych analiz wyników pomiarów poszczególnych elementów na badanie fizycznych mechanizmów uszkodzania się tych elementów [74].

W badaniach niezawodnościowych opartych na statystycznej koncepcji badań, dobór modelu niezawodności polega na postawieniu a priori hipotezy co do postaci rozkładu niezawodności, a następnie na doświadczalnej weryfikacji tej hipotezy na podstawie wyników badań. Nie może to jednak stanowić podstawy opracowania

metody oceny trwałości warystorów opartej na skróconych badaniach laboratoryjnych. Badania statystyczne mogą bowiem tylko wyeliminować istnienie pewnych związków przyczynowych, lecz nie mogą udowodnić ich istnienia. Stwierdzona statystycznie na przyjętym poziomie istotności α zgodność określonego rozkładu teoretycznego z rozkładem empirycznym jest warunkiem koniecznym, lecz nie wystarczającym do przyjęcia tego rozkładu jako modelu badanego urządzenia, gdyż najczęściej dany rozkład empiryczny można aproksymować na przyjętym poziomie istotności kilkoma rozkładami teoretycznymi [77]. Znajdowanie największego krytycznego poziomu istotności α_{kr} prowadzi do wyboru rozkładu teoretycznego także według kryterium statystycznego. Skutkiem tego może być różnorodność hipotez dotyczących rozkładów trwałości warystorów.

Ustalenie dokładnego modelu niezawodności warystorów tlenkowych, umożliwiającego opracowanie metody przydatnej do oceny trwałości tych elementów z bieżącej produkcji na podstawie skróconych badań laboratoryjnych, wymaga szczegółowej analizy zjawisk fizykochemicznych zachodzących podczas eksploatacji warystorów narażonych na wielokrotne udary prądowe. Poznanie przebiegu tych zjawisk oraz ich wpływu na pogarszanie się, czyli degradację własności warystorów umożliwia wyprowadzenie określonego rozkładu statystycznego uszkodzeń, a także znalezienie zależności parametrów tego rozkładu od obciążenia oraz innych wielkości fizycznych charakteryzujących warystory.

Opracowanie modelu niezawodnościowego warystora polegać musi na wyborze parametrów prognozujących, tj. parametrów możliwie najlepiej charakteryzujących proces pogarszania się trwałości warystora oraz na zapisie matematycznym ich zmian w funkcji czasu, a dokładniej liczby wytrzymywanych probierczych impulsów prądowych. Poprawność tak zbudowanego modelu weryfikuje się rozkładami empirycznymi trwałości warystorów z zastosowaniem odpowiednich testów zgodności. Poprawność ta zależy w głównym stopniu od:

- stopnia informatywności parametrów przyjętych za prognozujące,
- dokładności zapisu matematycznego zmian parametrów prognozujących w funkcji liczby probierczych impulsów prądowych i od postaci otrzymanej na tej podstawie funkcji niezawodności,
- liczby danych empirycznych uzyskanych z badań laboratoryjnych, stosowanych w estymacji parametrów modelu niezawodności.

W razie niepełnej znajomości procesów fizycznych powstawania uszkodzeń, ich dużej złożoności lub istnienia wielu różnych modeli opisujących przyczyny degradacji własności urządzenia, co ma miejsce właśnie w przypadku warystorów tlenkowych, bardziej przydatne w opisie trwałości tych urządzeń są modele niezawodnościowe opracowane z zastosowaniem metod komputerowej symulacji cyfrowej procesów powstawania uszkodzeń.

5.3.2. Kryteria wyboru parametrów prognozujących trwałość warystorów

Wybór parametrów prognozujących przydatnych do budowy matematyczno-fizycznych modeli niezawodności urządzeń należy do trudniejszych zagadnień metodologii badań niezawodnościowych. Parametry te mają istotne znaczenie w ocenie poprawności i zgodności modeli matematycznych z wynikami empirycznymi uzyskiwanymi z badań. Wymaga się, żeby parametry te:

- dobrze charakteryzowały proces powstawania uszkodzeń warystorów,
- wykazywały silną korelację między czasem pracy warystorów i stopniem degradacji ich własności,
- były łatwo mierzalne, tzn. wyznaczane za pomocą prostych metod, bez konieczności powtórzeń lub by pomiary ich mogły być zautomatyzowane,
- były informatywne w sensie statystycznym.

Ponadto wymaga się by parametry te, w miarę możliwości, można było wyznaczyć metodami nieniszczącymi i nie powodującymi istotnego obniżenia własności badanych warystorów.

Pierwsze trzy wymogi stawiane parametrom prognozującym charakteryzują fizyczne aspekty ich informatywności, wymóg ostatni – informatywność w sensie statystycznym. Istnieje wiele innych nazw parametrów spełniających wyżej wymienione wymogi: parametr reprezentatywny, objaśniający, czy też informatywny. W pracy zdecydowano się przyjąć nazwę „parametr prognozujący” nawiązując do celu tworzonych za jego pomocą modeli niezawodności, których przeznaczeniem jest właśnie prognozowanie niezawodności warystorów. Poza tym nazwa ta jest pojęciem szerszym w stosunku do innych pojęć, które określają obiektywnie cechy, jakimi powinny charakteryzować się parametry prognozujące.

Wstępnego wyboru parametrów, mogących pełnić funkcję parametrów prognozujących dokonuje się na podstawie analizy zjawisk oraz procesów fizycznych zachodzących w strukturze warystorów. Procesy powodujące pogarszanie się własności warystorów, prowadzące do ich uszkodzeń są jednak bardzo skomplikowane i wzajemnie ze sobą powiązane, a degradacja warystorów tlenkowych nie ma do tej pory jednolitego wytłumaczenia (rozdział 3 pracy). Trudno więc określić prostymi metodami parametry opisujące bezpośrednio poszczególne procesy pogarszania się własności warystora, np. ilość desorbowanych jonów tlenu z powierzchni między pojedynczymi ziarnami ZnO lub koncentrację elektronów wewnątrz ziaren ZnO. Stąd też za parametry prognozujące należy przyjąć te parametry, które charakteryzują wypadkowy skutek wszystkich jednocześnie występujących procesów degradacyjnych. Za takim podejściem przemawia także fakt, że obserwowany w praktyce sumaryczny skutek procesów degradacyjnych nie jest równy sumie skutków poszczególnych procesów rozpatrywanych z osobna. Z analizy fizyki degradacji własności warystorów tlenkowych (rozdział 3) wynika, że bezpośrednim ich skutkiem jest między innymi istotna zmiana przebiegu charakterystyki $U_v = f(I_v)$. Można więc przyjąć za parametry prognozujące trwałość warystorów wielkości elektryczne, opisujące zmiany położenia tej charakterystyki, np. napięcie na warystorze przy przepływie określonego prądu. Dodatkowym argumentem

świadczącym o poprawności wyboru takich parametrów jest fakt, iż w normach [62,63] i innych dokumentach opisujących badania warystorów [44,45] przyjęto do oceny stopnia ich degradacji zmianę napięcia U_1 o $\pm 10\%$. Gdy napięcie U_1 na warystorze przekroczy tę wartość, wówczas uważa się, że warystor taki nie nadaje się do dalszej pracy w obwodzie.

Na podstawie szerokiej analizy literaturowej dotyczącej degradacji własności warystorów oraz różnego rodzaju przepisów traktujących o badaniach trwałości tych elementów wytypowano do badań trwałości warystorów następujące parametry prognozujące: napięcia charakterystyczne $U_{0.1}$, U_1 , U_{10} , napięcia charakterystyczne względne $\delta U_{0.1}$, δU_1 i δU_{10} oraz współczynniki nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ i $\alpha_{1/10}$ warystorów. Parametry te są określone zależnościami

$$\delta U_{0.1} = [U_{0.1}(0) - U_{0.1}(N)] / U_{0.1}(0), \quad (5.6)$$

$$\delta U_1 = [U_1(0) - U_1(N)] / U_1(0), \quad (5.7)$$

$$\delta U_{10} = [U_{10}(0) - U_{10}(N)] / U_{10}(0), \quad (5.8)$$

$$\alpha_{0.1/1} = \{\log[U_1(N) / U_{0.1}(N)]\}^{-1}, \quad (5.9)$$

$$\alpha_{1/10} = \{\log[U_{10}(N) / U_1(N)]\}^{-1}, \quad (5.10)$$

w których: $U_{0.1}(N)$, $U_1(N)$, $U_{10}(N)$ – napięcia charakterystyczne wyznaczone odpowiednio przy prądach 0.1, 1 i 10 mA, zarówno przed próbą trwałości ($N = 0$), jak i po N próbach udarowych.

Wyodrębniona grupa parametrów nie wyczerpuje wszystkich możliwych parametrów związanych z trwałością warystorów tlenkowych, obejmuje jednak w znacznym stopniu grupę parametrów podstawowych, spełniających wymogi co do prostoty pomiarów i nieniszczącego charakteru badań.

Pełna ocena ich przydatności do prognozowania trwałości warystorów wymaga oceny ich informatywności statystycznej wykonanej z zastosowaniem odpowiednich testów na podstawie wyznaczonych empirycznie przebiegów czasowych tych parametrów.

Spośród niewielu znanych dotychczas metod statystycznej oceny informatywności parametrów najbardziej przydatną wydaje się być metoda polegająca na wyznaczeniu integralnej pojemności informatywnej parametru prognozującego [7]. W metodzie tej oblicza się na początku dla każdego j -tego z m kontrolowanych parametrów X indywidualną pojemność informatywną h_j według wzoru

$$h_j = \frac{r_j^2}{1 + \sum_{i \neq j} |r_{ij}|} \quad (i, j = 1, 2, \dots, m), \quad (5.11)$$

w którym: r_j - współczynnik korelacji między j -tym parametrem, a czasem pracy urządzenia (liczbą zadanych impulsów prądowych N)

r_{ij} - współczynnik korelacji między poszczególnymi parametrami wzajemnie, (wzory do obliczeń tych współczynników znajdują się w pracy [7]).

Następnym krokiem jest wyznaczenie integralnej pojemności informatywnej H dla każdego z kontrolowanych X parametrów i wszystkich możliwych $K = 2^m - 1$ kombinacji ich zbiorów

$$H = \sum_{j=1}^m h_j. \quad (5.12)$$

Istota tej metody polega na wyborze za parametr prognozujący tego spośród kontrolowanych parametrów lub tej ich kombinacji, dla której pojemność integralna jest największa.

Aby uznać hipotezę o istnieniu liniowej korelacji między analizowanymi zmiennymi losowymi za istotną, niezbędne jest spełnienie przez statystykę t_r nierówności [49]

$$t_r = \frac{r_{ij}}{\sqrt{1 - r_{ij}^2}} \cdot \sqrt{n - 2} \geq t_{n-2, \alpha}, \quad (5.13)$$

w której $t_{n-2, \alpha}$ jest wartością rozkładu t Studenta, określoną dla przyjętego poziomu istotności α i dla $n-2$ stopni swobody, n zaś jest liczbą danych.

5.3.3. Rodzaje badań niezawodności warystorów tlenkowych

Celem laboratoryjnych badań niezawodności warystorów jest ocena lub kontrola intensywności ich uszkodzeń, a także ustalenie parametrów prognozujących, które najlepiej charakteryzują proces pogarszania się trwałości tych elementów oraz wyznaczenie ich przebiegów w funkcji liczby i parametrów impulsów prądowych w warunkach odwzorowujących rzeczywiste warunki pracy warystorów.

Ze względu na cel i zakres badań niezawodności można je podzielić na:

- badania rozpoznawcze (wstępne),
- badania określające,
- badania kontrolne.

Badania rozpoznawcze mają na celu określenie zmian parametrów warystorów, których przekroczenie wiąże się z ich uszkodzeniem oraz wyznaczenie charakterystyk i wskaźników niezawodności.

Badania określające powinny być prowadzone w celu ilościowego określenia wskaźników niezawodności warystorów, zamieszczanych później w dokumentacji technicznej lub katalogach tych elementów.

Badania kontrolne mają na celu stwierdzenie, czy aktualna niezawodność produkowanych warystorów osiąga wymaganą niezawodność podawaną w dokumentacji technicznej.

Ze względu na czas trwania badań niezawodności warystorów rozróżnia się:

- badania zwykłe (klasyczne),
- badania przyspieszone.

Badania laboratoryjne prowadzone metodą klasyczną odznaczają się wieloma mankamentami. Po pierwsze liczności próbek konieczne dla oceny wyrobów o dużej

niezawodności są bardzo duże ($30 \div 200$ sztuk). Stwarza to poważne problemy techniczne związane z oprzyrządowaniem (duża liczba urządzeń pomiarowych) oraz ekonomiczne wynikające z wysokich kosztów badań. Drugą istotną wadą badań klasycznych jest ich długi czas. Informację o niezawodności urządzenia uzyskuje się po kilku tysiącach godzin od chwili jego wytworzenia. Ogranicza to możliwość wykorzystywania wyników tych badań w bieżących korektach procesu produkcyjnego. Dla wyeliminowania tych mankamentów wprowadzono tzw. skrócone lub ucięte badania niezawodności [55], w których wykorzystuje się znajomość rozkładu trwałości urządzenia, co umożliwia przewidywanie wskaźników niezawodności dla czasów dłuższych niż czas badania. Badania takie nie zmniejszają jednak liczebności próbek.

Badania przyspieszone pozwalają dopiero na skrócenie czasu jak i zmniejszenie liczności próbek w stosunku do metod tradycyjnych. Efekty te uzyskiwane są dzięki forsownym warunkom badań, tzn. w wyniku zastosowania czynników wymuszających (temperatura, obciążenie elektryczne) na poziomie znacznie przekraczającym warunki dopuszczalne dla danego urządzenia. Wyniki takich badań rzadko są jednak wykorzystywane do liczbowego szacowania niezawodności; zasadniczym ich celem jest porównywanie niezawodności różnych partii produkowanych elementów, w których występują różnice technologiczne lub konstrukcyjne.

Głównym celem prezentowanych w pracy badań laboratoryjnych było możliwie wierne wyznaczenie przebiegów zmian wytypowanych parametrów charakteryzujących proces pogarszania się własności warystorów w funkcji liczby i parametrów prądowych impulsów probierczych powtarzanych z dużą częstością, ustalenie występujących między nimi zależności korelacyjnych oraz informatywności poszczególnych parametrów. Badania miały więc charakter rozpoznawczy. Istotnym problemem w tego typu badaniach jest wyznaczenie liczebności próbki n jaką należy poddać badaniom. Liczebność ta zależy od:

- rozkładu statystycznego badanej cechy,
- poziomu ufności β , z jakim będą wyznaczone wskaźniki niezawodności,
- części γ zbioru łączników, do której ma się odnosić wyznaczony wskaźnik,
- rodzaju przedziału pokrywającego nieznany wskaźnik niezawodności,
- dopuszczalnych kosztów badań.

Zwiększanie poziomu ufności β i części γ zbioru warystorów powoduje zwiększenie liczebności próbki.

Jeżeli rozkład badanej cechy nie jest znany, to przy takich samych wartościach β i γ liczebność próbki jest większa od liczebności próbki niezbędnej do badań przy znanym rozkładzie statystycznym badanej cechy. Przy takich samych wartościach β i γ najmniejszą liczebność próbki otrzymuje się, gdy cecha podlega rozkładowi normalnemu [51].

Koszt badania zależy w oczywisty sposób od liczebności próbki i jest tym większy, im większa jest ta liczebność.

Jeżeli badana cecha X jest ciągłą, a wartość oczekiwana $E(X)$ i wariancja $D^2(X)$ mają wartości skończone to można określić prawdopodobieństwo zdarzenia, że

realizacje zmiennej losowej X zawarte są w określonym przedziale. Przedział ten zwany przedziałem tolerancji statystycznej może być ograniczony jednostronnie od dołu, góry lub dwustronnie. W przypadku dwustronnego przedziału tolerancji statystycznej dla założonych wartości β i γ niezbędną liczebność próbki można wyznaczyć ze wzoru

$$n \geq \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \cdot \frac{\chi_{4,\beta}^2}{4} + \frac{1}{2}, \quad (5.14)$$

w którym $\chi_{4,\beta}^2$ jest kwantylem rozkładu chi-kwadrat dla czterech stopni swobody i rzędu β .

Jeżeli w wyniku badań określonej cechy X otrzymuje się realizacje samoczynnie uporządkowane w szeregu rozdzielczym malejącym lub rosnącym to można wyznaczyć jednostronny przedział tolerancji statystycznej [51]. W praktyce badań trwałościowych interesujący jest przedział ograniczony od dołu, gdyż określa on najmniejszą wartość badanej cechy X . Przy takim ograniczeniu jednostronnym przedziału tolerancji statystycznej, obejmującego z zadaniem poziomem ufności β część γ zbioru obiektów, niezbędną liczebność próbki można wyznaczyć ze wzoru

$$n \geq \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \cdot \frac{\chi_{2,\beta}^2}{4} + \frac{1}{2}, \quad (5.15)$$

w którym $\chi_{2,\beta}^2$ jest kwantylem rozkładu chi-kwadrat dla dwóch stopni swobody i rzędu β .

5.4. Laboratoryjne badania parametrów charakteryzujących trwałość warystorów tlenkowych

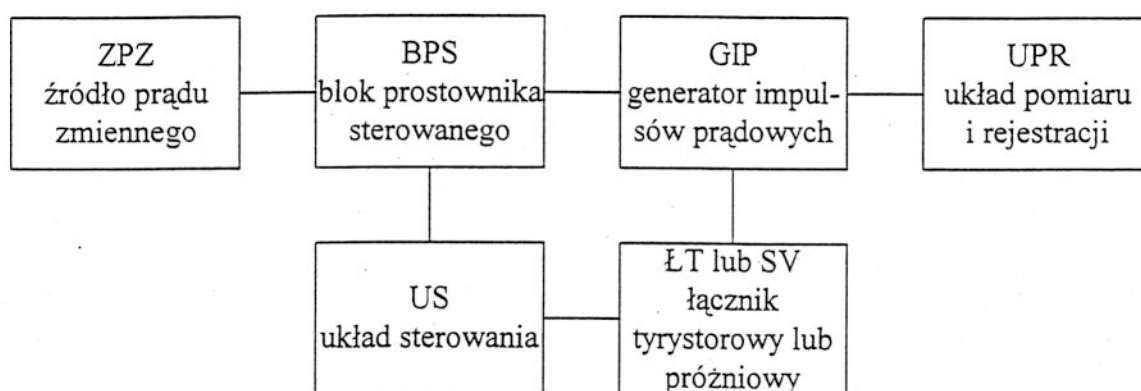
5.4.1. Budowa stanowiska laboratoryjnego

Wszystkie badania rozpoznawcze warystorów tlenkowych ZnO wykonano na specjalnie zaprojektowanym i wykonanym stanowisku laboratoryjnym do badań trwałościowych warystorów tlenkowych i warystorowych ograniczników przepięć. Stanowisko to umożliwia badanie odporności warystorów tlenkowych na prądowe impulsy probiercze o regulowanym w szerokim zakresie kształcie i amplitudzie oraz polaryzacji dodatniej, ujemnej lub przemiennej. Udry te mogą być generowane z regulowaną częstotliwością i zliczane przez odpowiednie liczniki elektroniczne. W przerwach między kolejnymi udarami probierczymi zapewniona jest możliwość dokonywania pomiarów wartości napięć charakterystycznych warystorów U_{01} , U_1 , U_{10} , odpowiadających przepływowi przez nie odpowiednio prądów o natężeniu 0.1 mA, 1 mA i 10 mA. W trakcie badań możliwy jest również pomiar temperatury warystora. Stanowisko pozwala na jednoczesne badanie 10 warystorów w cyklu automatycznego podawania prądowych impulsów probierczych kolejno na poszczególne warystory badanej próbki. W stanowisku wbudowany jest elektroniczny układ sterowania, który sterując odpowiednio pracą różnego rodzaju styczników

i przekaźników powoduje znaczne skrócenie czasów wykonywanych pomiarów oraz automatyzuje cały cykl badań.

Stanowisko do badań trwałościowych warystorów tlenkowych składa się z następujących bloków funkcjonalnych (rys. 5.2):

- źródła prądu zmiennego **ZPZ**,
- bloku prostownika sterowanego **BPS**,
- generatora impulsów prądowych **GIP**,
- łączników: tyrystorowego **ŁT** i próżniowych **SV**,
- układu pomiaru i rejestracji **UPR**,
- układu sterowania **US**,



Rys. 5.2. Schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego do badań trwałości warystorów

Źródło prądu zmiennego ZPZ (rys. 5.3) składa się z:

- stabilizatora napięcia ST typu SN-5, $U_n = 220V$,
- autotransformatora ATR typu TaR, $U_n = 0 \div 250 V$, $I_n = 10 A$,
- autotransformatora wysokiego napięcia TWN 220/5200 V.

Blok prostownika sterowanego BPS (rys. 5.3) zawiera układ prostowników jednopulsowych (D1 i D2) załączanych kontaktronami (K1, K2). Każdy z prostowników zbudowany jest z siedmiu połączonych szeregowo diod typu D22 10 12 i równolegle do nich włączonych rezystorów $8 M\Omega$ dla poprawy równomierności rozkładu napięcia wstecznego.

Generator impulsów prądowych GIP (rys. 5.3) zawiera:

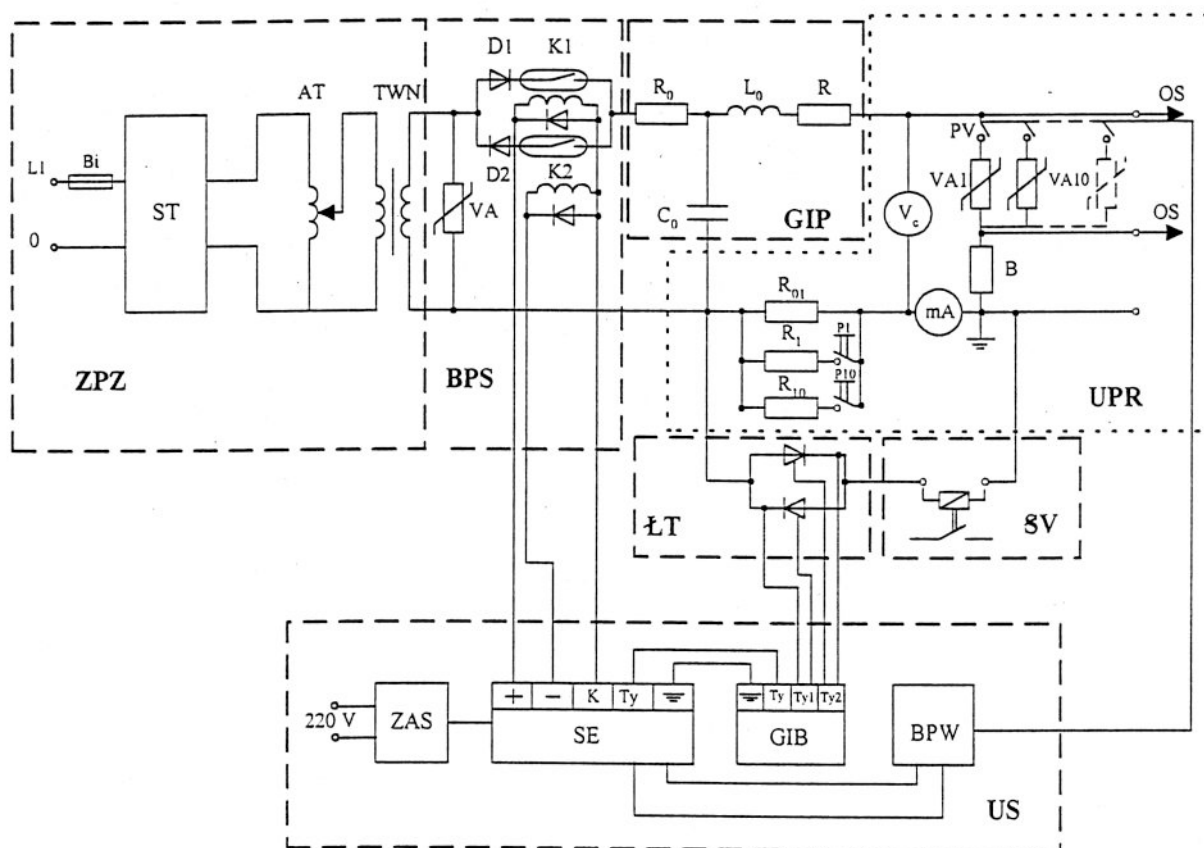
- zestaw pojemnościowy C_0 ,
- zestaw indukcyjny L_0 ,
- zestaw rezystancyjny R.

Zestaw pojemnościowy C_0 stanowią kondensatory impulsowe typu KJ-4 o pojemności $C = 4 \times 50 \mu F$, $U_n = 4 kV$ oraz kondensatory typu MPP $2,2 \mu F$, $U_n = 3kV$. Elektrody kondensatorów wyprowadzone są do zacisków laboratoryjnych na płycie czołowej stanowiska, co zapewnia możliwość regulacji pojemności w zakresie $1.1 \mu F \div 400 \mu F$.

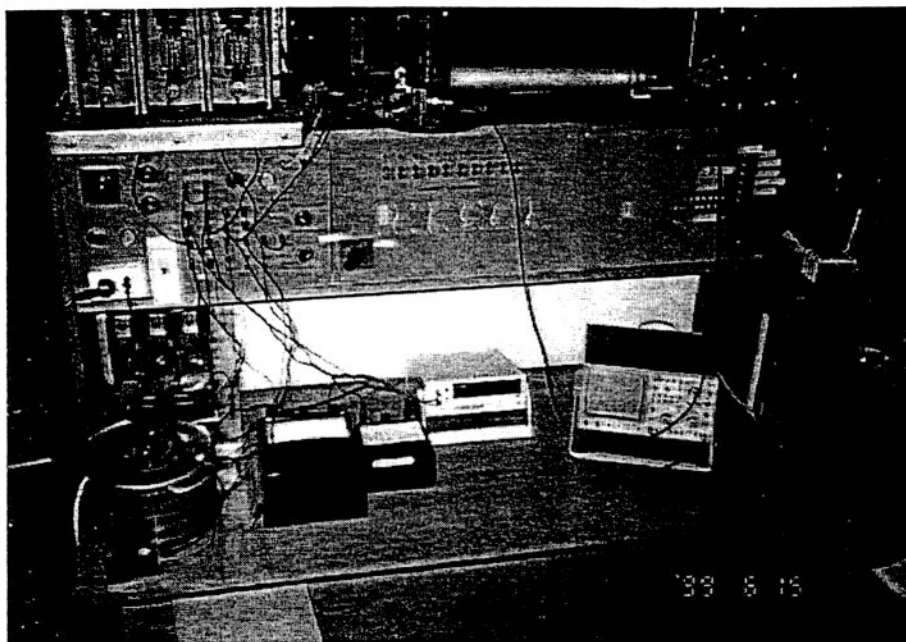
Zestaw indukcyjny L_0 składa się z dwóch bezrdzeniowych cewek, nawiniętych taśmą miedzianą. Każda cewka ma odczepy wyprowadzone do zacisków laboratoryjnych na płycie czołowej zestawu, na której dokonuje się, poprzez odpowiednie połączenia zacisków klemami, skokowej regulacji indukcyjności L_0 w zakresie do $197 \mu\text{H}$. Cewki można łączyć zgodnie lub przeciwsobnie, co znacznie zwiększa zakres regulacji indukcyjności.

Zestaw rezystancyjny R składa się z dwóch rezystorów żeliwnych połączonych szeregowo i umieszczonych w jednej obudowie. Z rezystorów wyprowadzone są odczepy do zacisków laboratoryjnych umieszczonych na płycie czołowej zestawu, umożliwiające regulację rezystancji w zakresie $0.68 \div 8 \Omega$.

Łącznik tyrystorowy ŁT zbudowany jest w oparciu o dwa tyrystory typu T 00 1000 18 40 połączone odwrotnie równolegle (rys. 5.3). Alternatywę dla łącznika tyrystorowego stanowią łączniki próżniowe w postaci styczników SV-7 i HSV-7M



Rys. 5.3. Schemat ideowo-blokowy stanowiska laboratoryjnego do badań trwałości warystorów: ST – stabilizator napięcia, AT – autotransformator, TWN – transformator wysokiego napięcia, D1, D2 – diody, K1, K2 – kontaktory, VA1..VA10 – badane warystory, ZAS – zasilacz układu sterowania, SE – sterownik elektroniczny, GIB – generator impulsów bramkowych, BPW – blok przełączania warystorów, pozostałe oznaczenie jak na rys. 5.2



Rys. 5.4. Rzeczywisty widok stanowiska laboratoryjnego do badań trwałościowych warystorów tlenkowych

Układ pomiaru i rejestracji UPR (rys. 5.3) składa się z:

- bezindukcyjnego bocznika prądowego B o rezystancji $50\text{ m}\Omega$,
- pojemnościowo-rezystancyjnego dzielnika napięcia 1: 400,
- rezystancji pomiarowych R01, R1, R10 wraz z układem przełączającym P1, P10,
- przyrządów pomiarowych:
 - multimetru cyfrowego LG typu DM-441B,
 - kilowoltomierza DC,
 - miliamperomierza DC,
 - oscyloskopu Hameg typu HM-408,
 - miernika temperatury typu TM-915.

Dokładne schematy ideowe przedstawionych powyżej bloków funkcjonalnych znajdują się w pracach [39,81].

Układ sterowania US jest najbardziej skomplikowanym układem w stanowisku laboratoryjnym. Zbudowany jest on na układach scalonych serii CMOS, charakteryzujących się małym poborem mocy oraz dużą odpornością na zakłócenia. W skład układu sterowania wchodzi specjalny sterownik elektroniczny SE, generator impulsów bramkowych GIB, blok przełączania warystorów BPW oraz zasilacz ZAS (rys. 5.3). Układ sterowania realizuje między innymi program czasowy, który umożliwia nastawienie czasów ładowania t_1 i rozładowywania t_2 baterii kondensatorów w zakresie $(0 \div 999) \times 0,1\text{s}$ oraz pozwala na:

- programowanie i zliczanie prądowych impulsów probierczych,
- wybór polaryzacji prądowych impulsów probierczych,
- sterowanie impulsami bramkowymi łącznika tyrystorowego,
- automatyczne przełączanie badanych warystorów.

5.4.2. Metody badań parametrów charakteryzujących trwałość warystorów tlenkowych

Podczas prowadzonych nieprzerwanie od ponad 6 lat badań laboratoryjnych trwałości warystorów tlenkowych ZnO wykonano kilkaset tysięcy pomiarów. Badaniami objęto różne typy warystorów produkcji krajowej i zagranicznej. Między innymi przebadano warystory firmy Pelelectric typu VP 960 25B, VP 625 25B, VP 1000 25B, OPT-11 U660 [81,82], VP 250 L5, VP 275 L7 [83] oraz firmy Siemens o oznaczeniach SIOV-S05K95, SIOV-S05K230 [40] i SIOV-S10K420. Badania te polegały na dostarczaniu warystorom energii E_v w impulsach prądowych o kształcie 8/20 μ s i regulowanej amplitudzie (rys. 5.5a). Impulsy te o odpowiedniej polaryzacji (dodatniej lub ujemnej) zadawane były z różnymi częstotliwościami (maksymalnie z częstością około 600 uderów na godzinę).

W celu sprawdzenia odporności warystorów na impulsy prądowe o większej energii, poddano je badaniom trwałości w funkcji liczby i energii uderów o kształcie 50/1000 μ s (rys. 5.5b). Czas trwania przerw pomiędzy kolejnymi impulsami dobrano eksperymentalnie mając na uwadze niedopuszczenie do nadmiernego nagrzania się warystorów ponad temperaturę 85°C podczas przepływu impulsów prądowych o stosunkowo dużych energiach. Częstotliwość zadawania impulsów prądowych była więc znacznie mniejsza niż w przypadku impulsów o kształcie 8/20 μ s i zawierała się w granicach 30 ÷ 200 impulsów na godzinę.

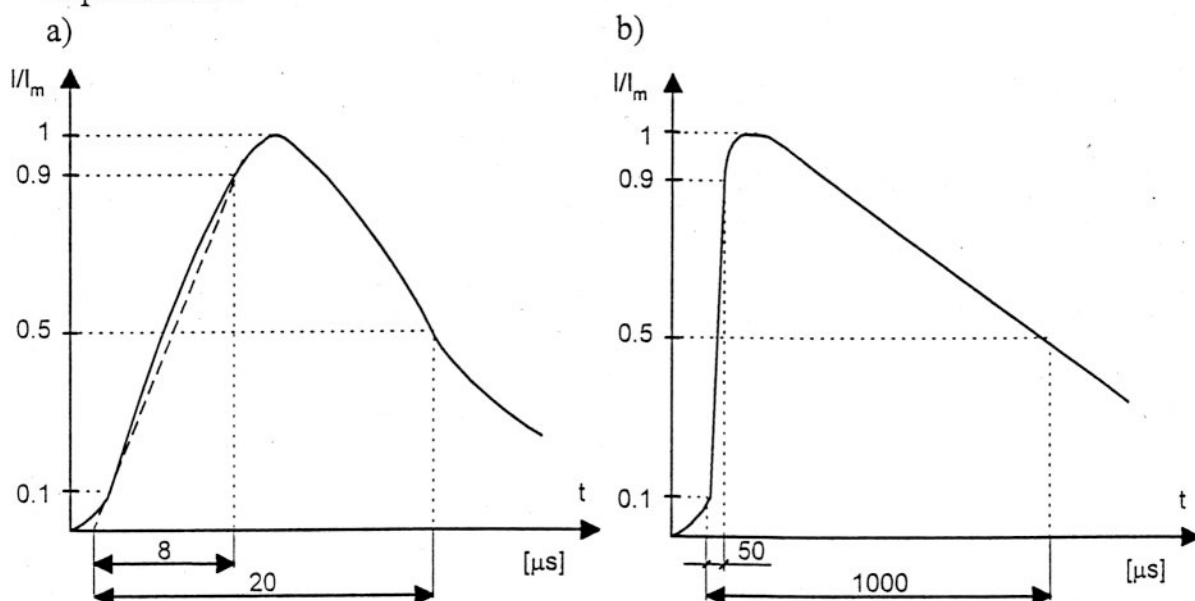
Każdorazowo po zadaniu określonej liczby uderów prądowych wykonywano pomiary wartości napięć $U_{0.1}$, U_1 i U_{10} przy polaryzacji zgodnej oraz przeciwnej z polaryzacją prądowych impulsów probierczych. Pomiary te wykonywano w obwodzie probierczym przy otwartym łączniku tyrystorowym i załączonych za pomocą łączników P_1 lub P_{10} , bocznikujących go oporników $R_{0.1}$, R_1 i R_{10} (rys. 5.3) o wartościach zapewniających przepływ przez badany warystor odpowiednich prądów 0.1, 1 i 10 mA. Każdorazowo jako pierwsze mierzone było napięcie U_{10} , następnie U_1 , a na końcu $U_{0.1}$. Taka kolejność szybko wykonywanych pomiarów minimalizowała wpływ prądów pomiarowych na nagrzewanie się warystorów i dodatkową degradację ich własności.

Na podstawie zmierzonych napięć obliczano pozostałe parametry, mogące pełnić funkcję parametrów prognozujących, czyli odchyłki napięć $\delta U_{0.1}$, δU_1 i δU_{10} oraz współczynniki nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ i $\alpha_{1/10}$. Odstęp między czasami wykonywania kolejnych serii pomiarów wynikał z kompromisu między przeciwstawnymi wymogami metrologicznymi i metodologicznymi, z których z jednej strony wynika dążność do wykonywania pomiarów kontrolowanych parametrów w dużych odstępach czasu, zapewniających praktyczną pomijalność wpływu uchybów pomiarowych na wyniki pomiarów, z drugiej zaś strony pożądana jest jak największa liczba jak najczęściej wykonywanych pomiarów, w celu możliwie wiernego odwzorowania rzeczywistych przebiegów tych parametrów, co ma szczególnie duże znaczenie w poprawnym prognozowaniu trwałości warystorów na podstawie początkowego fragmentu przebiegu parametru przyjętego za prognozujący.

Dla zapewnienia możliwości statystycznej oceny wyników badań oraz zachowania niezmienniej dokładności wnioskowania statystycznego na przyjętym poziomie ufności $\beta = 0.95$ przy $\gamma = 0.9$ badano próbki warystorów o liczebności co najmniej 30.

W celu określenia wpływu wartości pochłanianej przez warystory energii, poddawane one były prądowym impulsom probierczym o kształcie 8/20 μs i amplitudach równych $0.8 \cdot I_{tm}$, $0.6 \cdot I_{tm}$ i $0.4 \cdot I_{tm}$ (I_{tm} – wartość największego dopuszczalnego dla warystora udaru, nie powodującego zmiany napięcia δU_1 o więcej niż $\pm 10\%$) oraz impulsom o kształcie 50/1000 μs i amplitudach równych 40 i 60 A, co odpowiadało energiom 45 J i 70 J.

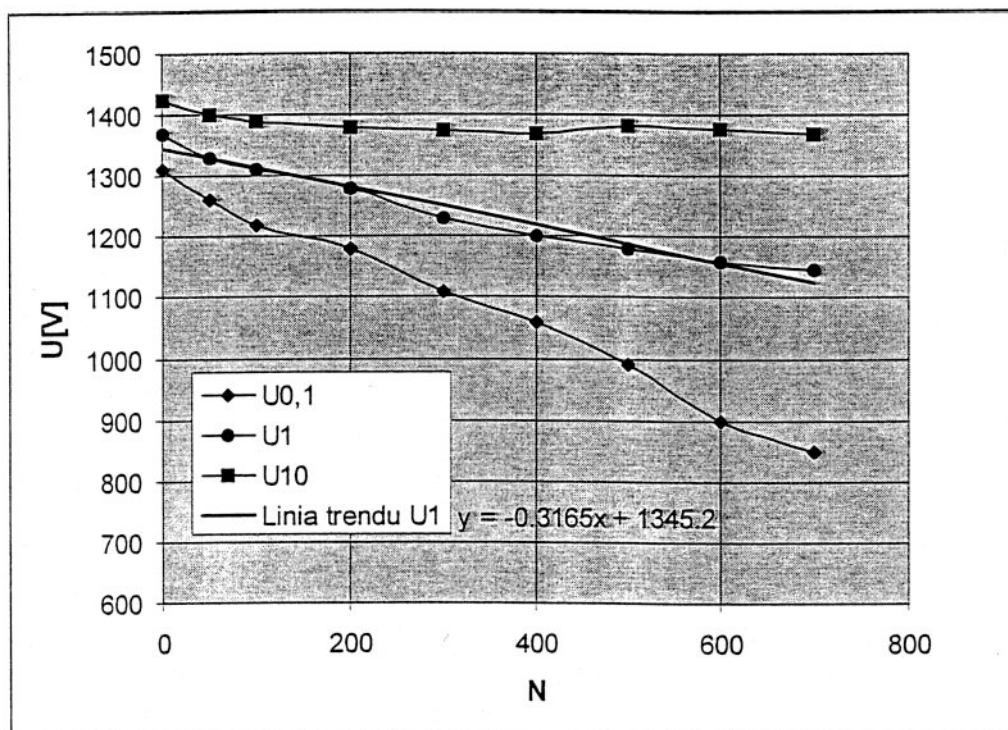
Ponieważ prowadzone badania zmian wytypowanych parametrów warystorów w funkcji liczby probierczych ударów prądowych miały charakter rozpoznawczy, wykonywano je do momentu zniszczenia warystorów lub do czasu gdy napięcie U_1 i współczynnik nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ przekraczały swoje wartości granicznie dopuszczalne.



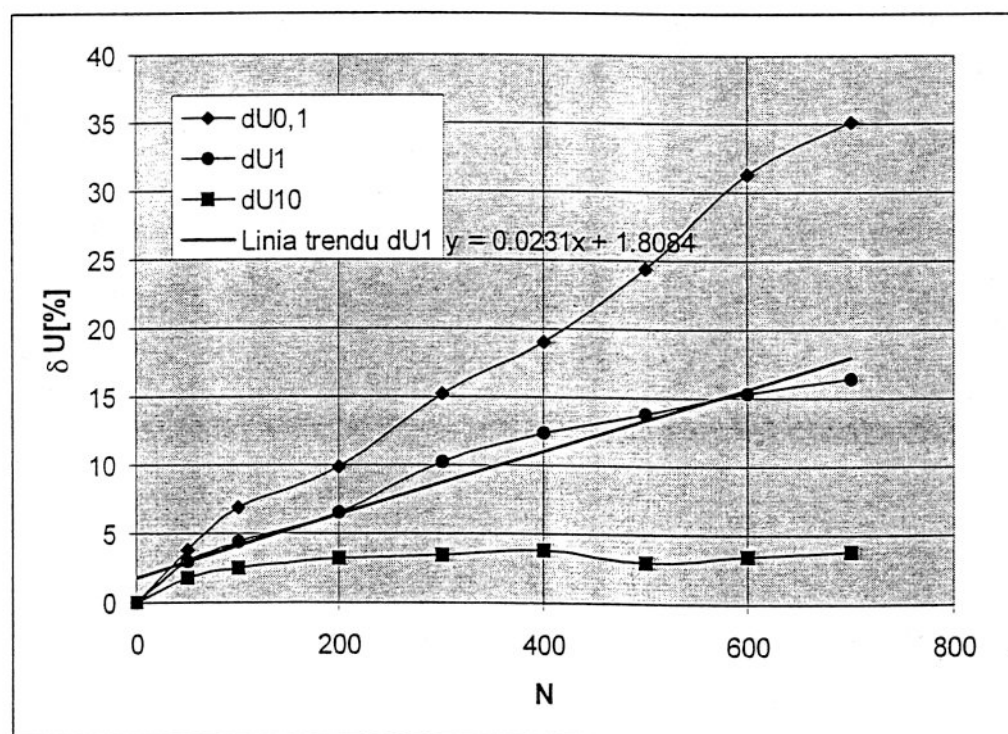
Rys. 5.5. Przebiegi impulsu prądowego 8/20 μs (a), oraz impulsu prądowego 50/1000 μs (b)

5.4.3. Wyniki badań laboratoryjnych i analiza ich przydatności do prognozowania trwałości warystorów tlenkowych

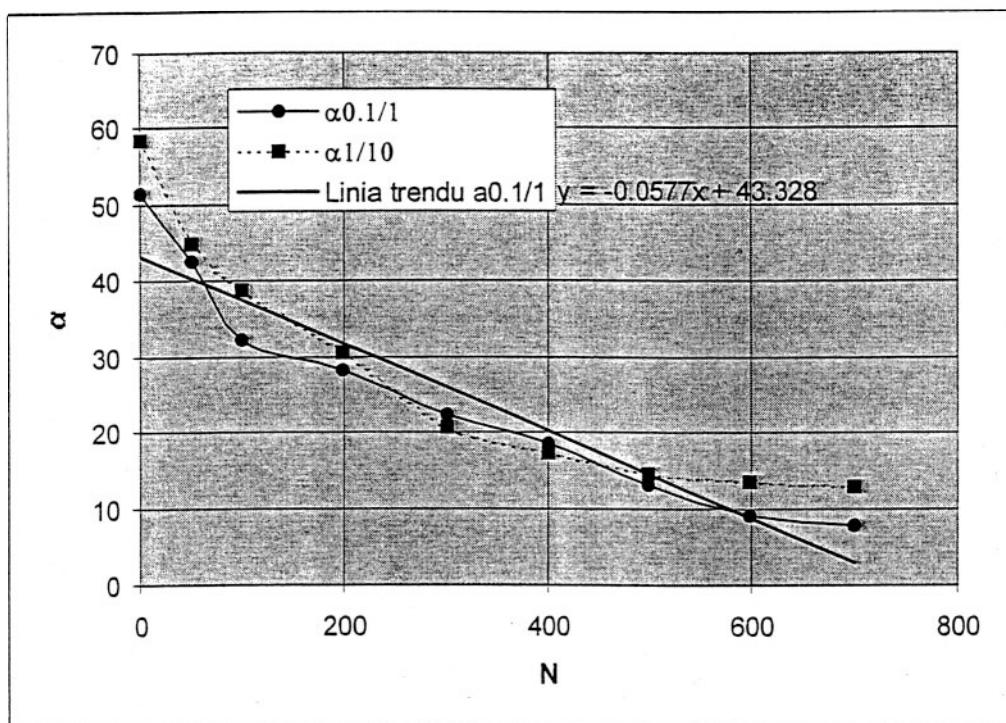
Wyniki laboratoryjnych badań trwałościowych warystorów tlenkowych różnych typów zamieszczone są w pracach [39,40,81,82,83]. W tej pracy przedstawiono tylko przykładowe wyniki w postaci wykresów, przedstawiających przebiegi wartości średnich kontrolowanych parametrów w funkcji liczby i amplitudy probierczych ударów prądowych o kształcie 8/20 μs i 50/1000 μs (rys. 5.6 ÷ 5.21). Na rysunkach tych zamieszczono również krzywe aproksymujące przebiegi wybranych parametrów prognozujących trwałość warystorów, tj. napięcie U_1 i δU_1 oraz współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$. Zależności temperatury warystorów od liczby impulsów probierczych o kształcie 50/1000 μs obrazuje rysunek 5.23.



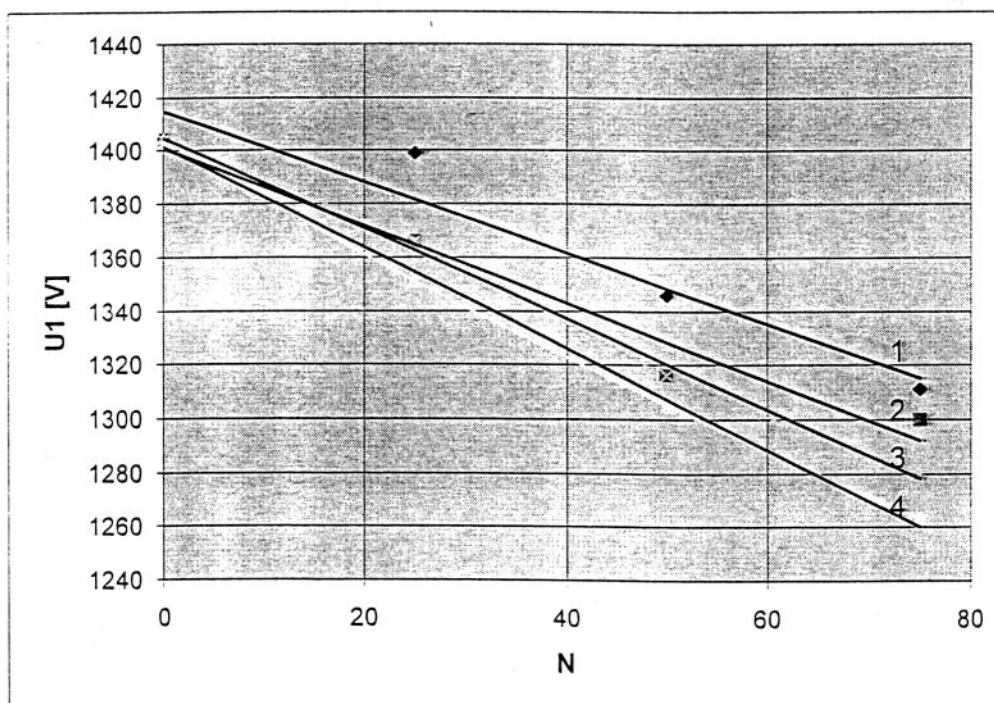
Rys. 5.6. Przebiegi zmian wartości średnich napięć charakterystycznych warystorów produkcji krajowej typu OPT-11 660V w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 500 A wraz z prostą aproksymującą przebieg wartości średnich napięcia U_1 i jej równaniem



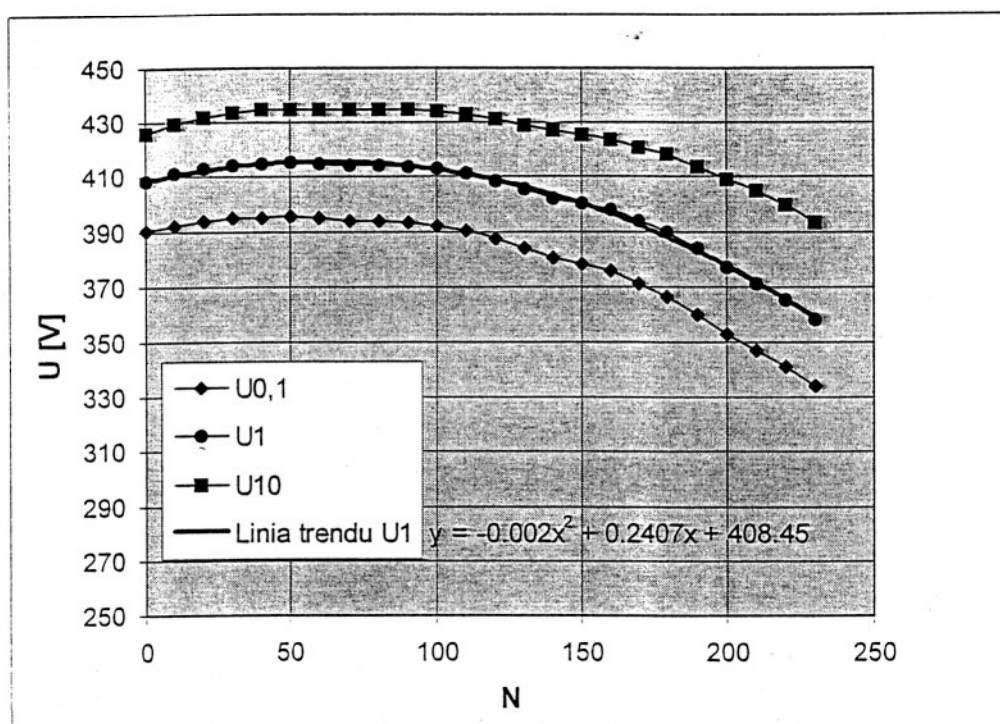
Rys. 5.7. Przebiegi zmian wartości średnich względnych napięć charakterystycznych warystorów produkcji krajowej typu OPT-11 660V w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 500 A wraz z prostą aproksymującą przebieg wartości średnich napięcia δU_1 i jej równaniem



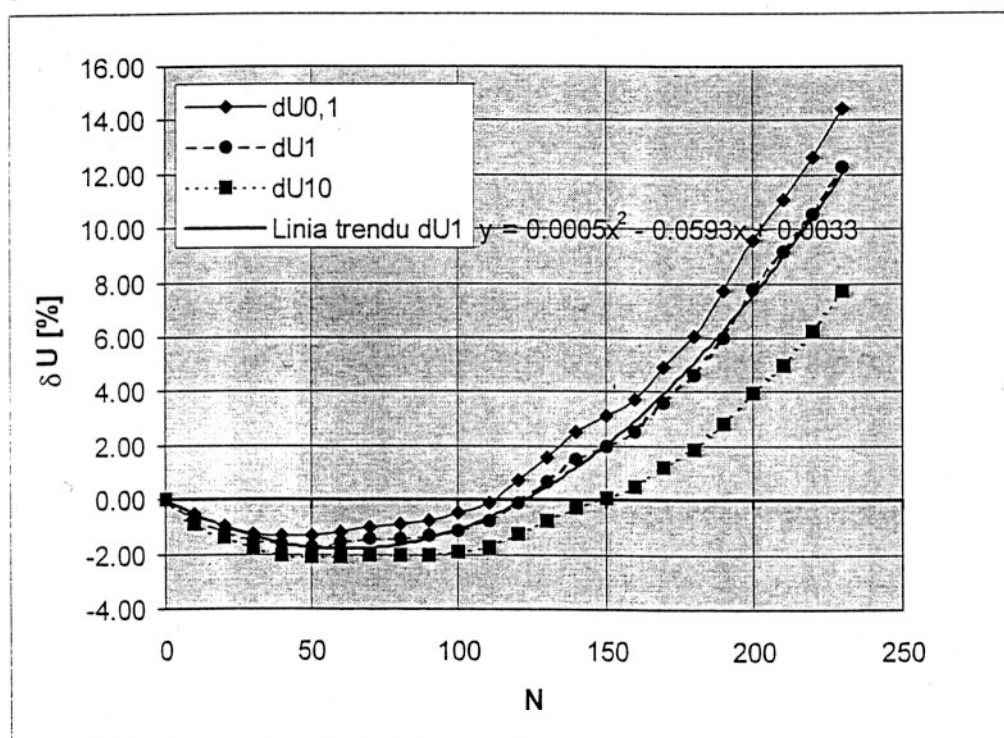
Rys. 5.8. Przebiegi zmian wartości średnich współczynników nieliniowości warystorów produkcji krajowej typu OPT-11 660V w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 500 A wraz z prostą aproksymującą przebieg wartości średnich współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ i jej równaniem



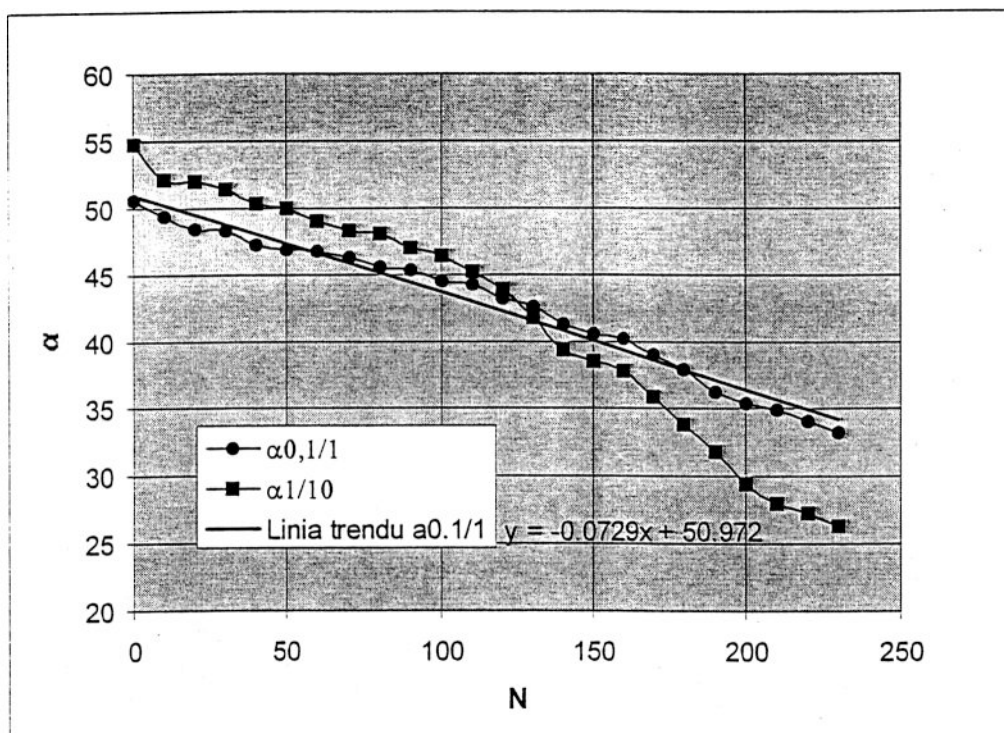
Rys. 5.9. Przebiegi prostych regresji zmian wartości średnich napięcia U_1 warystorów typu VP 960 25B w funkcji liczby (1) ujemnych impulsów prądowych przy zgodnej polaryzacji napięcia probierczego, (2) ujemnych impulsów prądowych przy przeciwnej polaryzacji napięcia, (3) dodatnich impulsów przy zgodnej polaryzacji napięcia, (4) dodatnich impulsów prądowych przy przeciwnej polaryzacji napięcia probierczego



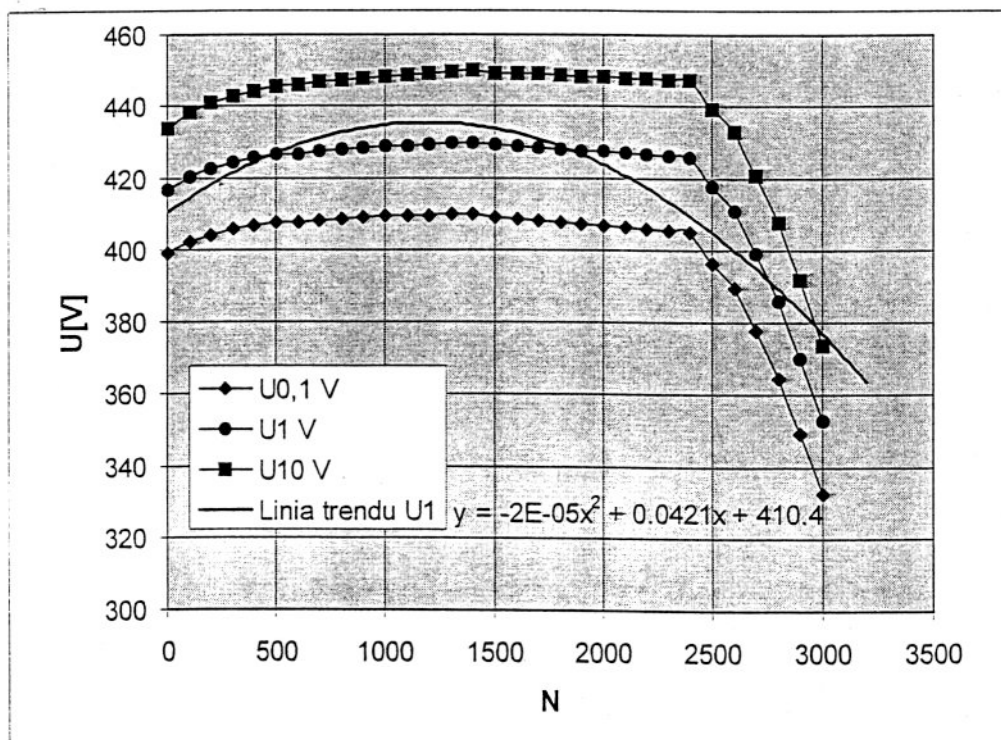
Rys. 5.10. Przebiegi zmian wartości średnich napięć charakterystycznych warystorów typu SIOV-S05K230 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 320A wraz z prostą aproksymującą przebieg wartości średnich napięcia U_1 i jej równaniem



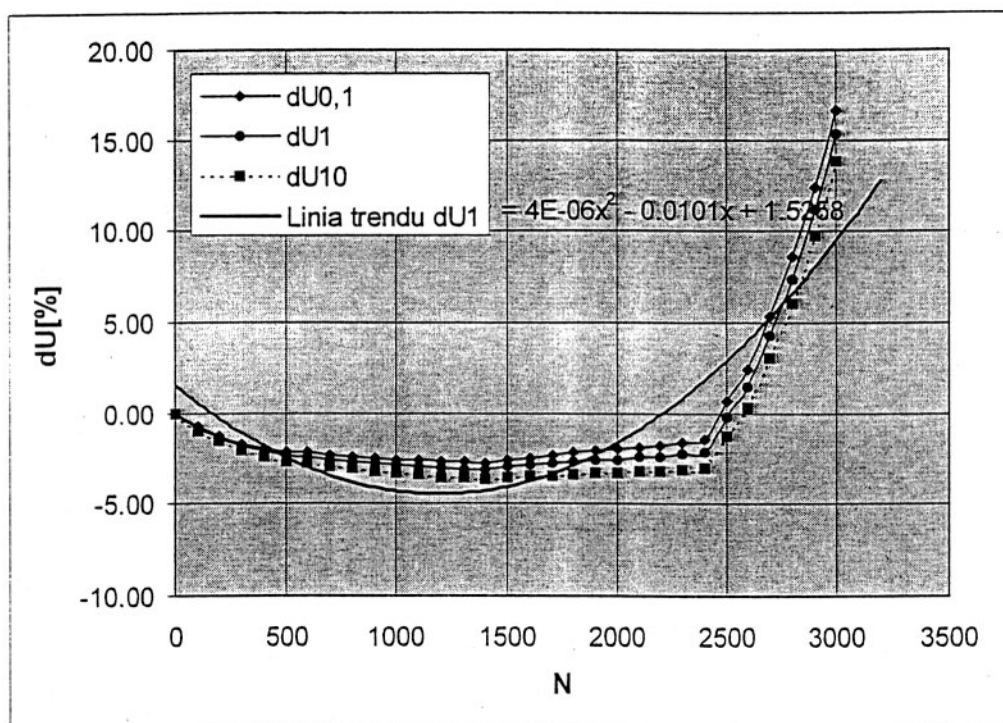
Rys. 5.11. Przebiegi zmian wartości średnich względnych napięć charakterystycznych warystorów typu SIOV-S05K230 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 320A wraz z prostą aproksymującą przebieg wartości średnich napięcia δU_1 i jej równaniem



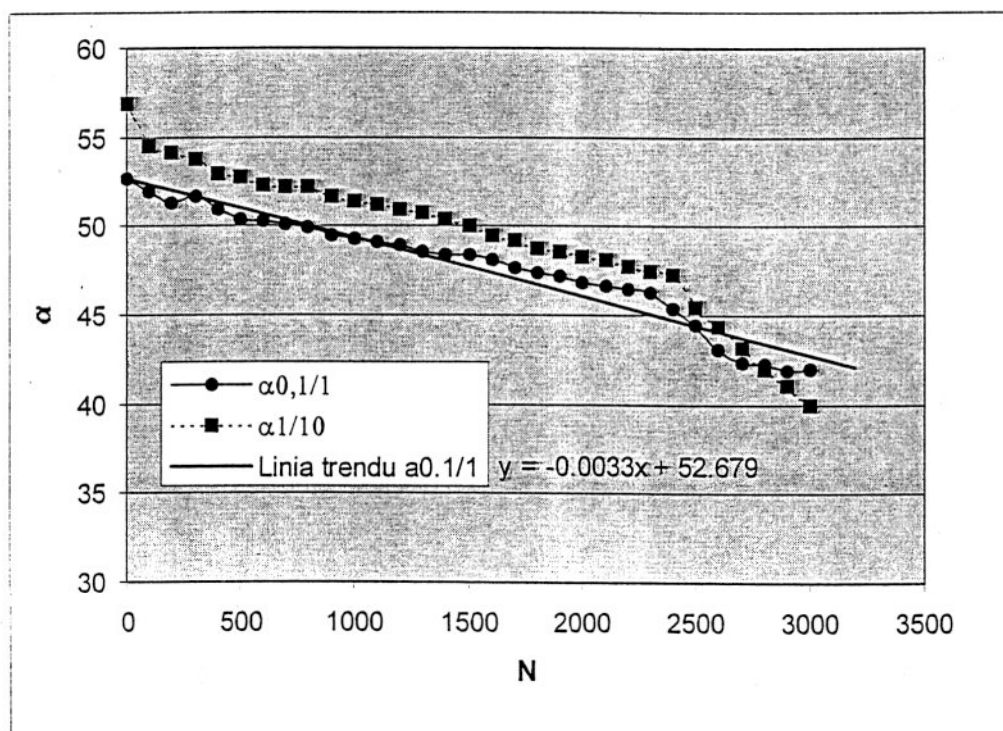
Rys. 5.12. Przebiegi zmian wartości średnich współczynników nieliniowości warystorów typu SIOV-S05K230 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 320A wraz z prostą aproksymującą przebieg wartości średnich współczynnika nieliniowości $\alpha_{0,1/1}$ i jej równaniem



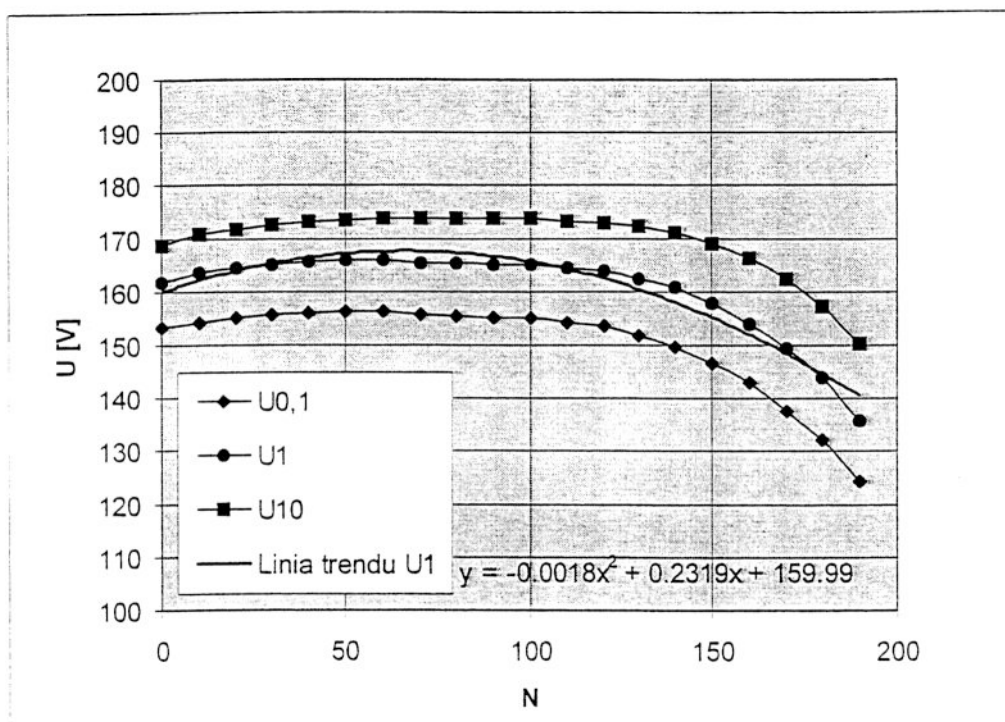
Rys. 5.13. Przebiegi zmian wartości średnich napięć charakterystycznych warystorów typu SIOV-S05K230 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 160A wraz z krzywą aproksymującą przebieg wartości średnich napięcia U_1 i jej równaniem



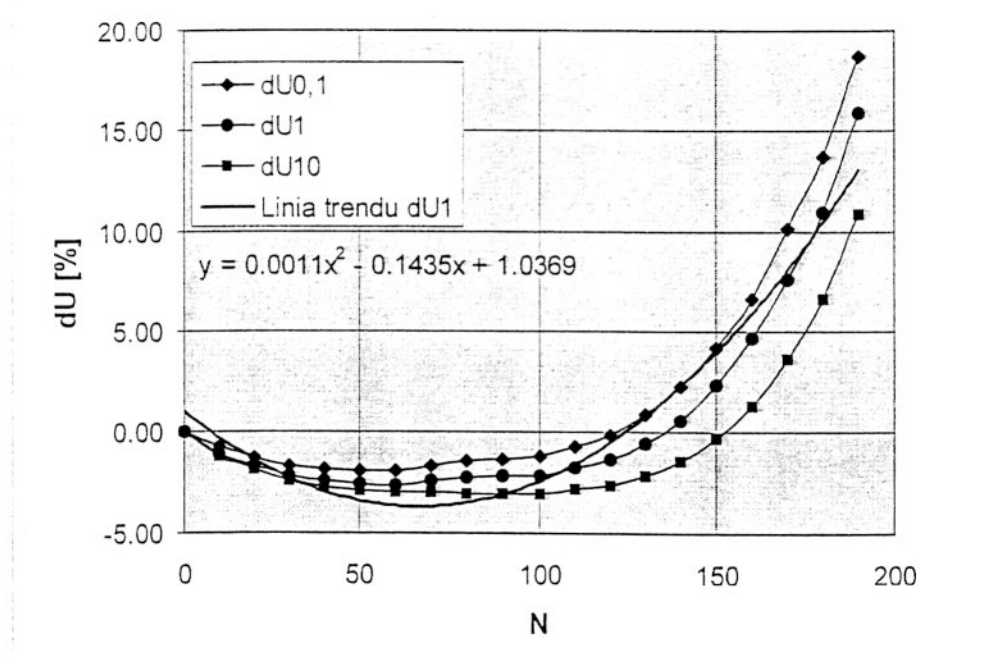
Rys. 5.14. Przebiegi zmian wartości średnich względnych napięć charakterystycznych warystorów typu SIOV-S05K230 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych $8/20 \mu s$ o amplitudzie 160A wraz z krzywą aproksymującą przebieg wartości średnich napięcia δU_1 i jej równaniem



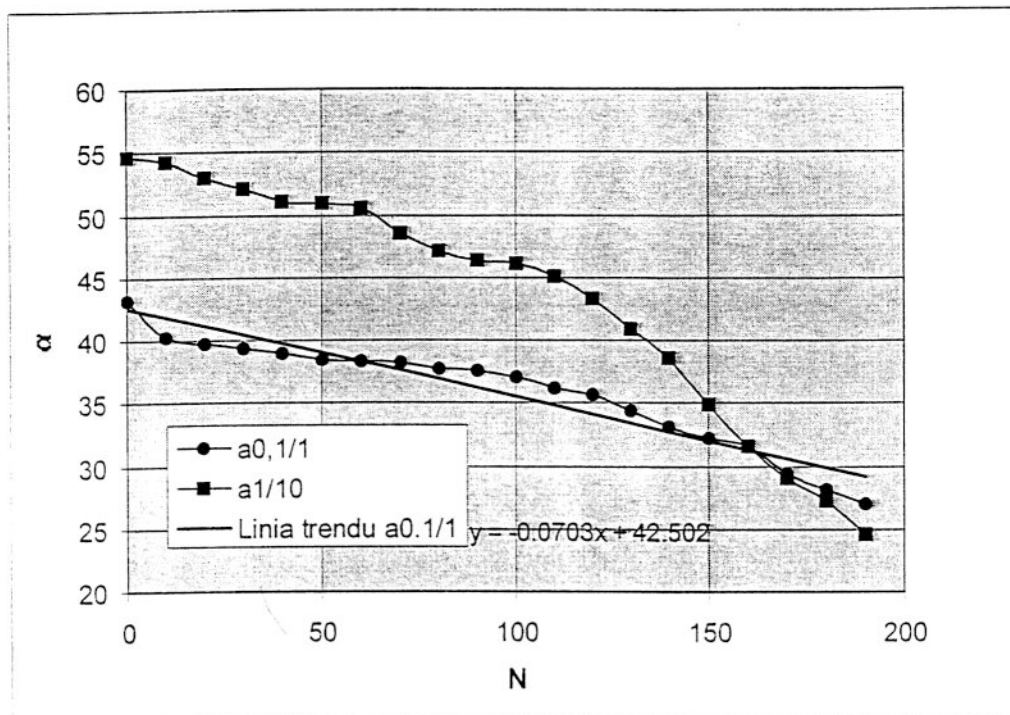
Rys. 5.15 Przebiegi zmian wartości średnich współczynników nieliniowości warystorów typu SIOV-S05K230 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych $8/20 \mu s$ o amplitudzie 160A wraz z prostą aproksymującą przebieg wartości średnich współczynnika nieliniowości $\alpha_{0,1/1}$ i jej równaniem



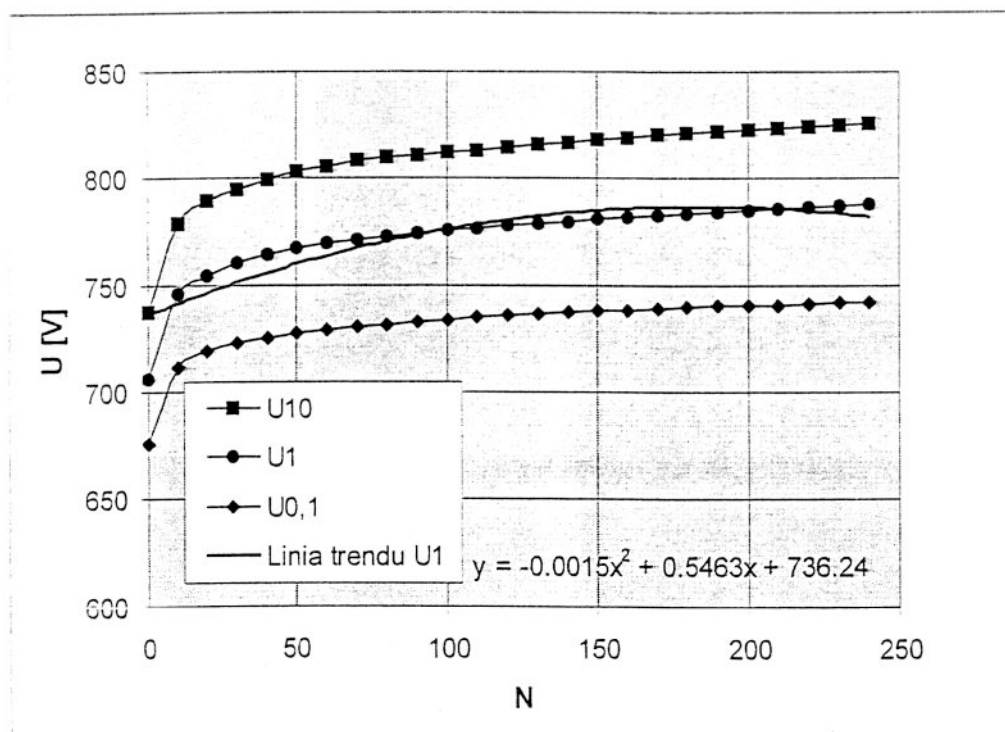
Rys. 5.16. Przebiegi zmian wartości średnich napięć charakterystycznych warystorów typu SIOV-S05K95 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 320A wraz z krzywą aproksymującą przebieg wartości średnich napięcia U_1 i jej równaniem



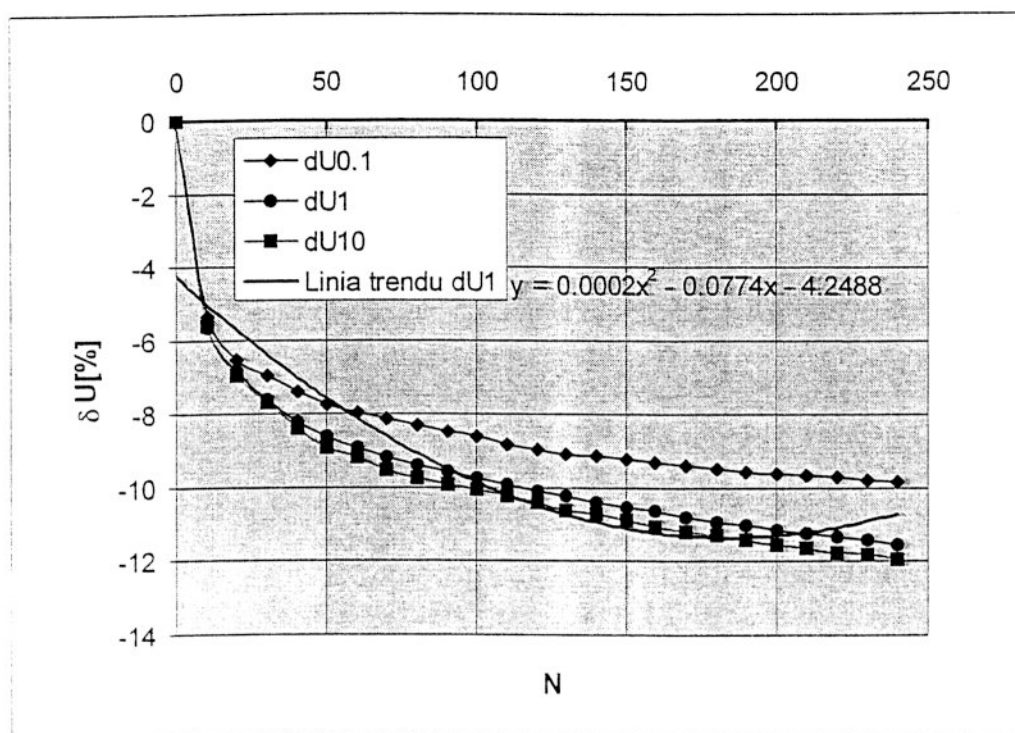
Rys. 5.17. Przebiegi zmian wartości średnich względnych napięć charakterystycznych warystorów typu SIOV-S05K95 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 320A wraz z krzywą aproksymującą przebieg wartości średnich napięcia δU_1 i jej równaniem



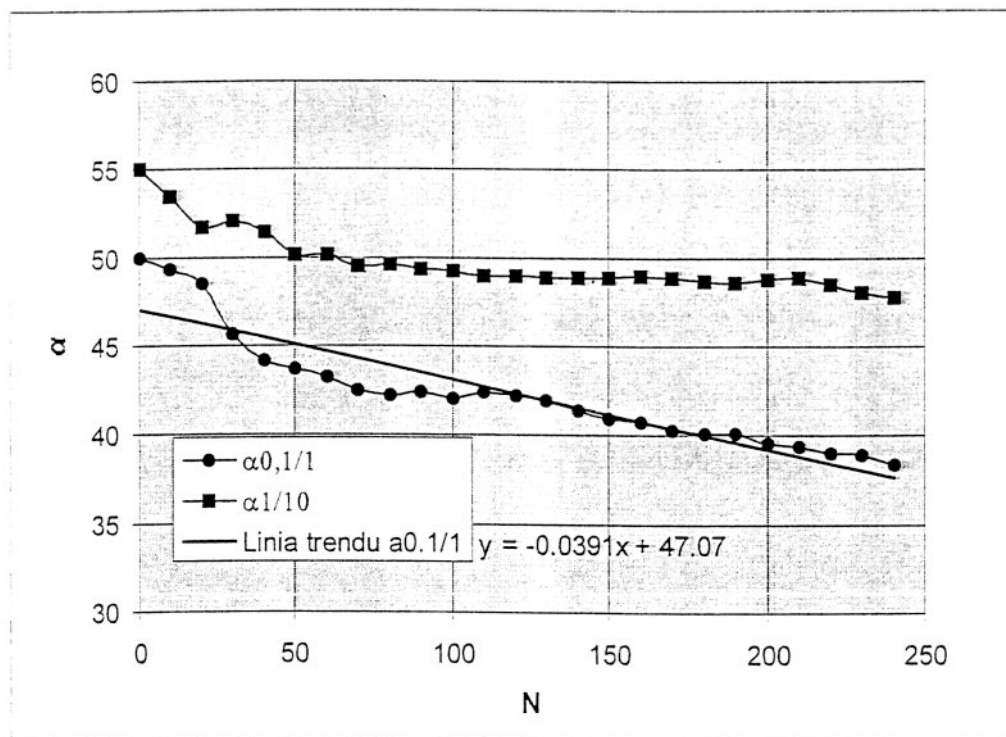
Rys. 5.18. Przebiegi zmian wartości średnich współczynników nieliniowości warystorów typu SIOV-S05K95 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 320A wraz z prostą aproksymującą przebieg wartości średnich współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ i jej równaniem



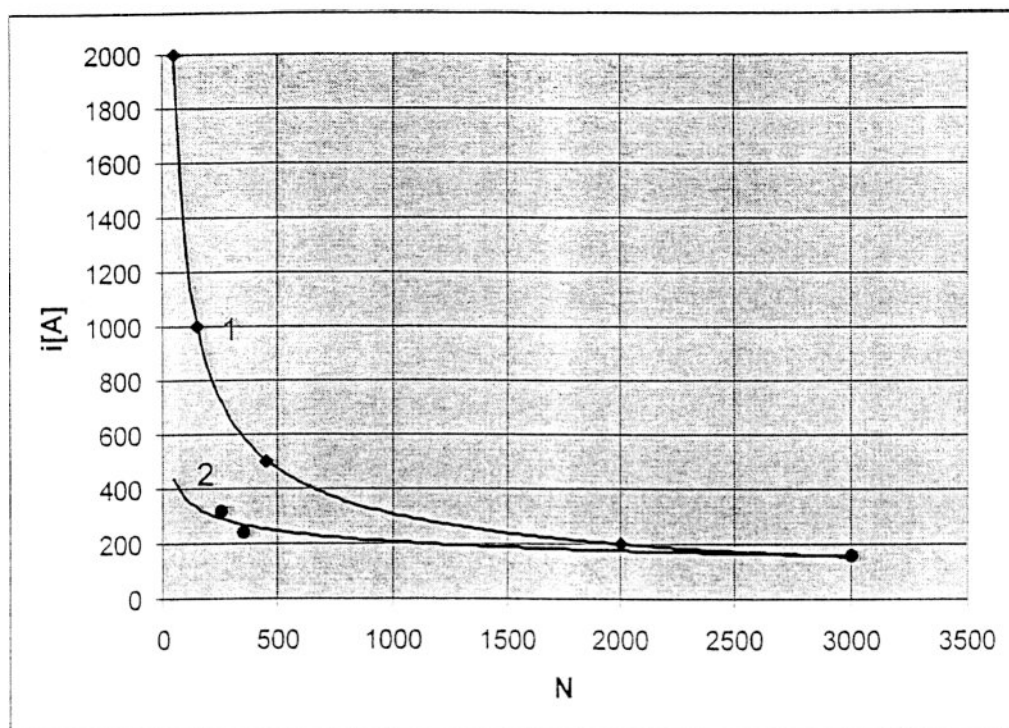
Rys. 5.19. Przebiegi zmian wartości średnich napięć charakterystycznych warystorów typu SIOV-S10K420 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 50/1000 μ s o energii 70 J wraz z krzywą aproksymującą przebieg wartości średnich napięcia U_1 i jej równaniem



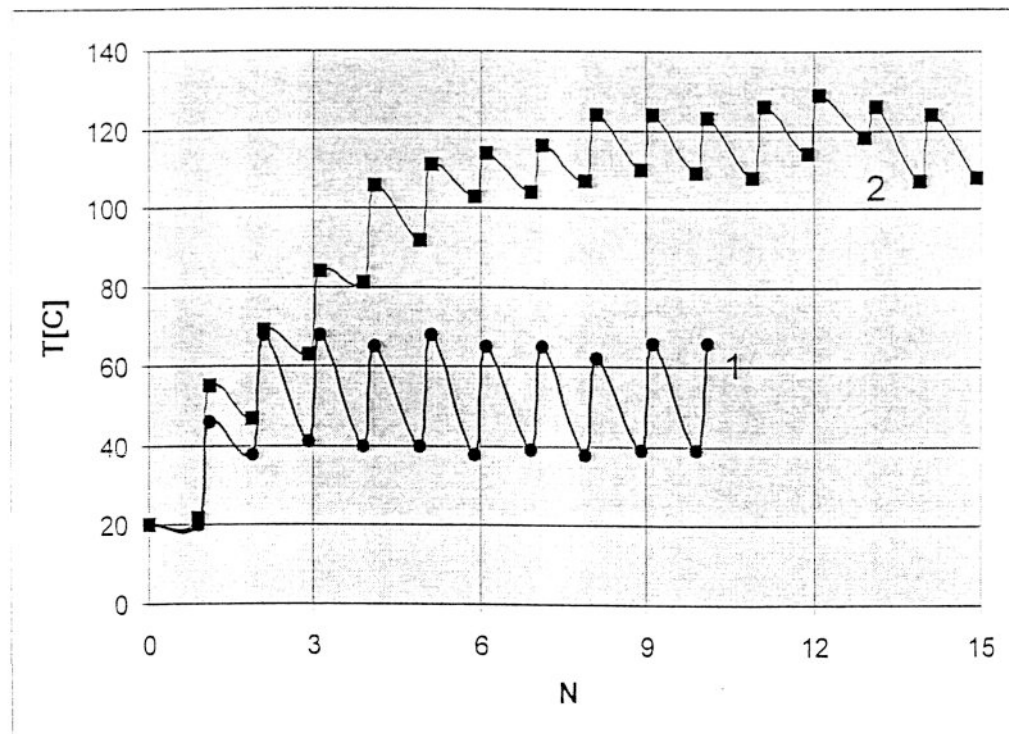
Rys. 5.20. Przebiegi zmian wartości średnich względnych napięć charakterystycznych warystorów typu SIOV-S10K420 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 50/1000 μ s o energii 70 J wraz z krzywą aproksymującą przebieg wartości średniego napięcia δU_1 i jej równaniem



Rys. 5.21. Przebiegi zmian wartości średnich współczynników nieliniowości warystorów typu SIOV-S10K420 w funkcji liczby dodatnich impulsów prądowych 50/1000 μ s o energii 70 J wraz z prostą aproksymującą przebieg wartości średniego współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ i jej równaniem



Rys. 5.22. Wpływ amplitudy impulsów prądowych na degradację własności warystorów (1) typu OPT-11 660V, (2) typu SIOV-S05K230 mierzona zmianą napięcia δU_1 o $\pm 10\%$ po zadaniu N impulsów prądowych



Rys. 5.23. Rozkład temperatury badanych warystorów typu SIOV-S10K420 podczas zadawania probierczych impulsów prądowych o kształcie 50/1000 μ s (1) o energii 70 J (czas między kolejnymi impulsami 100 s), (2) o energii 45 J (czas pomiędzy kolejnymi impulsami 18 s)

Ocenę informatywności kontrolowanych parametrów wykonano metodą wyznaczania integralnej pojemności informatywnej H (wzór 5.12). Zależności korelacyjne występujące między badanymi parametrami a liczbą probierczych udarów prądowych oraz wzajemnie między poszczególnymi parametrami oceniano na podstawie wyznaczonych wartości współczynnika korelacji r_{ij} (tab. 5.1 i 5.2). Współczynniki te wyznaczono na podstawie badań dwóch typów warystorów SIOV-S05K230 oraz SIOV-S05K95.

Integralne pojemności informatywne dla wytypowanych parametrów zamieszczono w tabeli 5.3. W tabeli tej podano również – wykonane za pomocą statystyki t_r (wzór 5.13) – wyniki weryfikacji istotności współczynników korelacji liniowej między badanymi parametrami a liczbą impulsów prądowych i na tej podstawie dokonano oceny przydatności poszczególnych parametrów do prognozowania trwałości warystorów tlenkowych. Integralną pojemność informatywną wyznaczono także dla wszystkich możliwych kombinacji badanych parametrów. W tabeli 5.4 zestawiono warianty ich kombinacji o największej informatywności. W obliczeniach współczynników korelacji i pojemności informatywnych H nie uwzględniano względnych napięć $\delta U_{0,1}$, δU_1 i δU_{10} , ponieważ korelacja między tymi parametrami a napięciami $U_{0,1}$, U_1 i U_{10} jest jednakowa. Tak więc np. współczynnik korelacji między U_1 i N jest taki sam jak między δU_1 i N .

Tabela 5.1. Współczynniki korelacji r_{ij} między kontrolowanymi parametrami warystorów tlenkowych typu SIOV-S05K230

	N	$U_{0,1}$	U_1	U_{10}	$\alpha_{0,1/1}$	$\alpha_{1/10}$
N	1					
$U_{0,1}$	-0.888	1				
U_1	-0.867	0.999	1			
U_{10}	-0.809	0.988	0.994	1		
$\alpha_{0,1/1}$	-0.989	0.938	0.921	0.873	1	
$\alpha_{1/10}$	-0.982	0.950	0.935	0.890	0.998	1

Tabela 5.2. Współczynniki korelacji r_{ij} między kontrolowanymi parametrami warystorów tlenkowych typu SIOV-S05K95

	N	$U_{0,1}$	U_1	U_{10}	$\alpha_{0,1/1}$	$\alpha_{1/10}$
N	1					
$U_{0,1}$	-0.772	1				
U_1	-0.730	0.998	1			
U_{10}	-0.623	0.977	0.988	1		
$\alpha_{0,1/1}$	-0.963	0.885	0.853	0.768	1	
$\alpha_{1/10}$	-0.961	0.904	0.875	0.792	0.987	1

Tabela 5.3. Zestawienie wartości integralnej pojemności informatywnej H do oceny informatywności kontrolowanych parametrów warystorów tlenkowych oraz wartości statystyki t_r do weryfikacji istotności korelacji liniowej występującej między badanymi parametrami a liczbą probierczych impulsów prądowych

Typ warystora		U _{0.1}	U ₁	U ₁₀	α _{0.1/1}	α _{1/10}	Uwagi
SIOV-S05K230	t _r	8.20	7.39	5.85	28.09	22.38	α = 0.05 n = 24
	t _{n-1,α}	2.07					
	H	0.789	0.752	0.655	0.978	0.965	
SIOV-S05K95	t _r	5.15	4.53	3.38	15.12	14.82	α = 0.05 n = 20
	t _{n-1,α}	2.10					
	H	0.596	0.533	0.388	0.927	0.924	
Wynik Weryfikacji		+	+	+	+	+	

Tabela 5.4. Zestawienie wariantów kombinacji parametrów warystorów tlenkowych typu SIOV o największej integralnej pojemności informatywnej.

Lp.	Kombinacje kontrolowanych parametrów	Integralna pojemność informatywna H	
		SIOV-S05K230	SIOV-S05K95
1	$U_{0.1}, U_1$	0.771	0.565
2	$U_{0.1}, U_{10}$	0.726	0.498
3	U_1, U_{10}	0.706	0.463
4	$U_{0.1}, \alpha_{0.1/1}$	0.912	0.808
5	$U_1, \alpha_{0.1/1}$	0.901	0.788
4	$U_1, \alpha_{1/10}$	0.887	0.777
5	$U_{10}, \alpha_{1/10}$	0.857	0.732
6	$U_{0.1}, U_1, U_{10}$	0.735	0.510
7	$U_{0.1}, U_1, \alpha_{0.1/1}$	0.868	0.732
8	$U_1, U_{10}, \alpha_{1/10}$	0.826	0.672
9	$U_{0.1}, U_1, U_{10}, \alpha_{0.1/1}$	0.825	0.661
10	$U_{0.1}, U_1, U_{10}, \alpha_{1/10}$	0.817	0.654

W celu sprawdzenia jakim rozkładem teoretycznym można aproksymować empiryczne rozkłady wybranych parametrów prognozujących badanej próbki warystorów po zadaniu określonej liczby impulsów prądowych, wykorzystano procedurę Distribution Fitting programu Statgraphics 6.0 [66], która umożliwia dopasowanie jednego z 18 dostępnych teoretycznych rozkładów do rozkładu empirycznego rozpatrywanego parametru, a następnie sprawdzenie hipotezy, że wartości tego parametru charakteryzują się tym właśnie rozkładem.

Ponieważ najczęściej w praktyce spotykanym rozkładem wyników pomiarów tej samej wielkości jest rozkład normalny, który jest jednym z lepiej dopracowanych

statystycznie rozkładem, w pierwszej kolejności sprawdzono czy rozkłady parametrów prognozujących trwałość warystorów są zgodne z rozkładem normalnym.

Ocenę zgodności przeprowadzono za pomocą testu chi kwadrat oraz testu Kołmogorowa. Przy testowaniu hipotezy zerowej zakładającej zgodność rozkładów empirycznych z rozkładem normalnym przyjęto poziom istotności $\alpha = 0.1$ (określając tym samym prawdopodobieństwo odrzucenia hipotezy prawdziwej na poziomie 0.1). Wynikiem weryfikacji były wartości prawdopodobieństwa (tab. 5.5 i 5.6) określone jako krytyczny poziom istotności, obliczane dla poszczególnych parametrów w kolejnych chwilach pomiarowych, czyli po zadaniu N impulsów prądowych. Jeżeli prawdopodobieństwo to jest większe od ustalonego z góry poziomu istotności to nie ma podstaw do odrzucenia hipotezy zerowej dotyczącej postaci rozkładu. Różnice pomiędzy rozkładem empirycznym a normalnym uznaje się wówczas za statystycznie nie istotne. Im wartość tego prawdopodobieństwa jest większa tym rozkład empiryczny jest bardziej zbliżony do rozkładu normalnego.

Tabela 5.5. Wyniki weryfikacji zgodności rozkładów empirycznych kontrolowanych parametrów z rozkładem normalnym wykonanych za pomocą testu Kołmogorowa przeprowadzone dla próbki warystorów typu SIOV-S05K230

Parametr	Liczba probierczych uderów prądowych											
	0	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200	220
$U_{0.1}$	0.72	0.97	0.80	0.99	0.90	0.61	0.70	0.96	0.99	0.96	0.64	0.74
U_1	0.98	0.69	0.90	0.93	0.97	0.81	0.58	0.80	0.98	0.92	0.83	0.85
U_{10}	0.83	0.87	0.83	0.98	0.97	0.99	0.71	0.99	0.94	0.99	0.47	0.98
$\alpha_{0.1/1}$	0.99	0.99	0.99	0.86	0.68	0.92	0.65	0.91	0.87	0.67	0.68	0.76
$\alpha_{1/10}$	0.82	0.85	0.78	0.77	0.56	0.81	0.42	0.77	0.80	0.94	0.43	0.94

Tabela 5.6. Wyniki weryfikacji zgodności rozkładów empirycznych kontrolowanych parametrów z rozkładem normalnym wykonanych za pomocą testu Kołmogorowa przeprowadzone dla próbki warystorów typu SIOV-S05K95

Parametr	Liczba probierczych uderów prądowych									
	0	20	40	60	80	100	120	140	160	180
$U_{0.1}$	0.43	0.73	0.63	0.77	0.51	0.72	0.99	0.96	0.61	0.54
U_1	0.85	0.81	0.52	0.95	0.59	0.63	0.86	0.86	0.57	0.53
U_{10}	0.82	0.90	0.77	0.73	0.71	0.82	0.88	0.88	0.60	0.57
$\alpha_{0.1/1}$	0.48	0.84	0.78	0.91	0.40	0.43	0.66	0.66	0.82	0.55
$\alpha_{1/10}$	0.23	0.81	0.69	0.54	0.25	0.34	0.78	0.78	0.23	0.26

Weryfikację jednorodności jakości początkowej badanych próbek warystorów dokonano na podstawie analizy empirycznych przebiegów zmian współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ przeprowadzonej z zastosowaniem testów Barleta i F-Snedecora na poziomie istotności 0.05. Test Barletta posłużył do sprawdzenia hipotezy o równości wariancji [25,65] i polegał na obliczeniu wartości wyrażenia χ^2 (wzór 78 w [25])

i porównaniu jej z wartością χ_g^2 odczytaną z tablic rozkładu χ^2 dla $n-1$ stopni swobody (n – liczebność próbki warystorów). Gdy $\chi^2 \leq \chi_g^2$ uznaje się, że dane doświadczalne nie przeczą hipotezie o równości wariancji.

Sprawdzenie istotności różnic wartości średnich współczynników nieliniowości obliczonych dla n elementowej próbki warystorów przeprowadzono z zastosowaniem testu F-Snedecora, polegającego on na obliczeniu wartości wyrażenia F (wzór 81 w [25]) i porównaniu go z wartością F_{r1r2} odczytaną z tablic kwantyli rozkładu F-Snedecora dla liczby stopni swobody $r1 = n-1$ i $r2 = n(z-1)$, gdzie z – liczba przedziałów pomiarowych. Jeżeli wartość $F \leq F_{r1r2}$ to hipotezę o równości średnich przyjmuje się. Wyniki weryfikacji obu testami przedstawione są w tabeli 5.7.

Tabela 5.7. Wyniki weryfikacji hipotezy o jednorodnej jakości początkowej badanych warystorów na poziomie istotności 0.05

Typ warystora	Wartości parametrów				Wynik
	χ^2		F		
	obliczone	graniczne	obliczone	graniczne	
SIOV-S05K230 I = 320 A	19.79	42.557	0.33	1.64	Dodatni
SIOV-S05K230 I = 240 A	66.78	42.557	0.35	1.65	Ujemny
SIOV-S05K230 I = 160 A	30.58	42.557	0.24	1.64	Dodatni
SIOV-S05K95 I = 320 A	26.23	42.557	0.40	1.64	Dodatni

5.4.4. Wnioski z przeprowadzonych badań laboratoryjnych

Z analizy wyników badań wykonanych z uwzględnieniem celów pracy wynikają następujące wnioski:

1. Rozkłady empiryczne kontrolowanych parametrów elektrycznych warystorów tlenkowych cechuje pewien rozrzut wartości w zależności od ich typów, lecz występujące prawidłowości umożliwiają ich statystyczną ocenę. Istnieje duża porównywalność wyników badań poszczególnych typów warystorów pochodzących od jednego wytwórcy. Niewielkie różnice w charakterze zmian kontrolowanych parametrów w funkcji liczby probierczych impulsów prądowych daje się zauważyć w badaniach warystorów produkcji krajowej i zagranicznej. Nieco odmienne wyniki uzyskuje się również w badaniach trwałości warystorów polegających na degradacji ich własności poprzez zadawanie probierczych impulsów prądowych o różnych kształtach i energiach.

2. Wartości średnie rozpatrywanych parametrów wykazują istotne zależności korelacyjne z liczbą udarów prądowych. Charakter ich zmian zależny jest głównie od kształtu (energii) impulsów prądowych używanych do badań. W warystorach produkcji krajowej wzrost liczby impulsów o kształcie 8/20 μs powoduje zmniejszanie się wartości napięć charakterystycznych i współczynników nieliniowości (rys. 5.6 ÷ 5.8). W warystorach typu SIOV wzrost liczby takich udarów prądowych powoduje początkowe zmniejszanie się wartości średnich względnych napięć charakterystycznych do poziomu około 2%, po czym następuje ich wzrost (rys. 5.10 ÷ 5.18). W momencie osiągnięcia przez napięcie δU_{v1} wartości krytycznej równej 10% napięcie względne $\delta U_{v0.1}$ przyjmuje wartości około 12%, zaś napięcie względne δU_{v10} - wartości od 5 do 6%. Wzrost liczby udarów prądowych o kształcie 50/1000 μs powoduje zwiększanie się wartości napięć charakterystycznych (rys. 5.19). Liczba udarów prądowych, zarówno o kształcie 8/20 μs jak i 50/1000 μs , wpływa bardzo wyraźnie na wartości średnie współczynników nieliniowości. W obu przypadkach współczynniki nieliniowości liniowo maleją wraz ze wzrostem liczby zadawanych impulsów.
3. Zwiększanie amplitudy prądowych impulsów probierczych, czemu odpowiada wzrost pochłanianych przez warystory energii, powoduje zmniejszenie wytrzymałości warystorów (rys. 5.22). Dla warystorów degradowanych impulsami prądowymi o amplitudzie 160 A napięcie względne δU_1 osiąga wartość graniczną 10% po zadaniu około 2900 udarów prądowych, dla amplitudy 240 A - po około 360 udarach, a dla amplitudy 320 A już po około 210 udarach. Impulsy o kształcie 50/1000 μs i energii 45 J powodowały zmniejszenie się względnego napięcia δU_1 o -10% po około 450 udarach prądowych, a impulsy o energii 70 J powodowały to już po około 120 udarach.
4. Podczas badań trwałościowych warystorów impulsami prądowymi o kształcie 8/20 μs nie zauważono wyraźnego wpływu temperatury na degradację ich własności. Przy zadawaniu kolejnych impulsów prądowych o tym kształcie temperatura warystorów początkowo rosła, lecz po krótkim czasie ustalała się na określonym poziomie wynoszącym około 35°C i pozostawała na nim mimo zadawania dalszych udarów prądowych. W przypadku badań warystorów impulsami o kształcie 50/1000 μs i energii 45 J, gdy czas odstępu między impulsami wynosił 18 s, zaabsorbowanie kolejnego impulsu przez warystor wiązało się ze wzrostem jego temperatury o około 30°C. Seria 15 kolejnych impulsów powodowała wypadkowy wzrost temperatury warystora do około 120°C (rys. 5.23). Gdy warystory były degradowane impulsami o tym kształcie i energii 70 J, lecz czas odstępu między kolejnymi udarami był większy i wynosił około 100 s, wypadkowa temperatura warystorów wynosiła około 60°C (rys. 5.23). Wynika stąd, że warystory kumulują energię z doprowadzanych impulsów prądowych i liczba impulsów o mniejszej energii lecz zadawanych z dużą częstotliwością wpływa bardziej na degradację własności warystorów niż impulsy o większej energii, lecz zadawane z mniejszą częstotliwością.

5. Duży wpływ na degradację własności warystorów ma polaryzacja impulsów prądowych i napięcia probierczego, przy którym dokonuje się pomiarów napięć $U_{0.1}$, U_1 i U_{10} . Największe zmiany tych napięć, po zadaniu jednakowej liczby impulsów prądowych, otrzymuje się przy dodatnich impulsach prądowych i przeciwnej polaryzacji napięcia probierczego (rys. 5.9).
6. Spośród kontrolowanych parametrów wszystkie wymogi stawiane parametrom prognozującym spełniają następujące parametry wymienione w kolejności malejącej informatywności: współczynnik nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$, współczynnik nieliniowości $\alpha_{1/10}$, napięcie U_{01} oraz napięcie U_1 . Parametry te, oprócz dobrej informatywności i ścisłej korelacji liniowej z liczbą udarów prądowych, wykazują także istotne liniowe zależności korelacyjne między sobą.
7. Dużą integralną pojemność informatywną, porównywalną z informatywnością współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$, wykazują także kombinacje parametrów $U_{0.1}$ i $\alpha_{0.1/1}$ oraz U_1 i $\alpha_{0.1/1}$. Uzasadnia to celowość budowy jednoparametrycznego modelu niezawodności warystorów tlenkowych wykorzystującego jako parametr prognozujący współczynnik nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ lub modeli wieloparametrycznych wykorzystujących parametry $U_{0.1}$, U_1 i $\alpha_{0.1/1}$. Mogą to być modele analityczne (oparte na zapisie matematycznym przebiegów parametrów prognozujących) jak i symulacyjne (wykorzystujące komputerową symulację przebiegów tych parametrów).
8. Nie ma podstaw do odrzucenia hipotezy zakładającej zgodność rozkładów empirycznych poszczególnych parametrów prognozujących badanej próbki warystorów, wyznaczonych po zadaniu określonej liczby impulsów prądowych, z rozkładem normalnym.
9. Weryfikacja wykonana na podstawie empirycznych przebiegów zmian współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ z zastosowaniem testów Barletta i F.Snedecora wykazała jednorodną jakość początkową badanych warystorów typu SIOV-S05K230 degradowanych impulsami prądowymi o amplitudzie 320 A i 160 A oraz warystorów typu SIOV-S05K95. Nie jednorodnie jakościowo były warystory typu SIOV-S05K230, które poddano badaniom impulsów prądowych o amplitudzie 240 A. Można to przypisać najprawdopodobniej temu, iż warystory te pochodziły z różnych serii kupowanych w różnych okresach czasu.

6. ANALITYCZNE MODELE NIEZAWODNOŚCI WARYSTORÓW TLENKOWYCH

6.1. Uogólniony model dyskretny niezawodności warystorów ZnO

Uogólniony model dyskretny niezawodności warystorów ZnO został opracowany przy następujących założeniach upraszczających, wynikających z analizy fizyki powstawania uszkodzeń warystorów (punkt 3.1) oraz wyników laboratoryjnych badań trwałościowych (punkt 5.4.3):

- warystory w chwili początkowej są całkowicie jednorodnie jakościowo;
- średnia szybkość degradacji warystora w funkcji liczby impulsów prądowych o określonych parametrach jest stała, a jej poszczególne realizacje podlegają jedynie zmianom przypadkowym;
- parametrem prognozującym trwałość warystorów jest współczynnik nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$, a proces jego zmniejszania się jest procesem ziarnistym i można wyrazić go w funkcji liczby probierczych impulsów prądowych zależnością liniową

$$\alpha_{0.1/1}(N) = \alpha_{0.1/1}(0) - k(N)\Delta\alpha_{0.1/1}, \quad (6.1)$$

w której: $\alpha_{0.1/1}(0)$, $\alpha_{0.1/1}(N)$ - współczynnik nieliniowości początkowy i po zadaniu N impulsów prądowych,

$\Delta\alpha_{0.1/1}$ - elementarny spadek wartości współczynnika nieliniowości,

$k(N)$ - całkowitoliczbowa zmienna losowa równa liczbie impulsów prądowych, powodujących zmianę wartości współczynnika nieliniowości o $\Delta\alpha_{0.1/1}$, która przyjmuje wartości z zakresu $k = 0, 1, 2, \dots, N_{gr}$. Gdy $k = N_{gr}$ współczynnik nieliniowości osiąga graniczną wartość α_{min} , co odpowiada uszkodzeniu warystora.

Wobec braku wymogów normalizacyjnych dotyczących dopuszczalnych wartości współczynników nieliniowości warystorów, graniczną wartość α_{min} oszacowano uwzględniając następujące ustalenia analizy wyników przeprowadzonych badań trwałościowych (punkt 5.4.4), [44,62,63]:

- warystor jest zdolny do pracy gdy jego napięcie charakterystyczne $U_1(N)$ zmierzone po zadaniu N impulsów prądowych spełnia warunek

$$0.9 U_1(0) < U_1(N) < 1.1 U_1(0), \quad (6.2)$$

w którym $U_1(0)$ jest napięciem początkowym, zmierzonym przed próbą trwałości ($N = 0$);

- w chwili gdy napięcie charakterystyczne warystora $U_1(N)$ osiąga wartość graniczną $0.9U_1(0)$, napięcie $U_{0.1}(N)$ nie przekracza wartości $0.87U_{0.1}(0)$.

Przy tych założeniach graniczny współczynnik nieliniowości α_{min} można wyznaczyć z zależności

$$\alpha_{\min} = \frac{1}{\log \frac{0,9U_1(0)}{0,87U_{0,1}(0)}}, \quad (6.3)$$

która po przekształceniach sprowadza się do postaci

$$\alpha_{\min} = \frac{\alpha_{0,1/1}(0)}{1 + 0,015\alpha_{0,1/1}(0)}, \quad (6.4)$$

gdzie $\alpha_{0,1/1}(0)$ jest współczynnikiem nieliniowości warystora wyznaczonym na początku próby przed zadaniem serii impulsów prądowych.

Losowe zmiany współczynnika nieliniowości w przedziale czasu $(t, t+\Delta t)$ są określone prawdopodobieństwem $q(t)$

$$q(t) = \lambda \Delta t + o(\Delta t), \quad (6.5)$$

w którym

$$\lambda = \frac{d}{dt} \frac{E[\alpha_{0,1/1}(t)]}{\Delta \alpha_{0,1/1}}, \quad (6.6)$$

gdzie: λ - średnia intensywność zmniejszania się wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0,1/1}$,

$E[\alpha_{0,1/1}(t)]$ - wartość oczekiwana współczynnika nieliniowości w chwili t po zadaniu N impulsów prądowych,

$o(\Delta t)$ - wielkość nieskończenie mała rzędu niższego niż Δt .

Średnie zmiany współczynnika nieliniowości są liniową funkcją czasu (liczby impulsów prądowych). Średnia intensywność zużycia i prawdopodobieństwo $q(t)$ są więc stałe i niezależne od wyboru chwili t .

Prawdopodobieństwo zdarzenia, że warystor, który do chwili t skumulował $k-1$ impulsów prądowych i nie uległ uszkodzeniu, skumuluje k -ty impuls prądowy w ciągu czasu Δt i dalej będzie zdolny do pracy, jest określone zależnością

$$P_k(t + \Delta t) = P_k(t) \cdot [1 - q(t)] + P_{k-1}(t) \cdot q(t) + o(t). \quad (6.7)$$

Po wstawieniu $q(t)$ ze wzoru (6.5) do równania (6.7), kilku przekształceniach i przejściu do granicy dla $\Delta t \rightarrow 0$ otrzymuje się równanie różniczkowe

$$\frac{d}{dt} P_k(t) = -\lambda P_k(t) + \lambda P_{k-1}(t), \quad \text{dla } k = 1, 2, 3, \dots, N_{gr}, \quad (6.8)$$

przy warunku początkowym

$$P_l(0) = \begin{cases} 1 & \text{dla } l = 0, \\ 0 & \text{dla } l \neq 0, \end{cases} \quad (6.9)$$

oznaczającym, że w chwili $t = 0$ warystor jest całkowicie sprawny i zdolny do pracy. Rekurencyjne rozwiązanie równania (6.8) ma postać

$$P_k(t) = \exp(-\lambda t) \int_0^t \lambda P_{k-1}(t) \exp(\lambda t) dt. \quad (6.10)$$

Wyrażenie to określa proces powstawania uszkodzeń warystorów wskutek zmniejszania się wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ poniżej wartości granicznej $\alpha_{\min}$. Obliczone według tego wyrażenia prawdopodobieństwo poprawnej pracy warystora jest określone wzorem

$$P_k(t) = \frac{1}{k!} \cdot \left(\int_0^t \lambda dt \right)^k \exp\left(- \int_0^t \lambda dt\right), \quad (6.11)$$

który przekształca się do postaci

$$P_k(t) = \frac{1}{k!} \cdot (\lambda t)^k \exp(-\lambda t), \quad (6.12)$$

co odpowiada rozkładowi Poissona opisującemu proces powstawania uszkodzeń warystorów wg modelu kumulacyjnego [25,51,77]. Na podstawie wzoru (6.12) można wyznaczyć funkcję niezawodności $R(t)$ warystorów

$$R(t) = \sum_{k=0}^{N_{gr}} P_k(t) = \sum_{k=0}^{N_{gr}} \frac{1}{k!} \cdot (\lambda t)^k \exp(-\lambda t) \quad (6.13)$$

oraz funkcję gęstości rozkładu prawdopodobieństwa trwałości warystorów

$$f(t) = \frac{\lambda \cdot (\lambda t)^{p-1}}{(p-1)!} \exp(-\lambda t), \quad (6.14)$$

odpowiadającą rozkładowi gamma, określone dla dowolnych, dodatnich $k = p$. Parametr N_{gr} został określony w dalszej części pracy (patrz wyrażenie 6.22).

Przy dużych wartościach parametru p , rozkład gamma dąży do rozkładu normalnego, prostego w użyciu i najlepiej opracowanego statystycznie. Przyjmuje się, że jeśli $\frac{E(X)}{D(X)} > 3,5$ (gdzie $E(X)$ jest wartością oczekiwaną zmiennej X , a $D(X)$

odchyleniem standardowym) to do opisu zmiennej losowej X można używać rozkładu normalnego zamiast rozkładu gamma.

6.2. Estymacja parametrów funkcji niezawodności wg modelu dyskretnego oraz statystyczna ocena jej wskaźników

W celu dokonania oceny niezawodności warystorów tlenkowych na podstawie przedstawionego w poprzednim punkcie pracy modelu ich niezawodności konieczne jest określenie elementarnego spadku wartości współczynnika nieliniowości $\Delta\alpha_{0.1/1}$ oraz średniej intensywności zmniejszania się wartości tego współczynnika. Estymatory wartości tych parametrów można oszacować na podstawie wyników

laboratoryjnych badań trwałości próbki warystorów pobranej losowo z bieżącej produkcji, reprezentatywnej dla rozpatrywanej populacji warystorów. Pomiar napięć $U_{0,1}$ i U_1 należy wykonywać w stałych odstępach czasu mierzonych jednakową liczbą probierczych impulsów prądowych N , zadawanych z określoną częstotliwością. Na tej podstawie oblicza się wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0,1/1}$ ze wzoru (5.9), a następnie wyznacza się średnią wartość spadku tego współczynnika, dla każdego badanego warystora

$$E_i^*[\Delta\alpha_{0,1/1}] = \frac{1}{z} \cdot \sum_{j=1}^z \Delta\alpha_{0,1/1}(j), \quad (6.15)$$

i dla całej badanej próbki warystorów

$$E^*[\Delta\alpha_{0,1/1}] = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n E_i^*[\Delta\alpha_{0,1/1}], \quad (6.16)$$

przy czym: $\Delta\alpha_{0,1/1}(j)$ – spadek wartości współczynnika nieliniowości i -tego warystora w j -tym przedziale pomiarowym,
 z – liczba przedziałów pomiarowych,
 n – liczba badanych warystorów.

Wariancje spadków wartości współczynnika nieliniowości dla każdego warystora $D_i^{*2}[\Delta\alpha_{0,1/1}]$ oraz całej próbki $D^{*2}[\Delta\alpha_{0,1/1}]$ wyznacza się z zależności

$$D_i^{*2}[\Delta\alpha_{0,1/1}] = \frac{1}{z-1} \cdot \sum_{j=1}^z \{\Delta\alpha_{0,1/1}(j) - E_i^*[\Delta\alpha_{0,1/1}]\}^2, \quad (6.17)$$

$$D^{*2}[\Delta\alpha_{0,1/1}] = \frac{(z-1) \cdot \sum_{i=1}^n D_i^{*2}[\Delta\alpha_{0,1/1}]}{nz-1} + \frac{z}{nz-1} \cdot \sum_{i=1}^n \{E_i^*[\Delta\alpha_{0,1/1}] - E^*[\Delta\alpha_{0,1/1}]\}^2, \quad (6.18)$$

natomiast elementarny spadek wartości współczynnika nieliniowości z wyrażenia

$$\Delta\alpha_{0,1/1}^* = \frac{D^{*2}[\Delta\alpha_{0,1/1}]}{E^*[\Delta\alpha_{0,1/1}] \cdot E[\alpha_{0,1/1}(0)]}, \quad (6.19)$$

w którym

$$E[\alpha_{0,1/1}(0)] = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \alpha_{0,1/1}(0)_i, \quad (6.20)$$

$\alpha_{0,1/1}(0)_i$ – początkowa wartość współczynnika nieliniowości i -tego warystora,
 $E[\alpha_{0,1/1}(0)]$ – średnia początkowa wartość współczynnika nieliniowości dla próbki warystorów o liczebności n .

Intensywność zmniejszania się wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0,1/1}$ można, zgodnie z zależnością (6.6), przedstawić w postaci

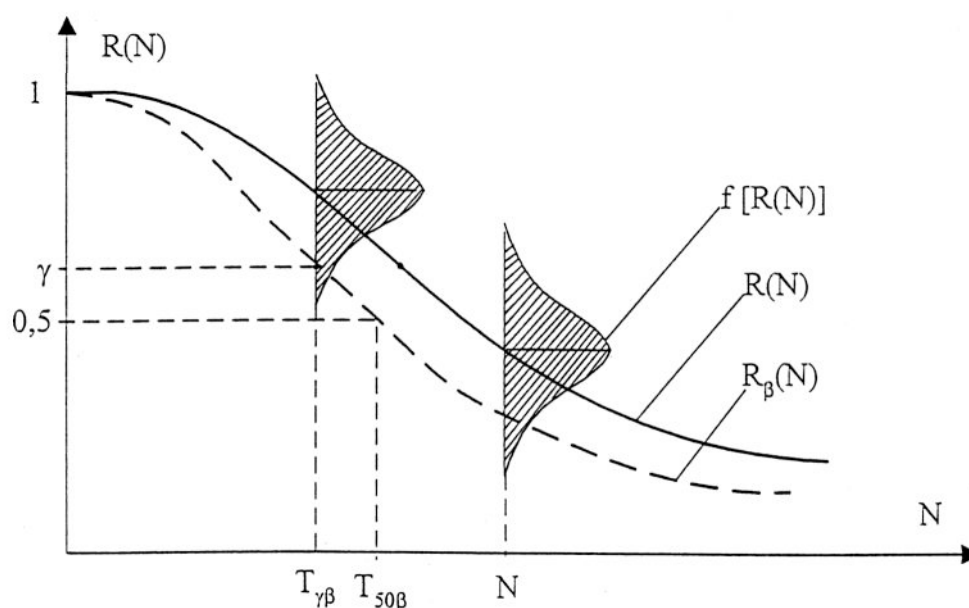
$$\lambda^* = \frac{E^{*2}[\Delta\alpha_{0,1/1}]}{D^{*2}[\Delta\alpha_{0,1/1}]}. \quad (6.21)$$

Parametr N_{gr} (wzór 6.13), określający maksymalną liczbę uderów prądowych jaką mogą wytrzymać bez uszkodzenia warystory, może być estymowany poprzez zaokrąglenie w dół do najbliższej liczby całkowitej wyniku obliczeń z wyrażenia

$$N_{gr} = \frac{E[\alpha_{0.1/1}(0)] - \alpha_{min}}{\Delta\alpha_{0.1/1}}. \quad (6.22)$$

Do wyznaczenia wskaźników trwałości warystorów niezbędna jest znajomość gęstości prawdopodobieństwa $f[R(N)]$ rozkładu statystycznego funkcji niezawodności warystorów $R(N)$ w każdym punkcie zmiennej N . Sposób wyznaczania trwałości $T_{\gamma\beta}$ i trwałości gwarantowanej $T_{50\beta}$ osiąganej na poziomie ufności β odpowiednio przez część γ i przez 50% populacji warystorów ilustruje rys. 6.1. Na rozkład funkcji $f[R(N)]$ mają wpływ jedynie: wartość oczekiwana $E[\Delta\alpha_{0.1/1}]$ oraz wariancja $D^2[\Delta\alpha_{0.1/1}]$ rozkładu statystycznego zmian wartości współczynnika nieliniowości.

Zależność funkcji niezawodności $R(N)$ od zmiennych $E[\Delta\alpha_{0.1/1}]$ i $D^2[\Delta\alpha_{0.1/1}]$ jest skomplikowana i dlatego też analityczne wyznaczenie rozkładu gęstości prawdopodobieństwa $f[R(N)]$ jest praktycznie niewykonalne. Ponadto zależność ta nie jest monotoniczna. Przybliżone rozkłady funkcji $f[R(N)]$ w poszczególnych punktach N można wyznaczyć numerycznie, dyskretyzując rozkłady empirycznych estymatorów $E^*[\Delta\alpha_{0.1/1}]$ i $D^{*2}[\Delta\alpha_{0.1/1}]$, które są wielkościami losowymi, niezależnymi o rozkładach asymptotycznie normalnych, wynoszących odpowiednio $N\{E[\Delta\alpha_{0.1/1}], \sqrt{D^2[\Delta\alpha_{0.1/1}]/n}\}$ i $N\{D^2[\Delta\alpha_{0.1/1}], D^2[\Delta\alpha_{0.1/1}]\sqrt{2/n}\}$.



Rys. 6.1. Graficzna ilustracja metody wyznaczania trwałości warystorów

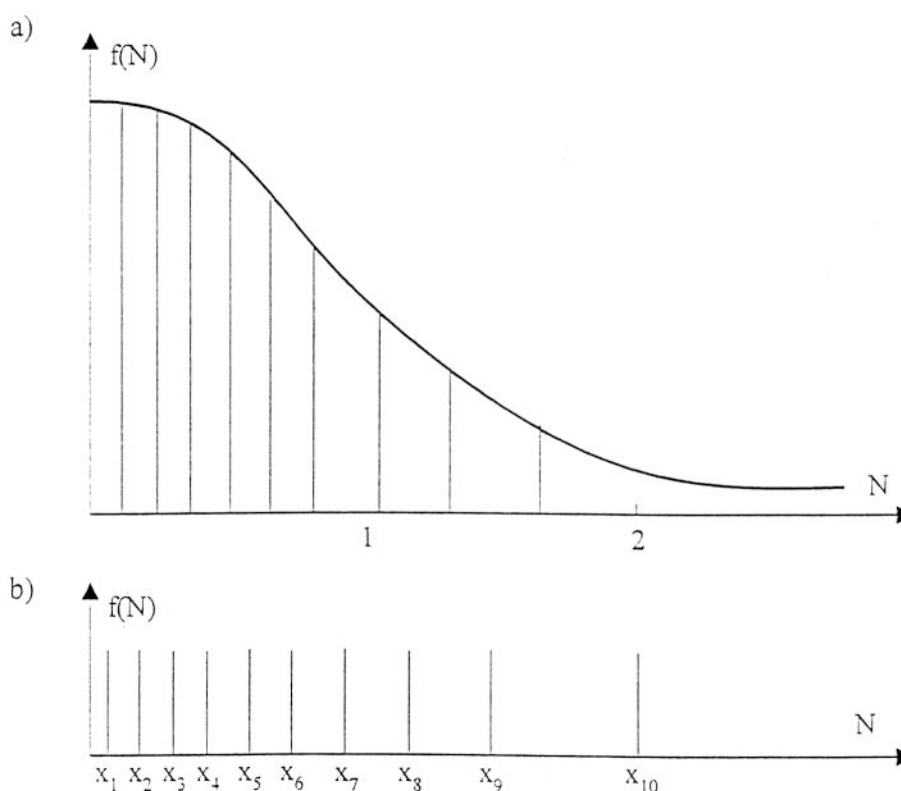
Spośród możliwych metod dyskretyzacji rozkładów zmiennych $E^*[\Delta\alpha_{0.1/1}]$ i $D^{*2}[\Delta\alpha_{0.1/1}]$ można zastosować stosunkowo prostą metodę dyskretyzacji według jednakowych prawdopodobieństw [80]. Wyznaczenie numeryczne rozkładów $f[R(N)]$ oraz wskaźników trwałości warystorów odbywa się wówczas według następującej procedury:

- dzieli się obszar pod krzywą gęstości standaryzowanego rozkładu normalnego $N(0,1)$ na k rozłącznych części, na które przypada jednakowe prawdopodobieństwo równe $1/k$ i wyznacza się współrzędne środków ciężkości tych części $x_1, x_2, \dots, x_k$, przy czym ze względu na symetrię rozkładu normalnego wystarczy dokonać dyskretyzacji dla jednej jego połowy (rys. 6.2);
- na podstawie otrzymanych z badań laboratoryjnych rozkładów empirycznych zmian wartości współczynnika nieliniowości wyznacza się wartość średnią oraz wariancję rozkładów normalnych w i -tych punktach ich dyskretyzacji korzystając z zależności

$$E_i(N) = E^*(\Delta\alpha_{0.1/1}) \pm \sqrt{\frac{D^{*2}(\Delta\alpha_{0.1/1})}{z \cdot n}} \cdot x_i, \quad (6.23)$$

$$D_i^2(N) = D^{*2}(\Delta\alpha_{0.1/1}) \pm D^{*2}(\Delta\alpha_{0.1/1}) \cdot \sqrt{\frac{2}{z \cdot n}} \cdot x_i, \quad (6.24)$$

w których: n – liczba badanych warystorów,
 z – liczba przedziałów pomiarowych;



Rys. 6.2. Funkcja gęstości prawdopodobieństwa rozkładu normalnego standaryzowanego $N(0,1)$ przed (a) i po dyskretyzacji na 10 części według metody jednakowych prawdopodobieństw (b), współrzędne punktów $x_1 - x_{10}$ wynoszą kolejno 0,0627; 0,1892; 0,3189; 0,4541; 0,5983; 0,7563; 0,9361; 1,1532; 1,4473; 2,0627

- dla każdej kombinacji $E_i(N)$ i $D_i^2(N)$, odpowiadającej kolejnym liczbom impulsów N , oblicza się parametry funkcji niezawodności warystorów wg wzorów (6.21) i (6.22), a następnie na ich podstawie wyznacza się wartości tej

funkcji wg wzoru (6.13), po czym porządkuje się otrzymane wyniki w ciąg rosnący, który stanowi uporządkowane realizacje rozkładu gęstości prawdopodobieństwa $f[R(N)]$;

- wyznacza się przebieg funkcji niezawodności warystorów $R_\beta(N)$ na zadanym poziomie ufności β , odpowiadający przebiegowi dolnej granicy jednostronnego przedziału tolerancji statystycznej otrzymanych realizacji rozkładu $f[R(N)]$ (rys. 6.1). Granicę tę wyznaczają wyrazy realizacji tych rozkładów o numerach $(1-\beta)k^2$;
- w końcowej fazie oblicza się trwałość gamma procentową $T_{\gamma\beta}$ na poziomie ufności β , która jest kwantylem wyznaczonej funkcji niezawodności $R_\beta(N)$.

Na podstawie przedstawionego modelu niezawodności opracowano program komputerowy, umożliwiający wyznaczenie funkcji niezawodności $R(N)$, $R_\beta(N)$ oraz obliczenia wskaźników trwałości warystorów T_β i $T_{\gamma\beta}$. Zastosowano w nim dyskretyzację rozkładów średniej i wariancji zmian wartości współczynnika nieliniowości na $k=20$ części (rys. 6.2), z których na każdą przypada gęstość prawdopodobieństwa 0,05. Przyjęty stopień dyskretyzacji zapewnia wystarczającą dla praktyki dokładność oszacowania funkcji $f[R(N)]$, gdyż każdorazowo dla poszczególnej liczby impulsów N jest ona wyznaczona na podstawie 400 realizacji będących wynikiem kombinacji dwóch 20-elementowych zbiorów wartości momentów $E_i(N)$ i $D_i^2(N)$ rozkładu zmian wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$.

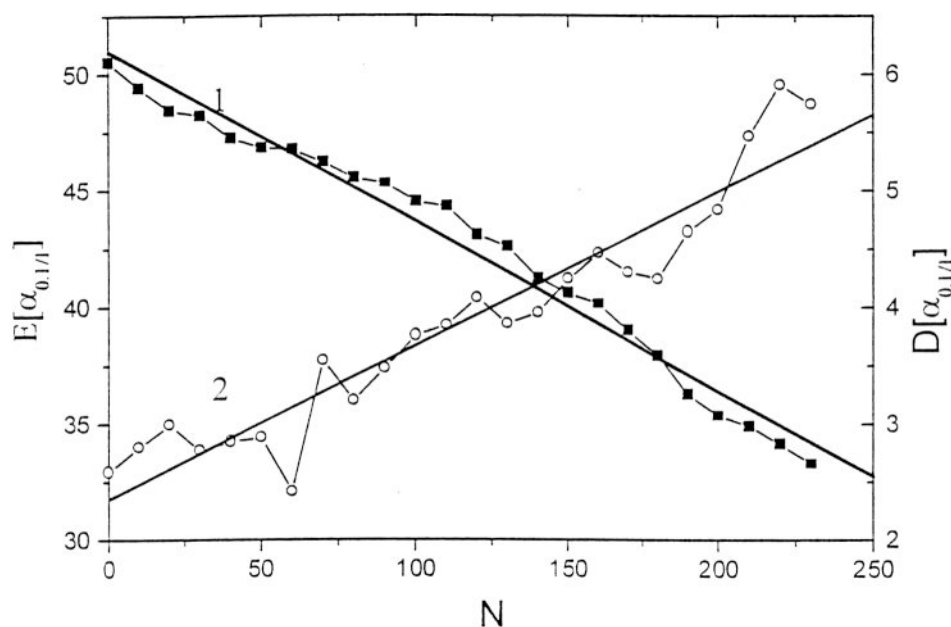
6.3. Uogólniony model ciągły niezawodności warystorów ZnO

Uogólniony model ciągły niezawodności warystorów został opracowany w oparciu o analogiczne założenia wyjściowe jak w modelu dyskretnym (rozdział 6.1). Uwzględniając wyniki badań laboratoryjnych różnych rodzajów warystorów [39,40,81,82,83] stwierdzono (punkt 5.4.3), że z wystarczającą dla celów praktycznych dokładnością, rozkład współczynników nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ próbki warystorów w danej chwili N można aproksymować rozkładem normalnym o parametrach $E[\alpha_{0.1/1}(N)]$ i $D[\alpha_{0.1/1}(N)]$. Wartości tych parametrów zależą liniowo od liczby impulsów prądowych i można je określić krzywymi regresji (rys. 6.3)

$$E[\alpha_{0.1/1}(N)] = a_E + b_E N, \quad (6.25)$$

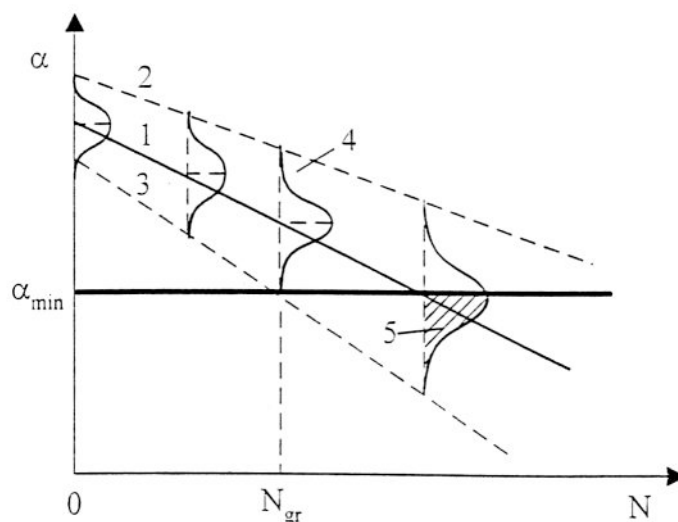
$$D[\alpha_{0.1/1}(N)] = a_D + b_D N, \quad (6.26)$$

których współczynniki a i b można wyznaczyć na podstawie zmian wartości współczynników nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ w funkcji liczby probierczych impulsów prądowych N , otrzymanych w skróconych badaniach laboratoryjnych próbki losowo wybranych warystorów tlenkowych.



Rys. 6.3. Zależność wartości średniej $E[\alpha_{0.1/1}]$ (1) i odchylenia standardowego $D[\alpha_{0.1/1}]$ (2) empirycznych rozkładów zmian współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ warystorów typu SIOV-S05K230 od liczby probierczych uderów prądowych N

Po tych założeniach proces powstawania uszkodzeń warystorów można w ujęciu statystycznym scharakteryzować przebiegiem liniowo zmniejszającego się w miarę rosnącej liczby uderów prądowych N współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ (rys. 6.4).



Rys. 6.4. Zależność rozkładu statystycznego współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ od liczby impulsów prądowych N ; 1 – proste regresji wartości oczekiwanej $E[\alpha(N)]$; 2,3 – obwiednie wartości $E[\alpha(N)] \pm 3D[\alpha(N)]$; 4 – rozkłady statystyczne wartości $E[\alpha(N)]$, 5 - część rozkładu statystycznego określająca prawdopodobieństwo uszkodzenia warystorów

Z rysunku 6.4 wynika, że prawdopodobieństwo uszkodzenia warystorów (pole zakreskowane) pojawia się wówczas, gdy poszczególne realizacje zmian wartości współczynników nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ osiągną wartości mniejsze od wartości granicznej

$\alpha_{\min}$. Prawdopodobieństwo poprawnej pracy warystorów ze względu na zmniejszenie się wartości współczynnika nieliniowości poniżej wartości granicznej $\alpha_{\min}$ można przedstawić zależnością

$$P[\alpha_{0.1/1}(N) > \alpha_{\min}] = \int_{\alpha_{\min}}^{\alpha_{\max}} f\{\alpha_{0.1/1}(N), E[\alpha_{0.1/1}(N)], D[\alpha_{0.1/1}(N)]\} d\alpha_{0.1/1}, \quad (6.27)$$

w której: $f(x)$ jest funkcją gęstości rozkładu normalnego,

$$\alpha_{\max} = E[\alpha_{0.1/1}(N)] + 3D[\alpha_{0.1/1}(N)].$$

Ponieważ rozkład normalny jest określony dla zmiennej niezależnej z zakresu $\pm \infty$, to dla każdej wartości N istniałoby określone prawdopodobieństwo uszkodzenia warystorów, a współczynnik nieliniowości mógłby przyjmować wartości ujemne, co jest sprzeczne z interpretacją fizyczną tego parametru. Aby uprościć i urealnić obliczenia przyjęto w modelu, stosowane powszechnie w analizie statystycznej wyników, założenie polegające na pominięciu w obliczeniach wartości prawdopodobieństw spoza zakresu $E[\alpha_{0.1/1}(N)] + 3D[\alpha_{0.1/1}(N)]$. Można uznać je za nieistotne, gdyż zgodnie z regułą trzech sigm nie przekraczają one wartości 0.002 [64]. Po takim założeniu oraz ograniczeniu określoności parametru $\alpha_{0.1/1}$ do wartości dodatnich funkcję niezawodności warystorów można wyrazić wariacyjnym rozkładem Bernsteina

$$R(N) = 1 - \Phi\left[\frac{\alpha_{\min} - E[\alpha_{0.1/1}(N)]}{D[\alpha_{0.1/1}(N)]}\right] = 1 - \Phi\left[\frac{\alpha_{\min} - a_E - b_E N}{a_D + b_D N}\right], \quad (6.28)$$

w którym $\Phi(x)$ – całka Laplace'a.

6.4. Estymacja parametrów funkcji niezawodności wg modelu ciągłego oraz statystyczna ocena jej wskaźników

Do wyznaczenia funkcji niezawodności niezbędna jest znajomość w kolejnych chwilach pomiarowych N_k wartości oczekiwanej i odchylenia standardowego rozkładu współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$. Parametry te można wyznaczyć na podstawie badań laboratoryjnych losowo wybranej próbki warystorów z bieżącej produkcji. Pomiarów napięć $U_{0.1}$ i U_1 , na podstawie których oblicza się wartości współczynników nieliniowości, powinno dokonywać się w stałych odstępach ΔN , czyli w kolejnych chwilach pomiarowych N_k . W celu wyznaczenia parametrów prostych regresji wartości oczekiwanej, czyli współczynników a_E i b_E (wzór 6.25), należy określić średnią wartość współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ w każdym z k -tych punktów pomiarowych ($k = 1, 2, \dots, p$) zgodnie z zależnością

$$E[\alpha_{0.1/1}(N_k)] = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \alpha_{0.1/1}(i), \quad (6.29)$$

w której: $\alpha_{0.1/1}(i)$ – wartości współczynnika nieliniowości kolejnych i -tych warystorów,
 n – liczba warystorów w próbce.

W ten sposób otrzymuje się zależność wartości średnich współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ od liczby ударов prądowych N i poszukiwane współczynniki a_E i b_E oblicza się metodą najmniejszych kwadratów, korzystając z zależności [6]

$$a_E = \frac{\sum_{k=1}^p E[\alpha_{0.1/1}(N_k)] \cdot \sum_{k=1}^p N_k^2 - \sum_{k=1}^p N_k \cdot \sum_{k=1}^p E[\alpha_{0.1/1}(N_k)] \cdot N_k}{p \cdot \sum_{k=1}^p N_k^2 - \left[\sum_{k=1}^p N_k \right]^2}, \quad (6.30)$$

$$b_E = \frac{p \cdot \sum_{k=1}^p E[\alpha_{0.1/1}(N_k)] \cdot N_k - \sum_{k=1}^p N_k \cdot \sum_{k=1}^p E[\alpha_{0.1/1}(N_k)]}{p \cdot \sum_{k=1}^p N_k^2 - \left[\sum_{k=1}^p N_k \right]^2}. \quad (6.31)$$

Aby wyznaczyć współczynniki prostej regresji odchylenia standardowego a_D i b_D (wzór 6.26) należy tylko zamiast wartości oczekiwanej $E[\alpha_{0.1/1}(N_k)]$ wprowadzić do wzorów (6.30) i (6.31) odchylenie standardowe w każdym z k -tych punktów pomiarowych ($k = 1, 2, \dots, p$)

$$D[\alpha_{0.1/1}(N_k)] = \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^n \{ \alpha_{0.1/1}(i) - E[\alpha_{0.1/1}(N_k)] \}^2}. \quad (6.32)$$

Na podstawie tak wykonanych pomiarów i obliczeń można wyznaczyć przebieg funkcji niezawodności $R(N)$ oraz określić wskaźniki trwałości T_β i $T_{\gamma\beta}$. Najszybciej można to zrobić, stosując analogicznie jak w rozdziale 6.2 pracy, metodę numerycznej dyskretyzacji według jednakowych prawdopodobieństw, otrzymanych z badań, rozkładów statystycznych wartości średniej $E[\alpha_{0.1/1}(N)]$ i odchylenia standardowego $D[\alpha_{0.1/1}(N)]$ w funkcji liczby impulsów prądowych N . Wartość średnią oraz wariancję rozkładów normalnych w i -tych punktach ich dyskretyzacji oblicza się korzystając z zależności

$$E_i(N_k) = E[\alpha_{0.1/1}(N_k)] \pm D[\alpha_{0.1/1}(N_k)] \cdot \frac{x_i}{\sqrt{n}}, \quad (6.33)$$

$$D_i^2(N_k) = D^2[\alpha_{0.1/1}(N_k)] \pm D^2[\alpha_{0.1/1}(N_k)] \cdot x_i \cdot \sqrt{\frac{2}{n}}, \quad (6.34)$$

a następnie dla każdej kombinacji $E_i(N_k)$ i $D_i^2(N_k)$, odpowiadającej kolejnym liczbom impulsów N_k , wyznacza się wartości tej funkcji wg wzoru (6.28), po czym porządkuje się otrzymane wyniki w ciąg rosnący, który stanowi uporządkowane realizacje rozkładu gęstości prawdopodobieństwa $f[R(N)]$. Dalsze czynności, prowadzące do wyznaczenia trwałości gamma-beta procentowej są analogiczne do przedstawionych w punkcie 6.2 pracy.

7. SYMULACJA CYFROWA PROCESÓW POWSTAWANIA USZKODZEŃ WARYSTORÓW TLENKOWYCH

7.1. Podstawy tworzenia symulacyjnych modeli niezawodności

Przedstawione w rozdziale 6 rozprawy modele matematyczno-fizyczne niezawodności warystora, utworzone na podstawie zależności matematycznych, określających zmiany parametru prognozującego w funkcji liczby probierczych uderów prądowych, charakteryzuje stosunkowo duża złożoność postaci funkcji niezawodności, co niekiedy może prowadzić do wydłużenia czasu obliczeń. Wyniki tych obliczeń mogą się także różnić ze względu na inne założenia upraszczające przyjmowane w tych modelach.

Znaczne uproszczenie algorytmu obliczeń można osiągnąć w modelach opartych na symulacji cyfrowej procesów powstawania uszkodzeń. Symulacja taka polega na generowaniu liczb pseudolosowych, według algorytmów odpowiadających wyznaczonym empirycznie rozkładom statystycznym wielkości losowych, charakteryzujących proces powstawania uszkodzeń warystorów. W wyniku n-krotnego powtarzania takiej symulacji otrzymuje się rozkład statystyczny wartości, modelujących rozkład czasów poprawnej pracy warystora - liczby impulsów prądowych prowadzących do jego uszkodzenia. Na podstawie tego rozkładu można oszacować wartości wskaźników niezawodności [51,65] na zadanym poziomie ufności uwarunkowanym dokładnością odwzorowania rzeczywistych zmian parametrów fizycznych, charakteryzujących proces powstawania uszkodzeń przez odpowiadające im symulacje cyfrowe, co zależy przede wszystkim od:

- poziomu ufności β_p , z jakim wyznacza się w skróconych badaniach laboratoryjnych przedział ufności dla parametru przyjmowanego za prognozujący,
- poziomu ufności β_s , z jakim wyznacza się w badaniach symulacyjnych przedział tolerancji statystycznej trwałości urządzenia.

Ponieważ przebiegi empiryczne i odpowiadające im realizacje symulacji cyfrowej parametru prognozującego są zmiennymi losowymi niezależnymi, to trwałość warystorów jest szacowana na poziomie ufności β , równym iloczynowi $\beta_p \beta_s$.

W przypadku metody nieparametrycznej, bezpośrednio na podstawie otrzymanych wyników badań symulacyjnych można oszacować na poziomie ufności β_s trwałość $T_{\gamma\beta_s}$ z zależności [51,65]

$$T_{\gamma\beta_s} = E[N] - K_j \cdot D[N], \quad (7.1)$$

w której

$$K_j = \frac{t_{n-1,\beta}}{\sqrt{n_s}} + \left[\left(1 - \frac{y_\gamma}{\sqrt{2n_s}} \right) \sqrt{1 - \gamma\beta_s} \right]^{-1}, \quad (7.2)$$

gdzie: $E[N]$, $D[N]$ - wartość średnia i odchylenie standardowe rozkładu trwałości z n_s -krotnej symulacji cyfrowej, $t_{n-1,\beta}$ - kwantyl rozkładu t Studenta, y_γ - kwantyl rozkładu normalnego.

Liczba symulacji n_s , jaką należy wykonać, aby uzyskać zadaną dokładność oszacowań, musi być większa od wartości wyznaczonej wg wzoru 5.15. Spełnienie tego warunku w badaniach symulacyjnych nie stanowi problemu, gdyż czas trwania poszczególnych symulacji komputerowych jest wielokrotnie krótszy niż czas rzeczywistych badań trwałościowych. Wyznaczone w ten sposób trwałości są równoważne trwałości gamma-beta ($T_{\gamma\beta}$) na poziomie ufności $\beta = \beta_p \beta_s$.

7.2. Symulacyjny jednoparametryczny model cyfrowy niezawodności warystorów z generacją wartości parametrów prognozujących

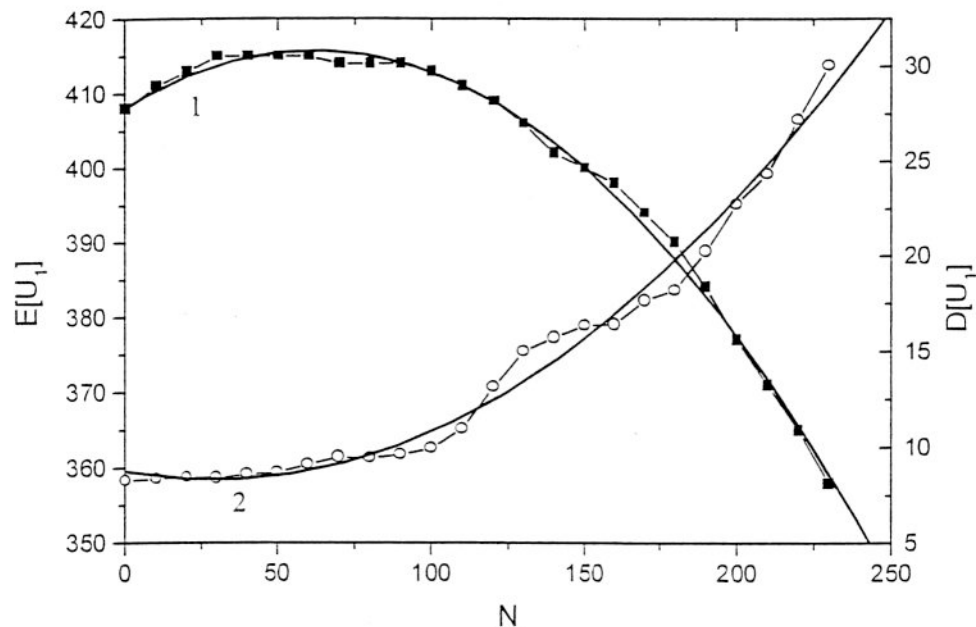
W celu opracowania modelu niezawodności warystorów z symulacją cyfrową przebiegów wielkości fizycznych charakteryzujących proces powstawania uszkodzeń, należy znać rozkład statystyczny tych wielkości oraz charakter ich zmian w funkcji liczby probierczych uderzeń prądowych. Podstawowe ustalenia wynikające z analizy procesów fizycznych powstawania uszkodzeń warystorów oraz z laboratoryjnych wyników badań uzasadniają przyjęcie następujących założeń:

- trwałość warystorów może być limitowana spadkiem wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ poniżej wartości granicznej $\alpha_{\min}$ lub spadkiem napięcia charakterystycznego U_1 poniżej wartości $U_{1\min} = 0.9 U_1(0)$,
- losowe zmiany wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$, po zadaniu warystorom N impulsów prądowych, można aproksymować rozkładem normalnym, którego wartość oczekiwana $E[\alpha_{0.1/1}(N)]$ i odchylenie standardowe $D[\alpha_{0.1/1}(N)]$ zależą liniowo od N , zgodnie z zależnościami 6.25 i 6.26,
- losowe zmiany napięcia charakterystycznego U_1 również można aproksymować rozkładem normalnym, którego wartość oczekiwaną i odchylenie standardowe można określić krzywymi regresji postaci (rys. 6.1)

$$E[U_1(N)] = a_E + b_E N + c_E N^2, \quad (7.3)$$

$$D[U_1(N)] = a_D + b_D N + c_D N^2, \quad (7.4)$$

których współczynniki a , b , c można wyznaczyć metodą najmniejszych kwadratów na podstawie badań laboratoryjnych próbki losowo wybranych warystorów,



Rys. 7.1. Zależność wartości średniej (1) i odchylenia standardowego (2) empirycznych rozkładów zmian wartości napięcia charakterystycznego U_1 warystorów typu SIOV-S05K230 od liczby probierczych uderów prądowych

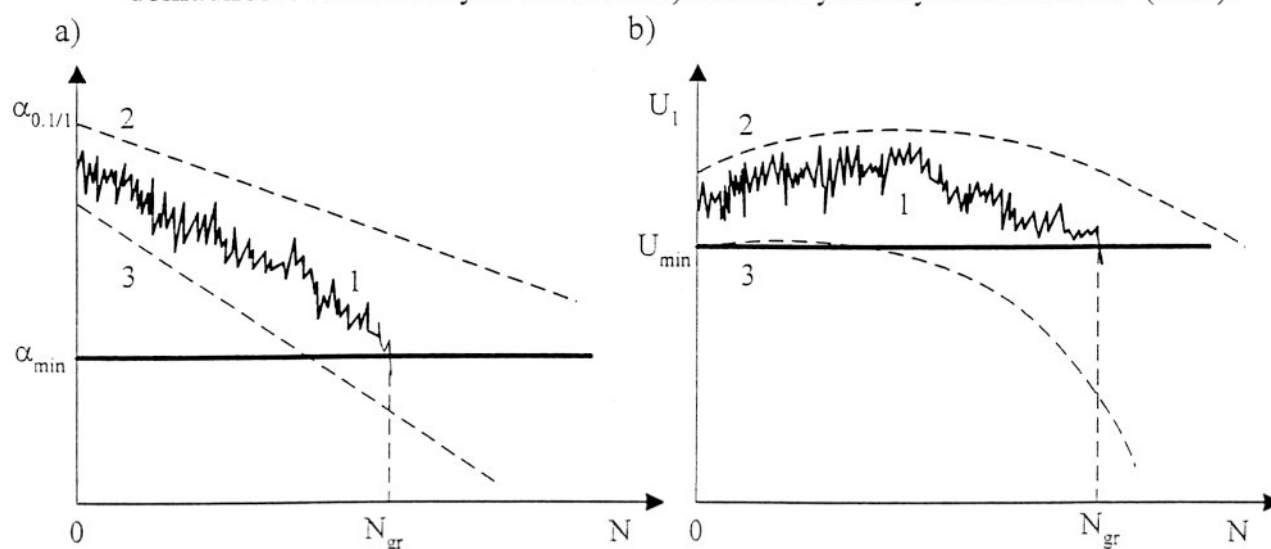
- niezerowe prawdopodobieństwo powstania uszkodzeń warystorów pojawia się wówczas, gdy poszczególne realizacje rozkładu statystycznego współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ osiągają, po skumulowaniu $N \geq N_{gr}$ impulsów prądowych, wartości mniejsze od α_{min} (rys. 6.4) lub gdy kolejne realizacje rozkładu statystycznego napięcia U_1 osiągną po $N \geq N_{gr}$ impulsów prądowych, wartości mniejsze od $U_{1min} = 0.9 U_1(0)$.

Po uwzględnieniu wyżej wymienionych założeń symulacja cyfrowa procesu powstawania uszkodzeń warystorów może być realizowana zgodnie z następującymi procedurami [84] (rys. 7.2):

Procedura 1

- dla empirycznych rozkładów zmian wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ w funkcji liczby uderów prądowych, otrzymanych ze skróconych badań laboratoryjnych trwałości losowych próbek warystorów z bieżącej produkcji, oblicza się dla kolejnych chwil pomiarowych N_k wartości momentów rozkładu normalnego - wartość oczekiwaną $E[\alpha_{0.1/1}(N_k)]$ i odchylenie standardowe $D[\alpha_{0.1/1}(N_k)]$,
- następnie oblicza się metodą najmniejszych kwadratów - parametry a_E , b_E , oraz a_D , b_D krzywych regresji (wzory 6.30, 6.31), odpowiadających zmianom tych momentów w funkcji liczby N uderów prądowych,
- dla kolejnych wartości N generuje się z krokiem $\Delta N = 1$ liczby pseudolosowe o rozkładzie normalnym, określonym przez parametry $E[\alpha_{0.1/1}(N)]$ i $D[\alpha_{0.1/1}(N)]$,

- po każdym wygenerowaniu liczby pseudolosowej, odpowiadającej wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$, sprawdza się, czy liczba ta jest mniejsza od wartości $\alpha_{\min}$; uszkodzenie warystora sygnalizowane jest poprzez wygenerowanie takiej liczby,
- symulację procesu powstawania uszkodzeń warystorów powtarza się $n_s \geq n_{sg}$ razy przy czym wartość n_{sg} (niezbędną do zapewnienia wymaganej dokładności realizowanych oszacowań) można wyznaczyć z zależności (4.15).



Rys. 7.2. Graficzna ilustracja symulacji cyfrowej powstawania uszkodzeń warystorów a) z generacją współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$, b) z generacją napięcia charakterystycznego U_1 ; 1 – przebieg symulowany, 2,3 – obwiednie przebiegu

Procedura 2

- dla empirycznych rozkładów zmian napięcia charakterystycznego U_1 w funkcji liczby uderzeń prądowych oblicza się wartości momentów rozkładu normalnego w każdym z k -tych punktów pomiarowych czyli wartość oczekiwaną $E[U_1(N_k)]$ oraz odchylenia standardowe $D[U_1(N_k)]$,
- następnie wyznacza się metodą najmniejszych kwadratów - parametry a_E, b_E, c_E oraz a_D, b_D, c_D krzywych regresji odpowiadających zmianom tych momentów w funkcji liczby N uderzeń prądowych,
- dla kolejnych wartości N generuje się z krokiem $\Delta N = 1$ liczby pseudolosowe o rozkładzie normalnym, określonym przez parametry $E[U_1(N)]$ i $D[U_1(N)]$,
- po każdym wygenerowaniu liczby pseudolosowej, odpowiadającej wartości napięcia U_1 , sprawdza się, czy liczba ta jest mniejsza od wartości $U_{1\min}$; uszkodzenie warystora sygnalizowane jest poprzez wygenerowanie takiej liczby,
- symulację procesu powstawania uszkodzeń warystorów powtarza się również $n_s \geq n_{sg}$ razy.

Stosując obliczenia, zarówno według procedury 1 jak i 2, otrzymuje się, w wyniku n_s - krotnej symulacji procesu powstawania uszkodzeń warystorów, zbiór liczb N_s , odwzorowujący rozkład czasów poprawnej pracy warystorów (liczby uderzeń

prądowych, które warystor może wytrzymać bez pogorszenia swoich właściwości), na którego podstawie, można oszacować wskaźniki ich niezawodności, np. z zależności (7.1) w tym trwałość gamma-beta ($T_{\gamma\beta}$).

7.3. Symulacyjny wieloparametryczny model cyfrowy niezawodności warystorów z generacją wartości parametrów prognozujących

W wieloparametrycznym modelu symulacyjnym trwałości warystorów przyjęto analogiczne założenia jak w modelu jednoparametrycznym. Za parametry prognozujące przyjęto napięcia $U_{0.1}$ i U_1 oraz współczynnik nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$. Dodatkowo założono, że trwałość warystorów może być limitowana spadkiem napięcia charakterystycznego $U_{0.1}$ poniżej wartości $U_{0.1\min} = 0.88 U_{0.1}(0)$ oraz, że losowe zmiany tego napięcia można aproksymować rozkładem normalnym, którego wartość oczekiwaną i odchylenie standardowe można określić krzywymi regresji analogicznymi do podanych w zależnościach (7.3 i 7.4). Obliczenia w wieloparametrycznym modelu symulacyjnym są realizowane zgodnie z następującą procedurą [42]:

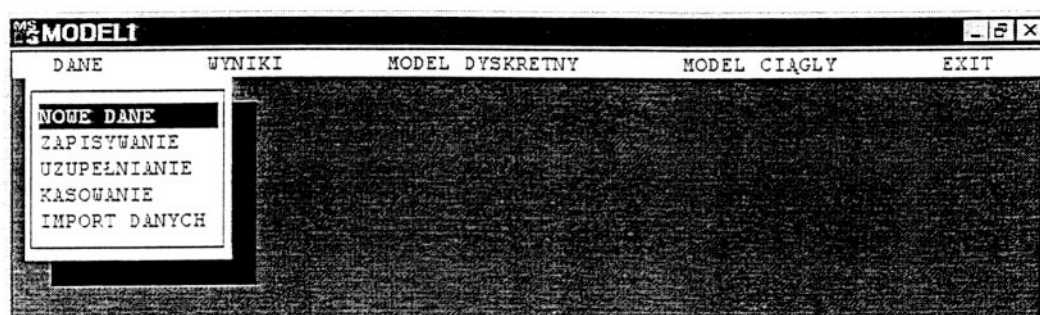
- dla empirycznych rozkładów zmian wartości wszystkich parametrów prognozujących w funkcji liczby udarów prądowych, wyznaczonych w skróconych badaniach laboratoryjnych trwałości losowych próbek warystorów z bieżącej produkcji, oblicza się momenty rozkładu normalnego (wartości oczekiwane $E[U_{0.1}(N)]$, $E[U_1(N)]$ i $E[\alpha_{0.1/1}(N)]$ oraz odchylenia standardowe $D[U_{0.1}(N)]$, $D[U_1(N)]$ i $D[\alpha_{0.1/1}(N)]$),
- oblicza się metodą najmniejszych kwadratów parametry krzywych regresji napięć $U_{0.1}$ i U_1 oraz parametry prostej regresji współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$,
- zwiększając zadawaną liczbę N z krokiem $\Delta N = 1$ oblicza się dla każdego parametru prognozującego (zgodnie z wyznaczonymi krzywymi regresji) wartości parametrów rozkładu normalnego $E[U_{0.1}(N)]$ i $D[U_{0.1}(N)]$, $E[U_1(N)]$ i $D[U_1(N)]$ oraz $E[\alpha_{0.1/1}(N)]$ i $D[\alpha_{0.1/1}(N)]$, odpowiadające poszczególnym liczbom N ,
- dla każdej liczby N generuje się liczby pseudolosowe, odpowiadające kolejno $U_{0.1}$, U_1 , $\alpha_{0.1/1}$ zgodnie z rozkładem normalnym, określonym przez wyznaczone dla nich wcześniej odpowiednie parametry,
- po każdym wygenerowaniu liczby pseudolosowej, dla kolejnego parametru prognozującego sprawdza się, czy liczba ta jest większa od wartości granicznie dopuszczalnej dla tego parametru; uszkodzenie warystora sygnalizowane jest poprzez wygenerowanie takiej liczby;
- symulację procesu powstawania uszkodzeń warystorów powtarza się jak w modelu jednoparametrycznym n_s razy.

Na podstawie zbioru otrzymanych z symulacji liczb można oszacować wskaźniki niezawodności warystorów (wzór 7.1), w tym trwałość gamma-beta ($T_{\gamma\beta}$).

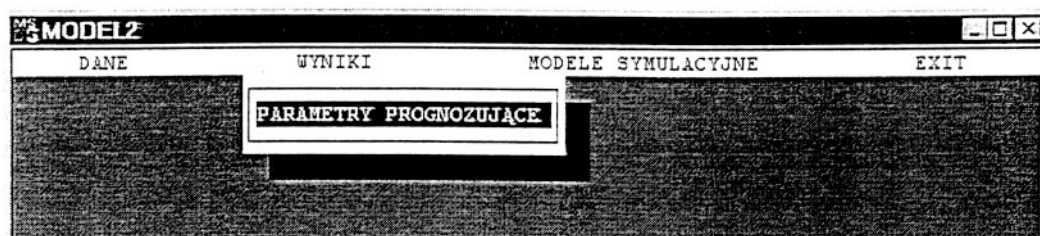
8. WERYFIKACJA OBLICZENIOWA PROPONOWANYCH MODELI NIEZAWODNOŚCI WARYSTORÓW TLENKOWYCH

8.1. Struktura programów komputerowych służących do prognozowania trwałości warystorów ZnO

W oparciu o przedstawione w pracy, analityczne (rozdział 6) oraz symulacyjne (rozdział 7) modele trwałości warystorów opracowano programy komputerowe w języku Turbo Pascal 7.0 o nazwach Model1 i Model2. Oba programy mają strukturę okienkową. W programie Model1 użytkownik ma do wyboru 5 głównych opcji, znajdujących się w górnej belce okna (rys. 8.1), w programie Model2 są do dyspozycji 4 opcje (rys. 8.2). Po wejściu do każdej z nich rozwija się menu z opcjami podrzędnymi.



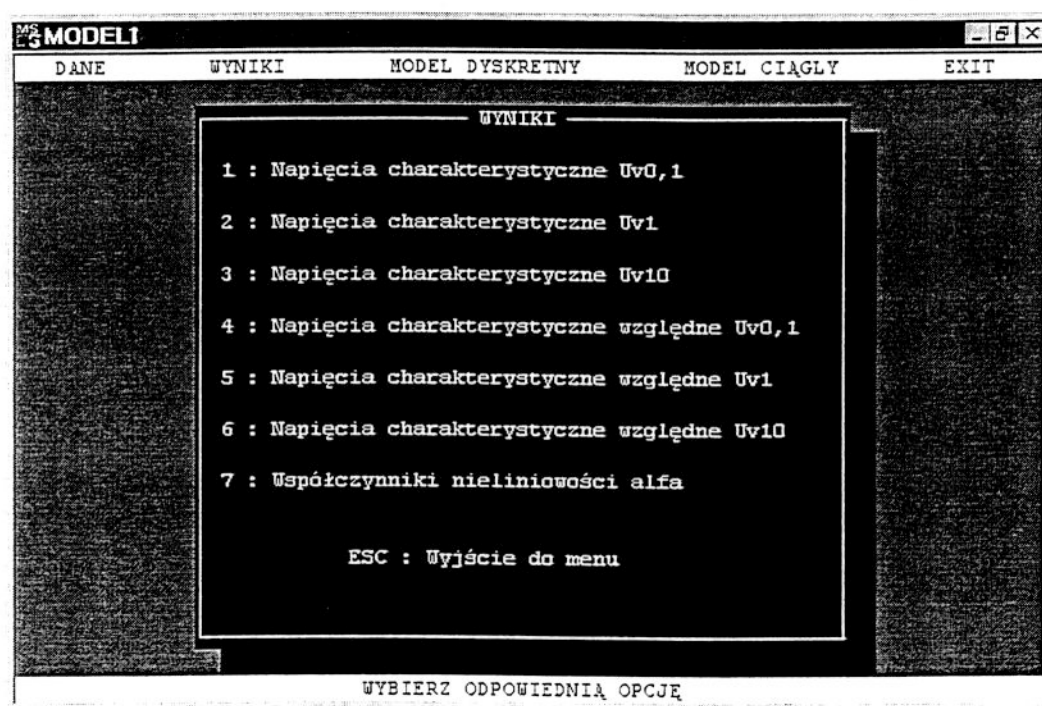
Rys. 8.1. Fragment głównego okna programu Model1 po wejściu do opcji DANE



Rys. 8.2. Fragment głównego okna programu Model2 po wejściu do opcji WYNIKI

Zarówno program Model1 jak i Model2 umożliwia wprowadzanie wielu danych (NOWE DANE), do których można zaliczyć liczebność badanej próbki warystorów n , liczbę punktów pomiarowych k oraz wartości napięć charakterystycznych $U_{0.1}$, U_1 i U_{10} wyznaczonych w skróconych badaniach laboratoryjnych losowej próbki warystorów z bieżącej produkcji. Dane dotyczące rozpatrywanego typu warystora, badanego w odpowiednich warunkach, można zapisać na dysku w formie pliku pod określoną nazwą (ZAPISYWANIE). Pliki z danymi można uzupełniać (UZUPEŁNIANIE) lub kasować (KASOWANIE). Istnieje również możliwość importu danych (IMPORT DANYCH) wcześniej utworzonych w programie Excel i zapisanych w plikach z rozszerzeniem *.csv.

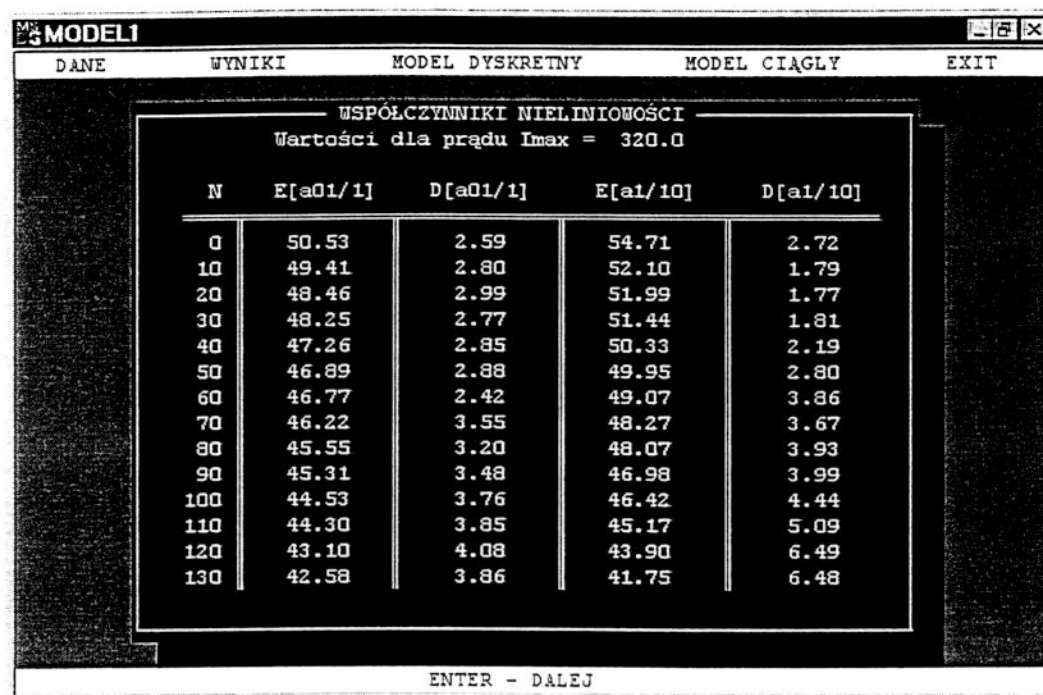
Na podstawie wartości napięć $U_{01}(N)$, $U_1(N)$ i $U_{10}(N)$ zmierzonych w poszczególnych chwilach pomiarowych k dla danego typu warystora, program oblicza wartości średnie napięć próbki warystorów po zadaniu określonej liczby impulsów prądowych $E[U_{01}(N)]$, $E[U_1(N)]$, $E[U_{10}(N)]$, względne wartości tych napięć $E[\delta U(N)]$ oraz średnie wartości współczynników nieliniowości $E[\alpha_{0.1/1}(N)]$ i $E[\alpha_{1/10}(N)]$. Obliczane są także odchylenia standardowe rozkładów poszczególnych parametrów $D[U(N)]$, $D[\delta U(N)]$, $D[\alpha(N)]$ oraz współczynniki prostych regresji a_E , b_E , a_D , b_D . Wyniki tych obliczeń można wyświetlić poprzez wejście do opcji WYNIKI - PARAMETRY PROGNOZUJĄCE (rys. 8.3). Wartości średnie oraz odchylenia standardowe wytypowanych parametrów podawane są tabelarycznie w funkcji liczby probierczych uderów prądowych N (rys. 8.4.).



Rys. 8.3. Widok okna programu Model1 po wejściu do opcji Wyniki

Program umożliwia także prezentację graficzną wyników obliczeń w postaci wykresów zmian wartości średnich parametrów prognozujących w funkcji liczby impulsów prądowych.

Opcja MODEL DYSKRETNY (rys. 8.5) umożliwia wyznaczenie funkcji niezawodności warystorów wg modelu kumulacyjnego (rozdział 6.1), w którym proces powstawania ich uszkodzeń jest określany przebiegiem zmian wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ do chwili osiągnięcia wartości granicznej. Opcja ta pozwala również na weryfikację hipotezy o jednorodnej jakości początkowej badanych warystorów w oparciu o testy Barleta i F- Snedecora, a także pozwala na wyznaczenie funkcji niezawodności na dowolnym poziomie ufności β oraz na obliczenie wskaźników trwałości warystorów, w tym trwałości gamma-beta procentowej. Wykorzystywana jest w tym celu, opisana w punkcie 6.2, metoda dyskretyzacji według jednakowych prawdopodobieństw.



MODEL1

DANE WYNIKI MODEL DYSKRETNY MODEL CIĄGLY EXIT

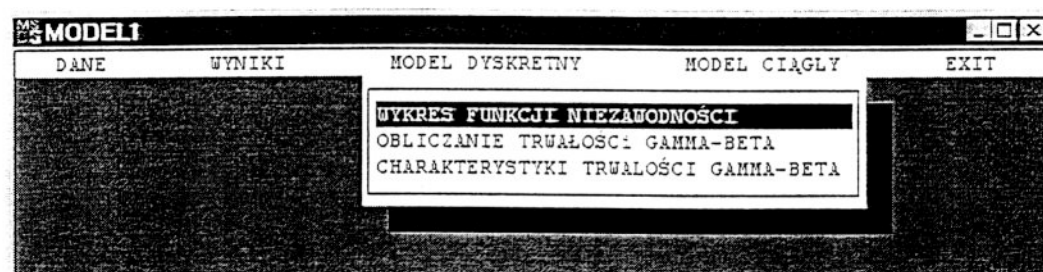
WSPÓŁCZYNNIKI NIELINIOWOŚCI

Wartości dla prądu $I_{max} = 320.0$

N	E[a01/1]	D[a01/1]	E[a1/10]	D[a1/10]
0	50.53	2.59	54.71	2.72
10	49.41	2.80	52.10	1.79
20	48.46	2.99	51.99	1.77
30	48.25	2.77	51.44	1.81
40	47.26	2.85	50.33	2.19
50	46.89	2.88	49.95	2.80
60	46.77	2.42	49.07	3.86
70	46.22	3.55	48.27	3.67
80	45.55	3.20	48.07	3.93
90	45.31	3.48	46.98	3.99
100	44.53	3.76	46.42	4.44
110	44.30	3.85	45.17	5.09
120	43.10	4.08	43.90	6.49
130	42.58	3.86	41.75	6.48

ENTER - DALEJ

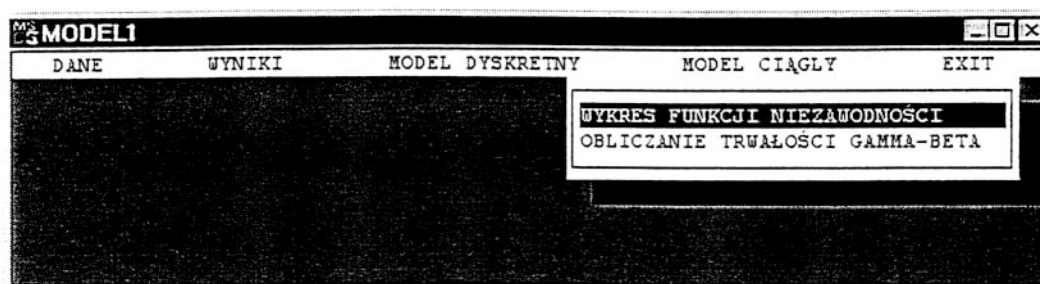
Rys. 8.4. Przykładowe okno z wynikami obliczeń wartości średnich i odchyłeń standardowych współczynników nieliniowości dla danego typu warystorów



Rys. 8.5. Fragment głównego okna programu Model1 po wejściu do opcji MODEL DYSKRETNY

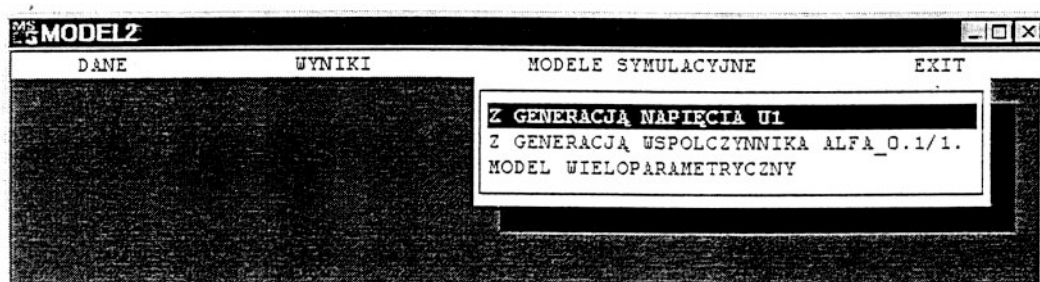
Opcja CHARAKTERYSTYKI TRWAŁOŚCI GAMMA-BETA (rys. 8.5.) umożliwia graficzną prezentację charakterystyk trwałości warystorów, których metoda wyznaczania jest opisana w punkcie 9.2 pracy.

Opcja MODEL CIĄGLY (rys. 8.6) pozwala na wyznaczenie wartości parametrów uogólnionego modelu ciągłego warystorów, wyznaczenie wartości całki Laplace'a oraz na określenie przebiegu funkcji niezawodności na dowolnym poziomie ufności β , zgodnie z modelem dokładnie opisanym w punkcie 6.3 pracy. Istnieje również możliwość określenia wskaźnika trwałości $T_{\gamma\beta}$.



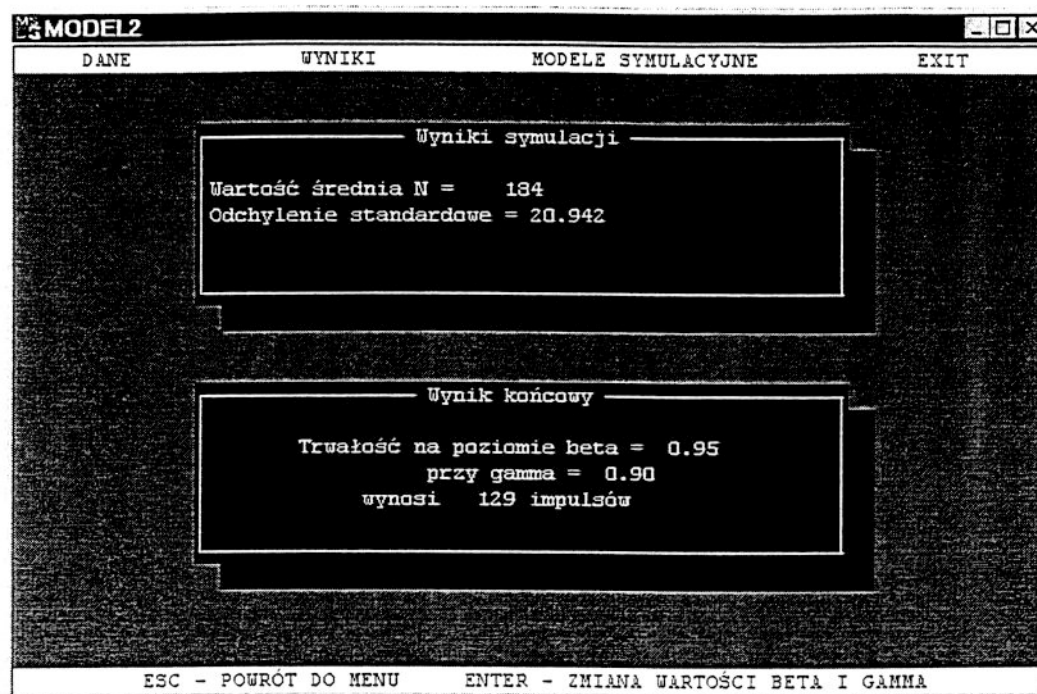
Rys. 8.6. Fragment głównego okna programu Model1 po wejściu do opcji MODEL CIĄGŁY

Program Model2 służy do przeprowadzania symulacji cyfrowej procesów powstawania uszkodzeń warystorów oraz do wyznaczania na tej podstawie wskaźników ich trwałości. Dwie pierwsze opcje główne, umieszczone w górnej belce okna, są identyczne jak w programie Model1. Opcja MODELE SYMULACYJNE (rys. 8.7.) daje możliwość wyboru modelu jednoparametrycznego z generacją napięcia U_1 , z generacją współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ lub modelu wieloparametrycznego. Symulacje odbywają się zgodnie z procedurami opisanymi w punkcie 7 pracy.



Rys. 8.7. Fragment głównego okna programu Model2 po wejściu do opcji MODELE SYMULACYJNE

Program Model2 umożliwia przeprowadzenie 10000 symulacji, na podstawie których otrzymuje się rozkład liczb odwzorowujących rozkład czasów poprawnej pracy warystora, czyli liczby impulsów prądowych nie powodujących zmian wartości parametrów prognozujących poniżej dopuszczalnej wartości. Na tej podstawie obliczane są wartości wskaźników niezawodności, np. trwałości osiąganey z poziomem ufności β przez część γ populacji warystorów (rys.8.8).



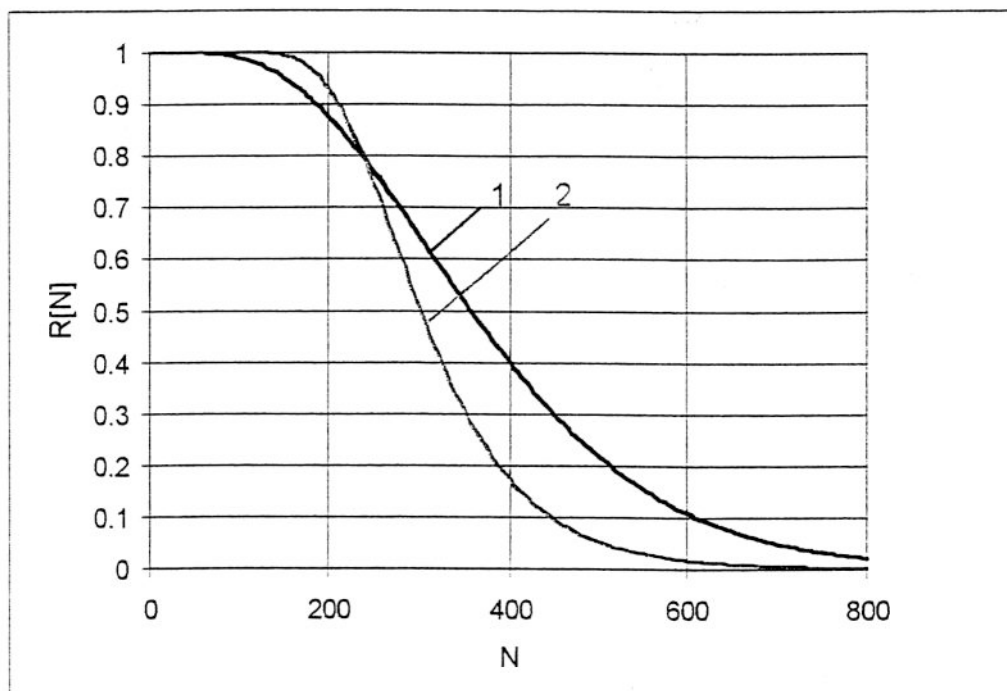
Rys. 8.8. Przykładowe wyniki symulacji przeprowadzone przy użyciu programu Model2

8.2. Wyniki badań komputerowych

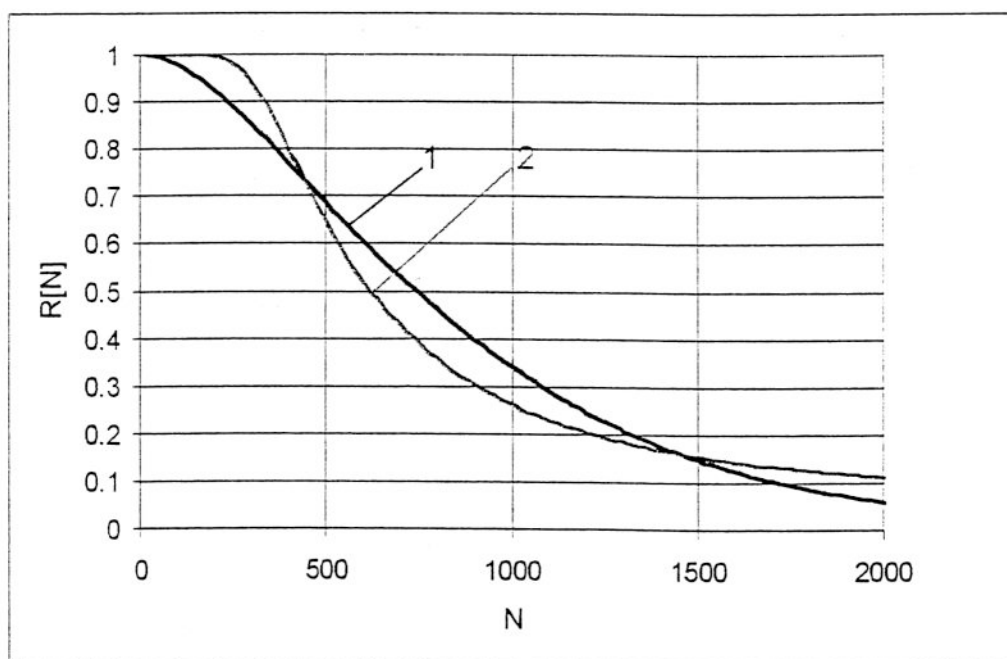
W celu doświadczalnej weryfikacji przydatności praktycznej przedstawionych modeli niezawodności warystorów tlenkowych oraz poznania możliwości realizacyjnych i efektywności opartych na tych modelach programów do komputerowego prognozowania niezawodności warystorów wykonano wiele eksperymentów obliczeniowych z wykorzystaniem wyznaczonych w badaniach laboratoryjnych empirycznych rozkładów statystycznych parametrów prognozujących trwałość warystorów.

Na rysunkach 8.9 ÷ 8.11 przedstawiono przykładowe zestawienia porównawcze przebiegów funkcji niezawodności warystorów tlenkowych typu SIOV wyznaczone z użyciem programu komputerowego Model1 w oparciu o model dyskretny i model ciągły niezawodności warystorów. Obliczenia te wykonano na podstawie wyznaczonych, w skróconych badaniach laboratoryjnych, przebiegów zmian wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ losowych próbek warystorów tlenkowych różnych typów. Dla porównania wpływu wartości poziomu ufności β na przebieg funkcji niezawodności przedstawiono również przebiegi tej funkcji dla określonych wartości β (rys. 8.12). W tabelach 8.1 ÷ 8.3 podano przykładowe wartości trwałości $T_{\gamma\beta}$ dla trzech różnych poziomów ufności β i części γ populacji warystorów, wyznaczonych w oparciu o model dyskretny, ciągły i symulacyjny niezawodności warystorów tlenkowych. Graficzną ilustrację wyników tych obliczeń przedstawiono na rysunkach 8.13 ÷ 8.15 w postaci zależności trwałości $T_{\gamma\beta}$ od wartości współczynnika γ dla dwóch różnych poziomów ufności β .

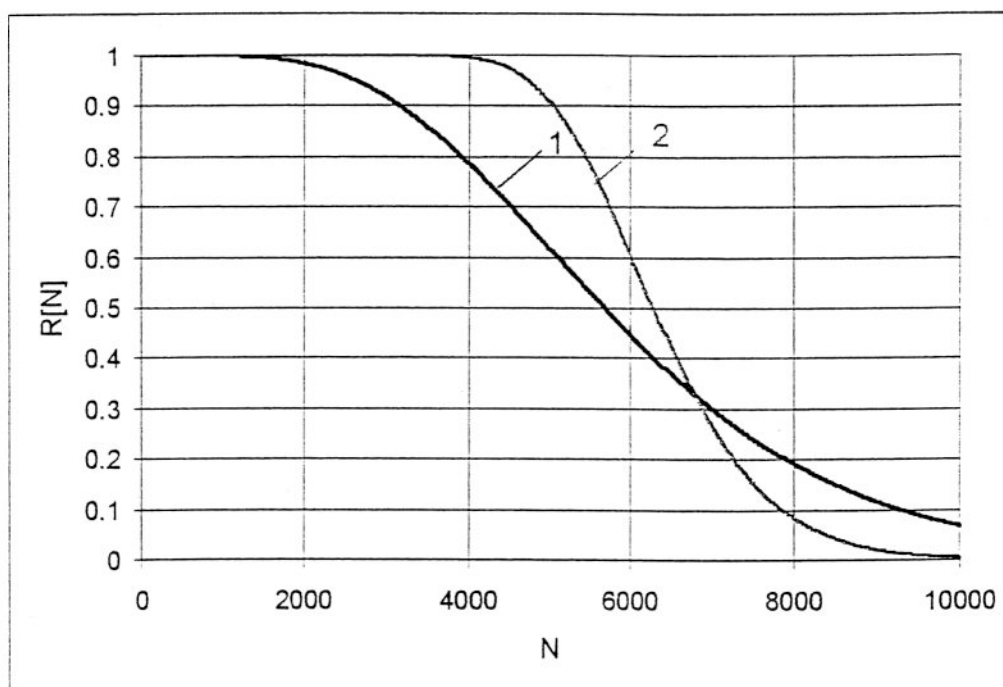
a)



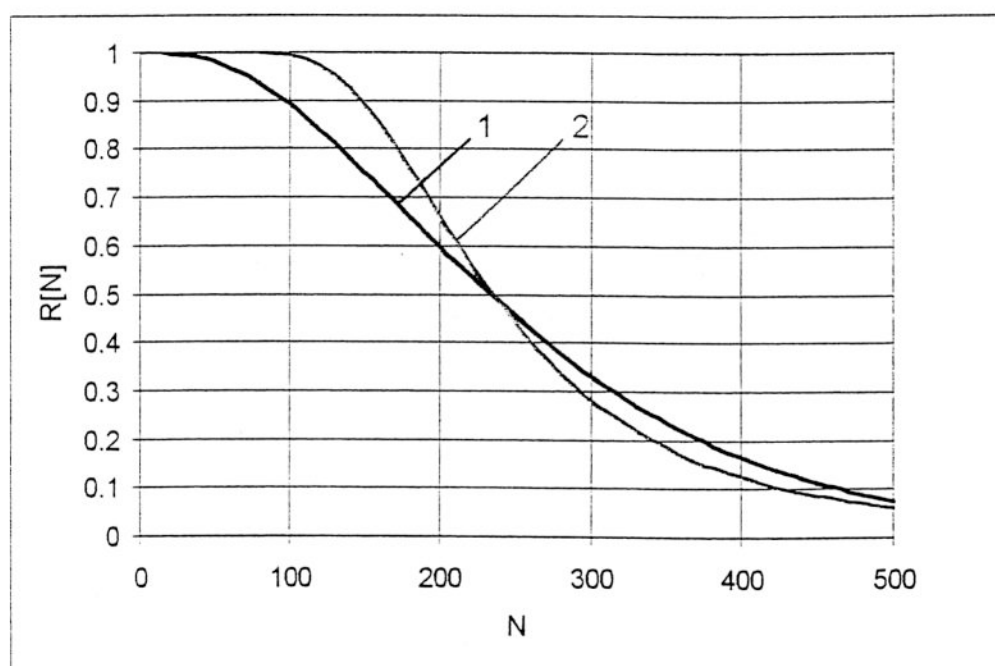
b)



Rys. 8.9. Przebiegi funkcji niezawodności warystorów tlenkowych typu SIOV-S05K230 degradowanych impulsami prądowymi 8/20 μ s o amplitudzie 320A (a) i 240A (b) wyznaczone z zastosowaniem programu Model1 w oparciu o model dyskretny (1) i model ciągły (2)

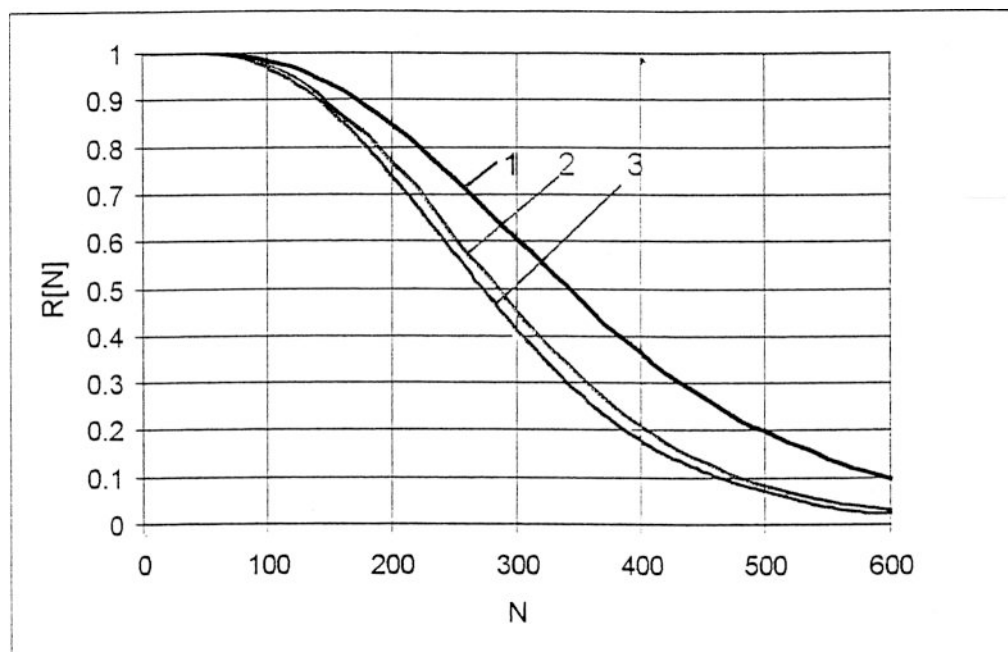


Rys. 8.10. Przebiegi funkcji niezawodności warystorów tlenkowych typu SIOV-S05K230 degradowanych impulsami prądowymi 8/20 μ s o amplitudzie 160A wyznaczone z zastosowaniem programu Model1 w oparciu o model dyskretny (1) i model ciągły (2)

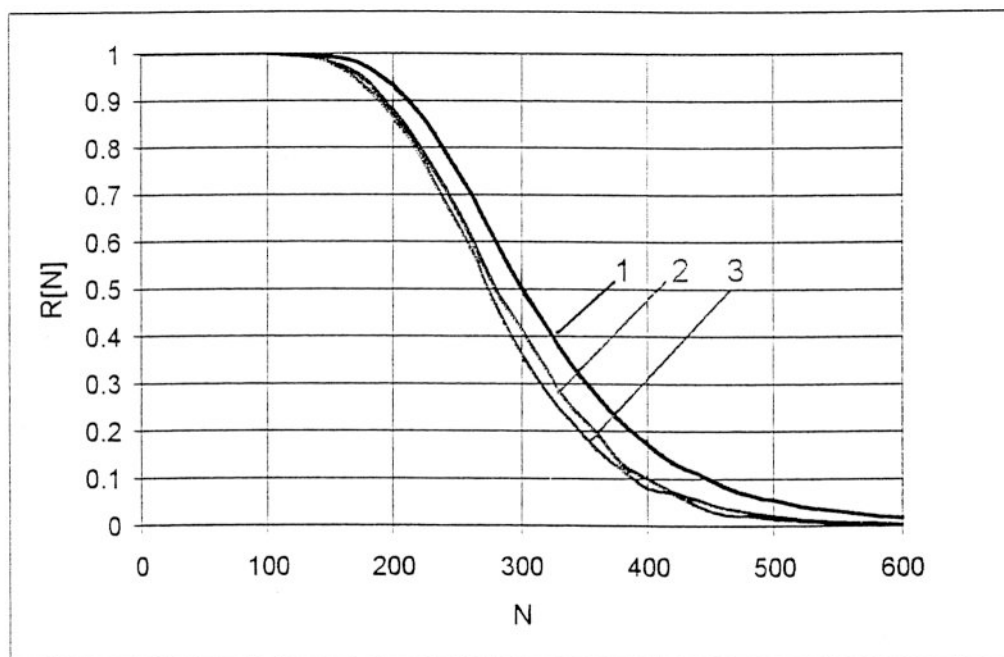


Rys. 8.11. Przebiegi funkcji niezawodności warystorów tlenkowych typu SIOV-S05K95 degradowanych impulsami prądowymi 8/20 μ s o amplitudzie 320 A, wyznaczone z zastosowaniem programu Model1 w oparciu o model dyskretny (1) i model ciągły (2)

a)



b)



Rys. 8.12. Przebiegi funkcji niezawodności warystorów tlenkowych typu SIOV-S05K230 degradowanych impulsami prądowymi 8/20 μ s o amplitudzie 320 A, wyznaczone z zastosowaniem programu Model1 w oparciu o model dyskretny (a) oraz ciągły (b) na poziomie ufności $\beta = 0.5$ (1), $\beta = 0.9$ (2) i $\beta = 0.95$ (3)

Tab. 8.1. Trwałość gamma-beta procentowa warystorów typu SIOV-S05K230 mierzona liczbą impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 320 A, wyznaczona w oparciu o różne modele niezawodności warystorów

Model dyskretny		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	150	144	136
	$\gamma = 0.95$	120	116	110
	$\gamma = 0.98$	90	86	82
Model ciągły		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	194	190	186
	$\gamma = 0.95$	176	166	164
	$\gamma = 0.98$	152	146	142
Model symulacyjny z generacją $\alpha_{0.1/1}$		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	136	129	122
	$\gamma = 0.95$	128	116	103
	$\gamma = 0.98$	122	103	77
Model symulacyjny z generacją U_1		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	134	130	126
	$\gamma = 0.95$	130	122	114
	$\gamma = 0.98$	126	114	98
Wieloparametr. model symulacyjny z generacją $U_{0.1}, U_1$ i $\alpha_{0.1/1}$		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	130	125	121
	$\gamma = 0.95$	125	117	109
	$\gamma = 0.98$	121	109	92

Tab. 8.2. Trwałość gamma-beta procentowa warystorów typu SIOV-S05K230 mierzona liczbą impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 240 A, wyznaczona w oparciu o różne modele niezawodności warystorów

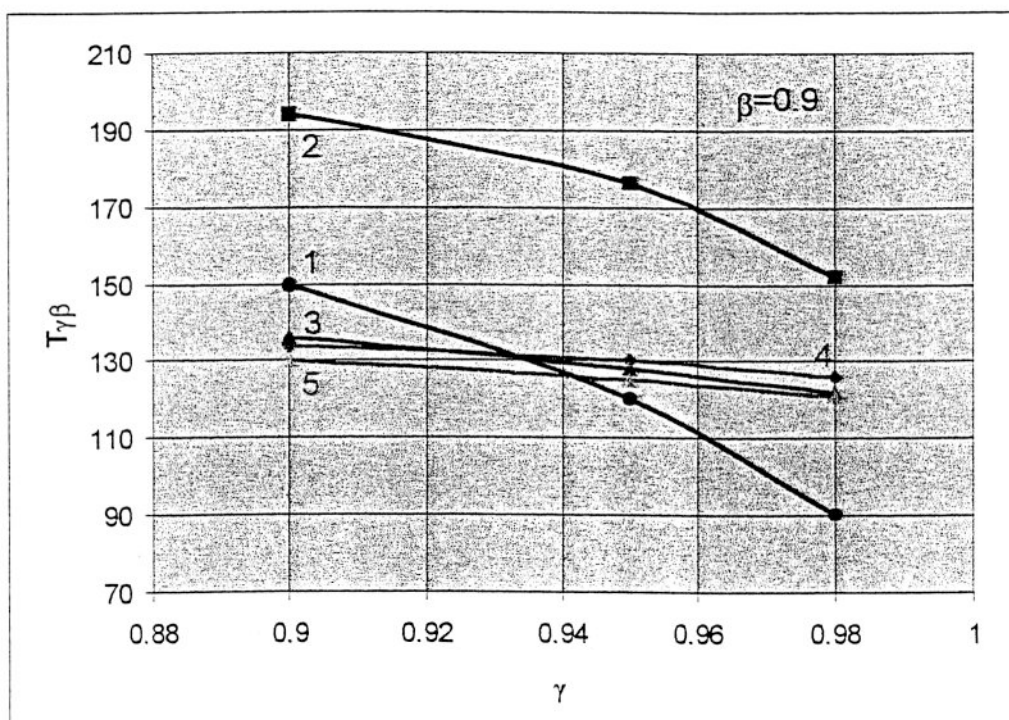
Model dyskretny		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	226	220	210
	$\gamma = 0.95$	154	144	136
	$\gamma = 0.98$	92	90	88
Model ciągły		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	302	292	280
	$\gamma = 0.95$	262	244	240
	$\gamma = 0.98$	224	212	206
Model symulacyjny z generacją $\alpha_{0.1/1}$		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	186	175	166
	$\gamma = 0.95$	175	156	136
	$\gamma = 0.98$	165	136	96

Model symulacyjny z generacją U_1		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	192	185	180
	$\gamma = 0.95$	185	174	162
	$\gamma = 0.98$	180	162	138
Wieloparametr. model symulacyjny z generacją $U_{0.1}$, U_1 i $\alpha_{0.1/1}$		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	185	178	172
	$\gamma = 0.95$	178	167	154
	$\gamma = 0.98$	172	154	130

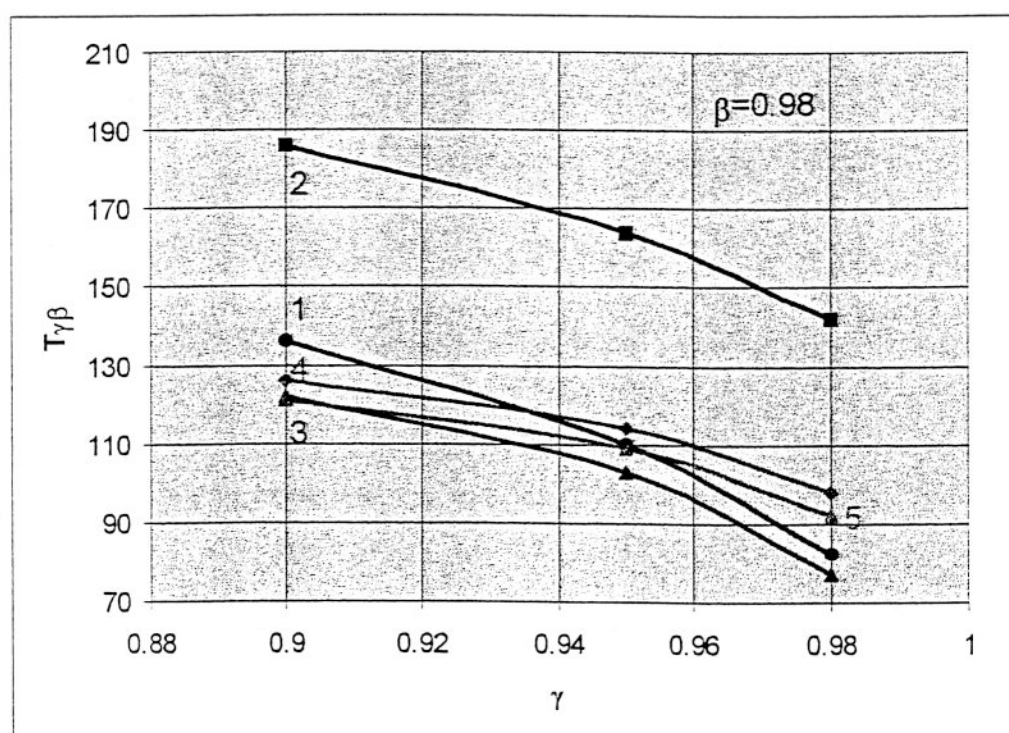
Tab. 8.3. Trwałość gamma-beta procentowa warystorów typu SIOV-S05K230 mierzona liczbą impulsów prądowych 8/20 μ s o amplitudzie 160 A, wyznaczona w oparciu o różne modele niezawodności warystorów

Model dyskretny		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	2678	2588	2512
	$\gamma = 0.95$	2226	2172	2074
	$\gamma = 0.98$	1884	1832	1800
Model ciągły		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	3476	3696	3626
	$\gamma = 0.95$	3450	3262	3252
	$\gamma = 0.98$	3074	2960	2896
Model symulacyjny z generacją $\alpha_{0.1/1}$		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	2323	2239	2166
	$\gamma = 0.95$	2238	2092	1939
	$\gamma = 0.98$	2163	1936	1628
Model symulacyjny z generacją U_1		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	2340	2317	2297
	$\gamma = 0.95$	2316	2277	2235
	$\gamma = 0.98$	2296	2234	2151
Wieloparametr. model symulacyjny z generacją $U_{0.1}$, U_1 i $\alpha_{0.1/1}$		$\beta = 0.9$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.98$
	$\gamma = 0.9$	2336	2312	2292
	$\gamma = 0.95$	2312	2271	2229
	$\gamma = 0.98$	2291	2228	2142

a)

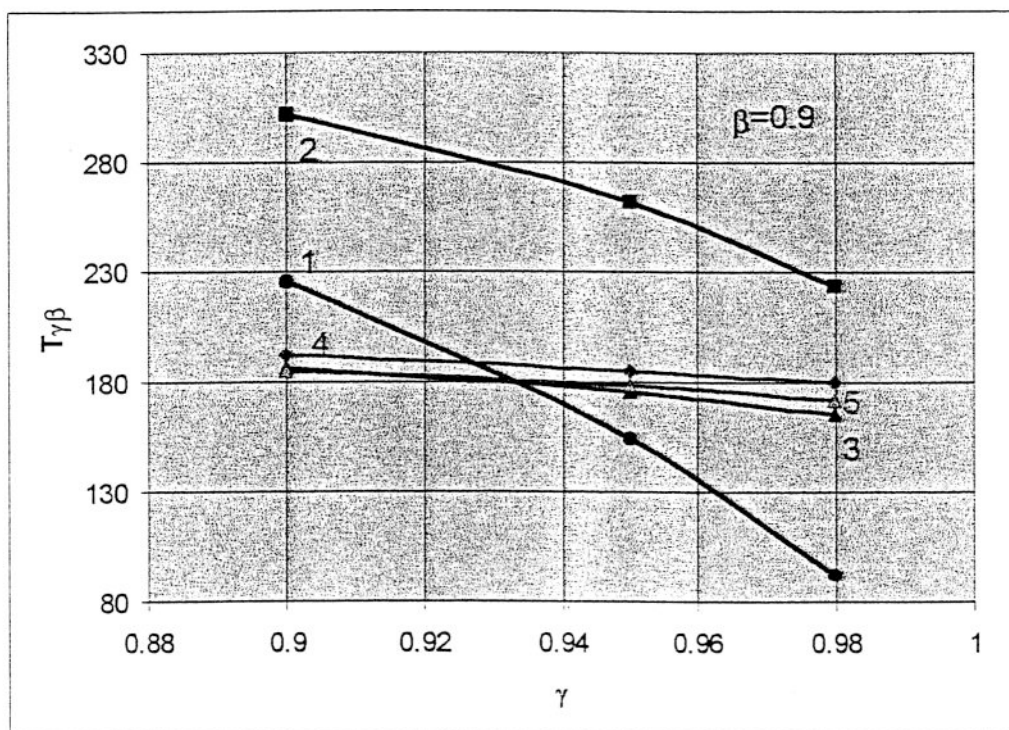


b)

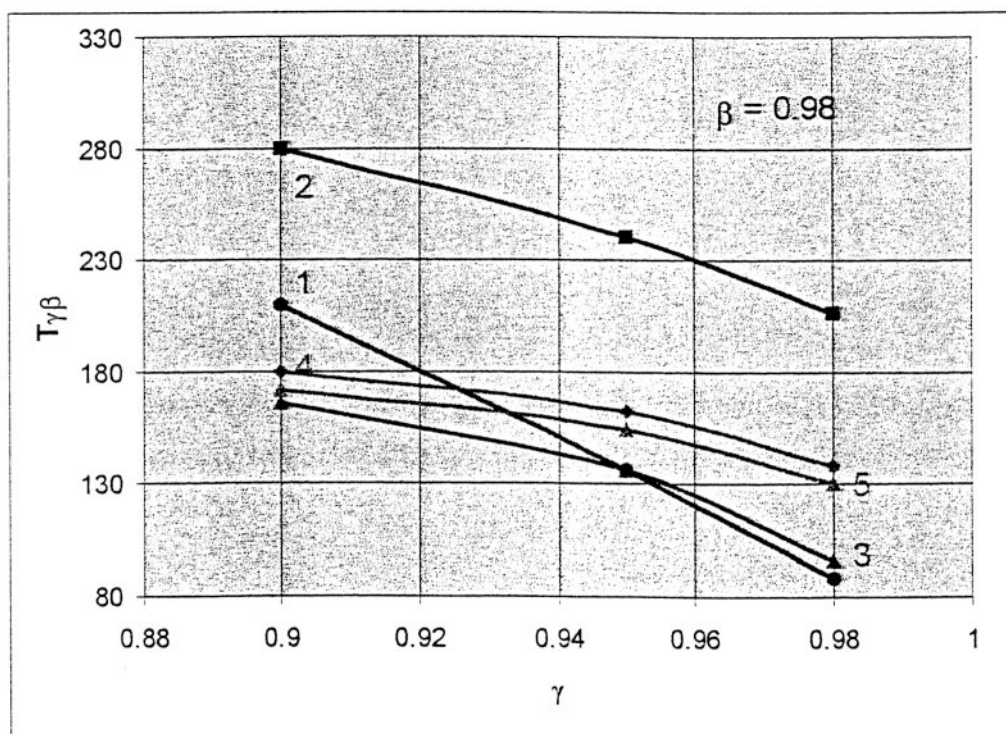


Rys. 8.13. Przebiegi trwałości $T_{\gamma\beta}$ warystorów typu SIOV-S05K230 degradowanych impulsami prądowymi 8/20 μ s i amplitudzie 320 A w funkcji współczynnika γ dla $\beta = 0.9$ (a), $\beta = 0.98$ (b), wyznaczone w oparciu o model dyskretny (1), ciągły (2), symulacyjny z generacją $\alpha_{0.1/1}$ (3), symulacyjny z generacją U_1 (4), symulacyjny wieloparametryczny (5)

a)

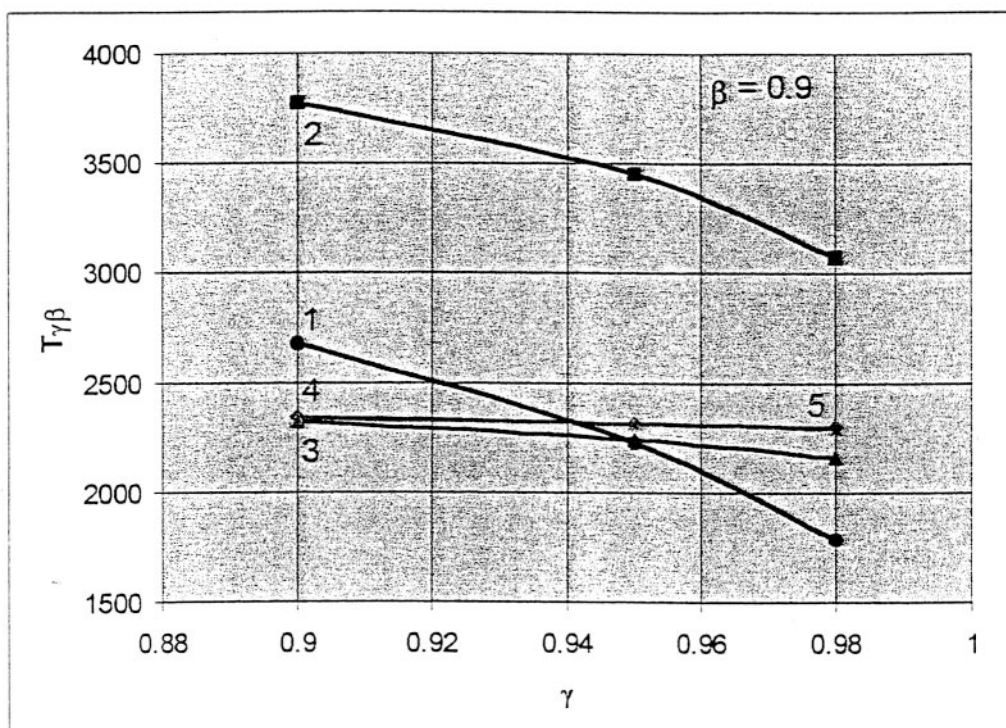


b)

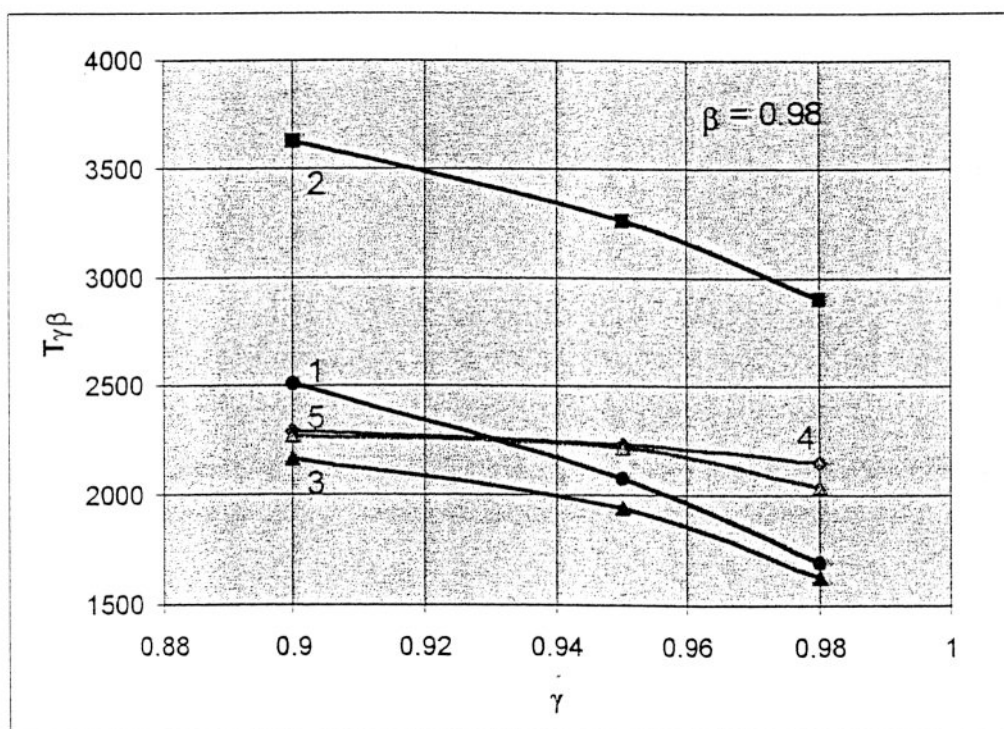


Rys. 8.14. Przebiegi trwałości $T_{\gamma\beta}$ warystorów typu SIOV-S05K230 degradowanych impulsami prądowymi 8/20 μ s i amplitudzie 240 A w funkcji współczynnika γ dla $\beta = 0.9$ (a), $\beta = 0.98$ (b), wyznaczone w oparciu o model dyskretny (1), ciągły (2), symulacyjny z generacją $\alpha_{0.1/1}$ (3), symulacyjny z generacją U_1 (4), symulacyjny wieloparametryczny (5)

a)



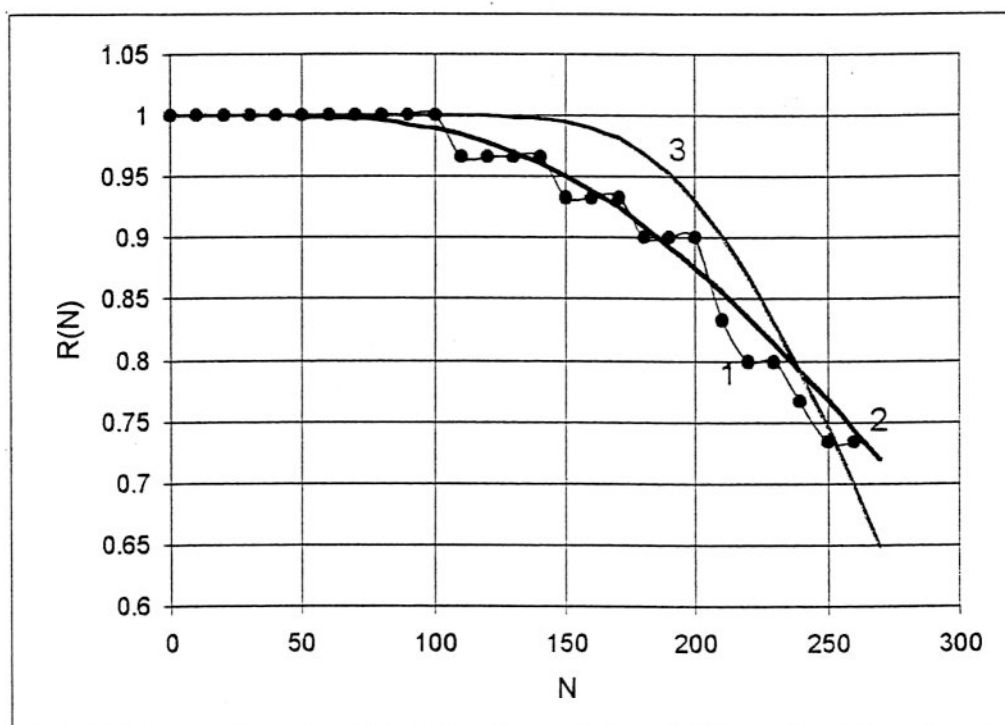
b)



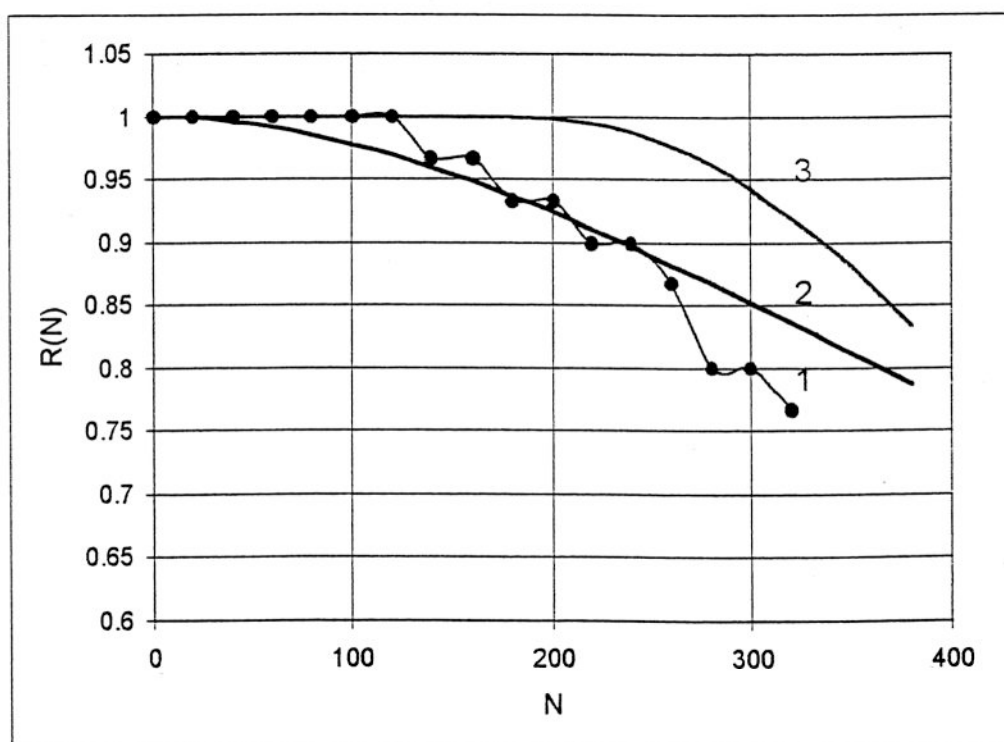
Rys. 8.15. Przebiegi trwałości $T_{\gamma\beta}$ warystorów typu SIOV-S05K230 degradowanych impulsami prądowymi 8/20 μ s i amplitudzie 160 A w funkcji współczynnika γ dla $\beta = 0.9$ (a), $\beta = 0.98$ (b), wyznaczone w oparciu o model dyskretny (1), ciągły (2), symulacyjny z generacją $\alpha_{0.1/1}$ (3), symulacyjny z generacją U_1 (4), symulacyjny wieloparametryczny (5)

Na rys. 8.16 i 8.17 przedstawiono przykładowe porównania przebiegów funkcji niezawodności wyznaczonych w oparciu o model dyskretny i ciągły niezawodności warystorów z przebiegami empirycznymi trwałości warystorów typu SIOV.

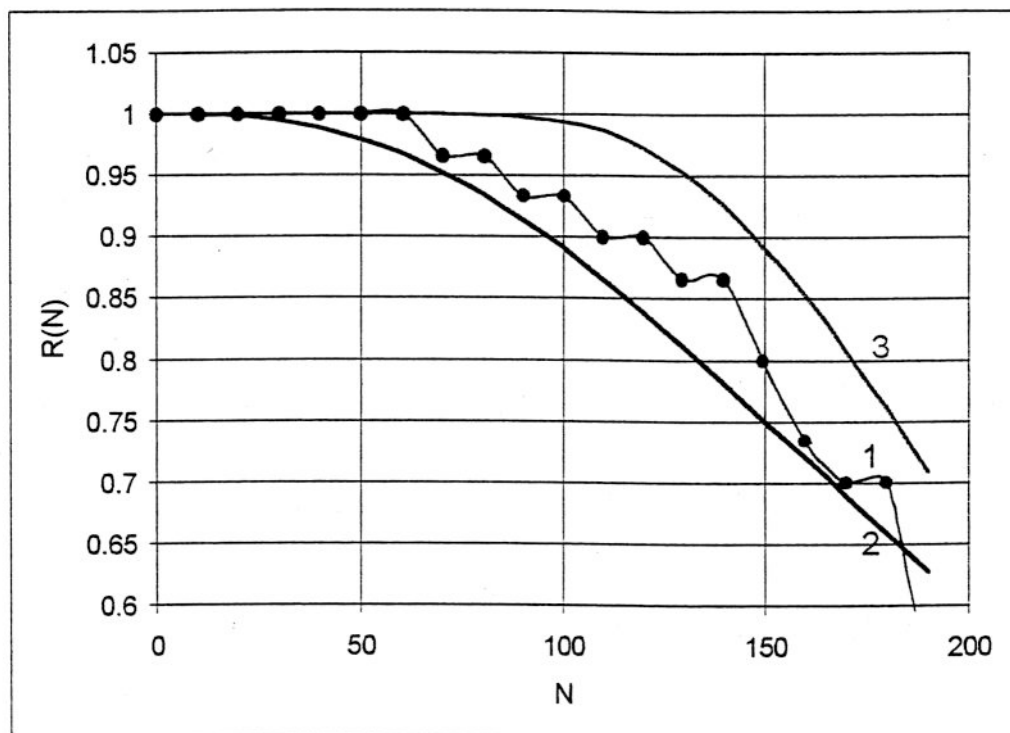
a)



b)



Rys. 8.16. Rozkłady trwałości warystorów typu SIOV-S05K230 badanych impulsami prądowymi o kształcie 8/20 μ s i amplitudzie 320A (a) i amplitudzie 240A (b): 1 – rozkład empiryczny, 2 – rozkład z modelu dyskretnego, 3 – rozkład z modelu ciągłego



Rys. 8.17. Rozkłady trwałości warystorów typu SIOV-S05K95 badanych impulsami prądowymi o kształcie 8/20 μ s i amplitudzie 320A: 1 – rozkład empiryczny, 2 – rozkład z modelu dyskretnego, 3 – rozkład z modelu ciągłego

8.3. Analiza wyników badań komputerowych

Na podstawie przeprowadzonych eksperymentów komputerowych można stwierdzić istnienie następujących prawidłowości:

1. Obliczenia trwałości warystorów dokonywane na podstawie przedstawionych w pracy modeli niezawodności wykazały stosunkowo dużą zgodność z wartościami empirycznymi trwałości uzyskanymi na podstawie laboratoryjnych badań różnych typów warystorów tlenkowych.
2. Proponowane modele niezawodności warystorów tlenkowych ZnO oraz odpowiadające im programy komputerowe różnią się nieznacznie pod względem dokładności realizowanych z ich użyciem obliczeń. Najbardziej dokładnym jest symulacyjny model wieloparametryczny oparty na generacji wartości parametrów prognozujących trwałość warystorów. Uwzględnia on bowiem zmiany trzech parametrów opisujących elektryczne właściwości warystorów oraz nie jest obciążony błędami wynikającymi z konieczności przyjmowania założeń upraszczających obliczenia. Jest to jednak model najbardziej złożony o najdłuższych czasach obliczeń realizowanych z jego zastosowaniem.
3. Wyniki uzyskiwane w oparciu o symulacyjne modele jednoparametryczne z generacją napięcia U_1 lub współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ są bardzo zbliżone do wyznaczonych trwałości wg modelu wieloparametrycznego i do wartości empirycznych trwałości.

4. Dużą zgodność i dokładność oszacowań trwałości warystorów, porównywalną z dokładnością uzyskiwaną z użyciem modeli symulacyjnych, zapewnia stosowanie analitycznego modelu dyskretnego niezawodności warystorów. Świadczy to o poprawności tego modelu i zasadności przyjętych w nim założeń upraszczających oraz zastosowanych przekształceń.
5. Istotne różnice występują między wynikami obliczeń otrzymanych z zastosowaniem analitycznego modelu ciągłego niezawodności warystorów ZnO, a wynikami opartymi na pozostałych modelach. Na podstawie modelu ciągłego otrzymujemy zawsze większe wartości oszacowań trwałości warystorów. Biorąc pod uwagę to, że rzeczywista niezawodność warystorów jest lepiej odwzorowywana przez modele symulacyjne oraz analityczny model dyskretny, rezultaty stosowania modelu ciągłego mogą być zawyżane w stosunku do wartości rzeczywistych.
6. Większa dokładność obliczeń realizowanych z użyciem modeli symulacyjnych jest okupiona dłuższym czasem ich wykonywania, jednak w dobie coraz to szybszych komputerów nie odgrywa to tak istotnej roli. Czasy obliczeń oscylują w granicach $1 \div 5$ min.
7. Prezentowane w pracy propozycje modeli niezawodności i odpowiadające im programy komputerowe zapewniają wystarczającą w praktyce dokładność oszacowań trwałości tych elementów, a różnice w wynikach obliczeń realizowanych z udziałem różnych modeli niezawodności nie dyskwalifikują praktycznej przydatności żadnego z nich, lecz jedynie uzależniają zakres ich zastosowań od rodzaju prowadzonych badań.
8. Wyniki uzyskiwane z symulacji opartej na modelu wieloparametrycznym mogą być przydatne w badaniach określających trwałość warystorów o największym stopniu dokładności. Pozostałe modele symulacyjne oraz analityczny model dyskretny mogą być również przydatne w badaniach określających trwałość gamma-beta procentową warystorów oraz w tworzeniu charakterystyk tej trwałości. Obliczenia wg modelu ciągłego mogą natomiast być użyteczne w badaniach kontrolnych, w których wymogi co do dokładności uzyskiwanych oszacowań są mniejsze oraz gdzie niezbędny jest tani i szybki sposób uzyskiwania wyników.

9. METODA PROGNOZOWANIA TRWAŁOŚCI WARYSTORÓW Z BIEŻĄCEJ PRODUKCJI

9.1. Procedura wyznaczania trwałości warystorów tlenkowych

Aby oszacować trwałość określonego typu warystorów tlenkowych w zależności od liczby, parametrów i częstości probierczych impulsów prądowych na jakie warystor może być narażony podczas swojej pracy należy:

- pobrać losowo ze zbioru warystorów tlenkowych danego typu, próbkę o określonej liczebności n , zapewniającej możliwość statystycznej oceny wyników badań oraz zachowania odpowiedniej dokładności wnioskowania statystycznego na przyjętym poziomie ufności β ;
- zmierzyć podstawowe parametry elektryczne próbki warystorów (napięcia U_{01} i U_1) przed zadaniem serii impulsów prądowych i na tej podstawie obliczyć wartości współczynników nieliniowości (wzór 5.9), a następnie wyznaczyć średnią początkową wartość tego współczynnika $\alpha_{0.1/1}(0)$ oraz początkowe wartości średnie napięć $U_{0.1}(0)$ i $U_1(0)$;
- wykonać serię pomiarów napięć $U_{0.1}(N)$ i $U_1(N)$ w stałych odstępach czasowych, tj. po zadaniu określonej stałej liczby impulsów prądowych o danych parametrach (kształcie 8/20 μs i danej amplitudzie) i wyznaczyć średnie wartości współczynnika nieliniowości w każdym z k -tych punktów pomiarowych $E[\alpha_{0.1/1}(N_k)]$ (wzór 6.29) lub średnie wartości napięć $E[U_{0.1}(N_k)]$ i $E[U_1(N_k)]$;
- dla kontrolowanych parametrów wyznaczyć odchylenia standardowe w każdym z k -tych punktów pomiarowych, tj. $D[\alpha_{0.1/1}(N_k)]$ (wzór 6.32), $D[U_{0.1}(N_k)]$ i $D[U_1(N_k)]$;
- stosując uogólniony model dyskretny niezawodności warystorów należy ze wzorów (6.15) i (6.16) wyznaczyć średnią wartość spadku współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ dla całej badanej próbki warystorów oraz obliczyć wartości odpowiednich estymatorów (wzory 6.21, 6.22) w celu wyznaczenia parametrów określających przebieg funkcji niezawodności $R(t)$ (wzór 6.13), a następnie oszacować na podstawie jej przebiegu, trwałości $T_{\gamma\beta}$ osiąganą przez część γ populacji warystorów na zadanym poziomie ufności β (rozdział 6.2);
- stosując uogólniony model ciągły niezawodności warystorów należy ze wzorów (6.30) i (6.31) wyznaczyć parametry prostych regresji, określających zmiany średnich wartości współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ w funkcji liczby probierczych impulsów prądowych (wzór 6.25) oraz zmiany odchylenia standardowego współczynników nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ (wzór 6.26), a następnie określić przebieg funkcji niezawodności (wzór 6.28), na którego podstawie można oszacować wskaźniki trwałości, w tym trwałość $T_{\gamma\beta}$ (rozdział 6.4);
- stosując symulacyjne modele niezawodności warystorów należy wyznaczyć parametry krzywych regresji zmian współczynników nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$ (wzór 6.25), napięć $U_{0.1}$ i U_1 (wzór 7.3) oraz parametry krzywych regresji ich

- odchyłeń standardowych w funkcji liczby probierczych impulsów prądowych (wzór 6.26) i (wzór 7.4), następnie oszacować wartości granicznie dopuszczalne $\alpha_{\min}$, $U_{01\min}$ i $U_{1\min}$ i po przeprowadzeniu symulacji procesu powstawania uszkodzeń wyznaczyć wartość trwałości $T_{\gamma\beta}$ (wzór 7.1).

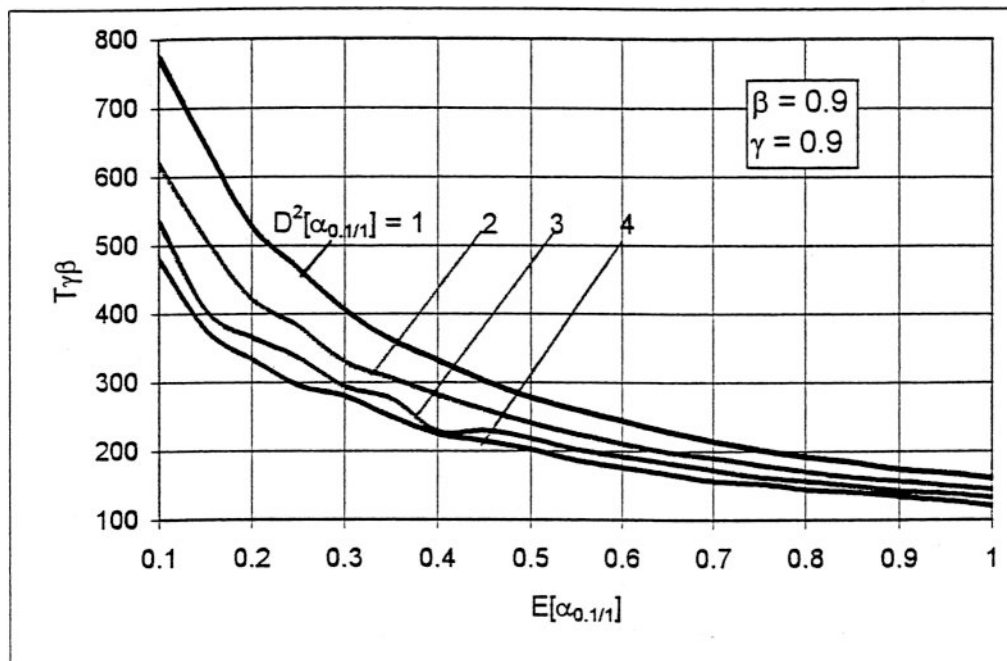
Wszystkie obliczenia parametrów krzywych regresji, parametrów funkcji niezawodności oraz wskaźników trwałości są realizowane za pomocą programów komputerowych Model1 i Model2 opisanych w punkcie 8.1 pracy.

9.2. Graficzna metoda szacowania trwałości $T_{\gamma\beta}$

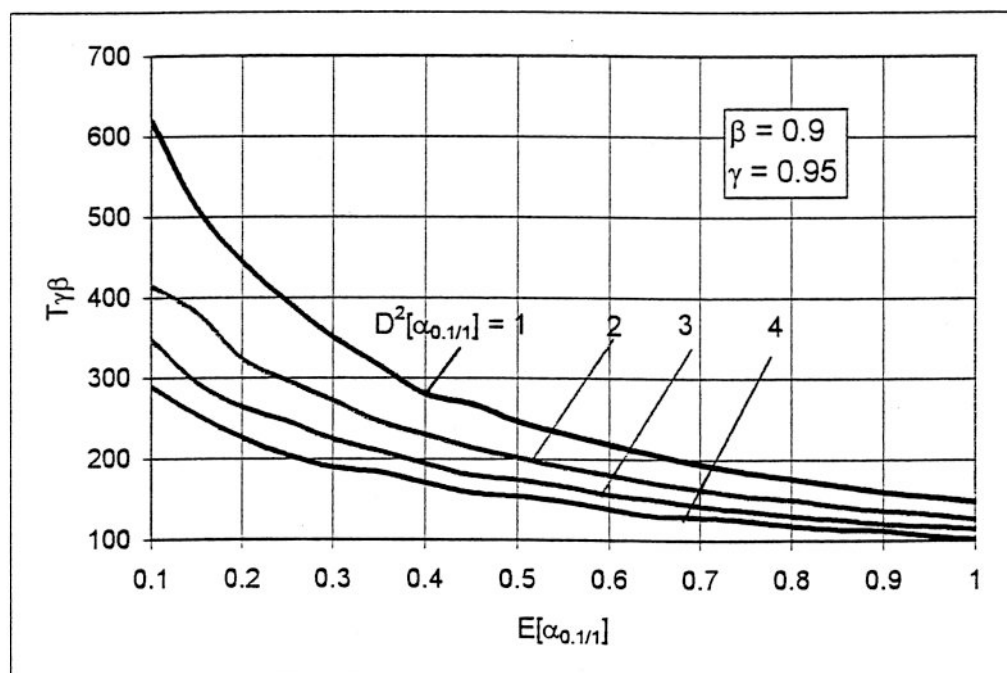
Analiza wyrażeń określających parametry funkcji niezawodności warystorów (rozdział 6.2) wykazuje, że jedynymi wielkościami zmiennymi są w nich momenty $E[\alpha_{0.1/1}]$ i $D^2[\alpha_{0.1/1}]$ rozkładów statystycznych współczynników $\alpha_{0.1/1}$, wyznaczone na podstawie skróconych badań laboratoryjnych. Dają one możliwość wyznaczenia charakterystyk trwałości $T_{\gamma\beta} = f \{E[\alpha_{0.1/1}], D^2[\alpha_{0.1/1}]\}$ odniesionych dla określonego typu warystorów, parametrów i częstotliwości impulsów prądowych używanych podczas badań oraz do określonej liczebności n próbki warystorów i liczby przedziałów pomiarowych.

Celowość opracowania katalogów z takimi charakterystykami i wprowadzenia ich do wymogów normalizacyjnych dotyczących badań i oceny trwałości warystorów jest uzasadniona niemal całkowitym wyeliminowaniem czasochłonnych obliczeń trwałości $T_{\gamma\beta}$. Raz opracowane katalogi tych charakterystyk umożliwiają wielokrotne szacowanie tego wskaźnika niezawodności dla różnych typów warystorów, na podstawie bezpośredniego odczytu jego wartości z charakterystyki $T_{\gamma\beta} = f \{E[\alpha_{0.1/1}], D^2[\alpha_{0.1/1}]\}$ w punkcie wyznaczonym przez momenty empirycznego rozkładu statystycznego parametru prognozującego trwałość warystorów. Warunkiem korzystania z tych charakterystyk jest wyznaczenie empirycznych rozkładów statystycznych parametrów prognozujących niezawodność warystorów w warunkach analogicznych do warunków wyznaczania charakterystyk katalogu.

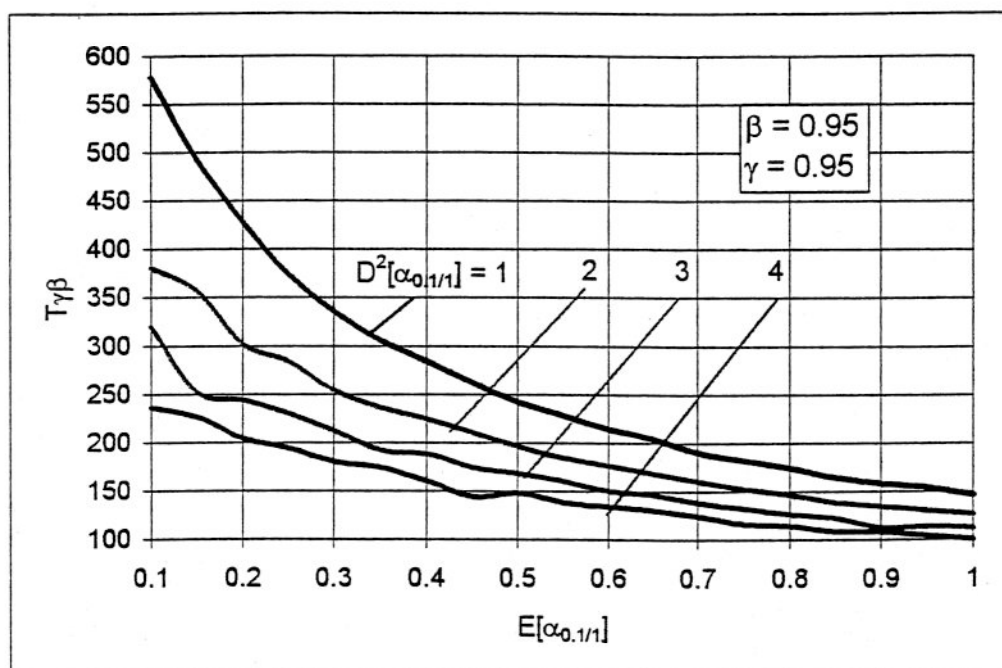
Na rysunkach 9.1 ÷ 9.4 przedstawiono przykładowe charakterystyki $T_{\gamma\beta} = f \{E[\alpha_{0.1/1}], D^2[\alpha_{0.1/1}]\}$ wyznaczone dla czterech różnych kombinacji poziomu ufności β i części γ populacji warystorów. Są one wyznaczone dla zmian wartości oczekiwanej $E[\alpha_{0.1/1}]$ od 0.1 do 1 i dla 4 wartości wariancji $D^2[\alpha_{0.1/1}]$. W przypadku braku przedstawienia charakterystyki odpowiadającej dokładnie wartościom wyznaczonych momentów rozkładu statystycznego zmian współczynnika nieliniowości $\alpha_{0.1/1}$, szukaną wartość trwałości $T_{\gamma\beta}$ można oszacować na podstawie ekstrapolacji do najbliższych charakterystyk sąsiednich lub podać przedział w jakim zawiera się trwałość gamma-beta procentowa warystorów.



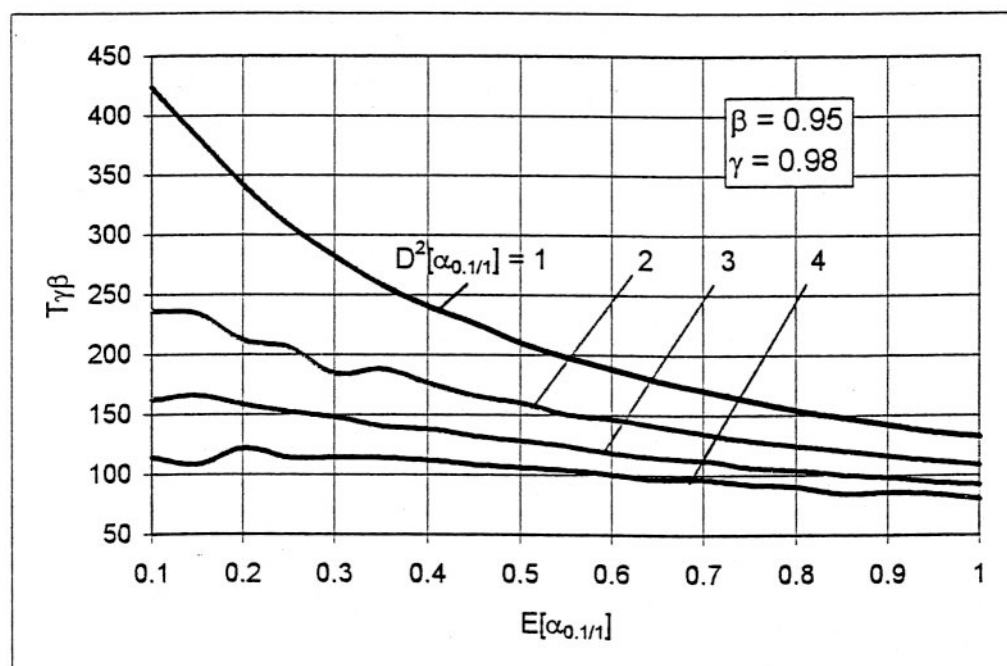
Rys. 9.1. Zależność trwałości $T_{\gamma\beta}$, którą z poziomem ufności $\beta = 0.9$ osiąga część $\gamma = 0.9$ warystorów w funkcji wartości oczekiwanej $E[\alpha_{0.1/1}]$ i wariancji $D^2[\alpha_{0.1/1}]$ rozkładu statystycznego zmian współczynnika nieliniowości



Rys. 9.2. Zależność trwałości $T_{\gamma\beta}$, którą z poziomem ufności $\beta = 0.9$ osiąga część $\gamma = 0.95$ warystorów w funkcji wartości oczekiwanej $E[\alpha_{0.1/1}]$ i wariancji $D^2[\alpha_{0.1/1}]$ rozkładu statystycznego zmian współczynnika nieliniowości



Rys. 9.3. Zależność trwałości $T_{\gamma\beta}$, którą z poziomem ufności $\beta = 0.95$ osiąga część $\gamma = 0.95$ warystorów w funkcji wartości oczekiwanej $E[\alpha_{0.1/1}]$ i wariancji $D^2[\alpha_{0.1/1}]$ rozkładu statystycznego zmian współczynnika nieliniowości



Rys. 9.4. Zależność trwałości $T_{\gamma\beta}$, którą z poziomem ufności $\beta = 0.95$ osiąga część $\gamma = 0.98$ warystorów w funkcji wartości oczekiwanej $E[\alpha_{0.1/1}]$ i wariancji $D^2[\alpha_{0.1/1}]$ rozkładu statystycznego zmian współczynnika nieliniowości

Uzyskiwana z zastosowaniem charakterystyk $T_{\gamma\beta} = f \{E[\alpha_{0.1/1}], D^2[\alpha_{0.1/1}]\}$ dokładność oszacowania trwałości $T_{\gamma\beta}$ warystorów jest w praktyce wystarczająca, w szczególności w badaniach kontrolnych trwałości warystorów z bieżącej produkcji, przy czym zależy ona od stopnia jednorodności jakości początkowej rozpatrywanej

populacji warystorów charakteryzowanego wartościami $E[\alpha_{0.1/1}]$ i $D^2[\alpha_{0.1/1}]$ i zwiększa się wraz ze wzrostem tego stopnia.

Z analizy przebiegów charakterystyk $T_{\gamma\beta}$ w funkcji momentów rozkładów statystycznych parametru prognozującego wynika, że trwałość ta zależy przede wszystkim od wartości oczekiwanej $E[\alpha_{0.1/1}]$ i maleje istotnie wraz z jej wzrostem. Nie do pominięcia jest jednak wartość wariancji $D^2[\alpha_{0.1/1}]$, która również warunkuje charakter przebiegu charakterystyk trwałości gamma-beta procentowej. Wzrost wartości wariancji wpływa wyraźnie na obniżenie charakterystyki trwałości, przy czym uzależnione to jest dodatkowo wartością γ , określającą wielkość części populacji warystorów, dla której oszacowana wartość trwałości jest gwarantowana na zadanym poziomie ufności β . Im współczynnik γ jest większy tym większe są różnice w przebiegach charakterystyk trwałości w zależności od wartości wariancji $D^2[\alpha_{0.1/1}]$ i wartości oczekiwanej $E[\alpha_{0.1/1}]$.

10. WNIOSKI KOŃCOWE

1. Dotychczasowe kryteria oceny i metody badań trwałości warystorów tlenkowych z bieżącej produkcji są mało precyzyjne i nie pozwalają na prawidłową oceną trwałości warystorów pracujących w warunkach występowania wielokrotnych przebiegów łączeniowych. Nie uwzględniają one ani wskaźników niezawodności właściwych dla tych elementów, ani też nie formułują procedur badań umożliwiających ich statystyczną ocenę.
2. Zasadnicze znaczenie dla prawidłowego doboru i prawidłowej eksploatacji warystorów i warystorowych ograniczników przepięć ma znajomość ich trwałości gamma-beta procentowej. Wskaźnik ten powinien zostać wprowadzony do przepisów normalizacyjnych dotyczących tych urządzeń i być konsekwentnie stosowany do określenia ich niezawodności. Wymaga to opracowania odpowiednich modeli niezawodności, zapewniających pożądaną dokładność i wiarygodność oszacowań trwałości oraz metod jej badania.
3. Analityczne (dyskretne i ciągłe) oraz symulacyjne (jedno i wieloparametryczne) modele matematyczno-fizyczne niezawodności warystorów, zaproponowane w pracy, określają w sposób właściwy i wystarczająco dokładny procesy powstawania uszkodzeń tych elementów.
4. Przedstawiona w pracy metoda prognozowania trwałości warystorów tlenkowych ZnO z bieżącej produkcji, oparta na opracowanych modelach niezawodności, jest przydatna do szacowania z zadaniem poziomem ufności przebiegów charakterystyk niezawodności oraz wartości wskaźników trwałości różnych typów warystorów tlenkowych niskiego napięcia na podstawie mało kosztownych, skróconych badań laboratoryjnych reprezentatywnych próbek warystorów pobranych losowo z ich bieżącej produkcji. Poszczególne warianty tej metody są dostosowane do różnych badań odbiorczych warystorów z bieżącej produkcji.
5. Zaproponowana w pracy metoda wyznaczania charakterystyk przedstawiających zależności trwałości gamma-beta procentowej od momentów rozkładów statystycznych parametrów prognozujących trwałość warystorów umożliwia opracowanie szczegółowych katalogów tych charakterystyk dla różnych typów warystorów i różnych warunków ich użytkowania. Charakterystyki takie umożliwią bezpośredni odczyt wartości $T_{\gamma\beta}$ dla określonego typu warystorów i warunków ich badań i są szczególnie przydatne w badaniach kontrolnych trwałości warystorów oraz do oceny jej zależności od wprowadzanych zmian materiałowo-technologicznych.
6. Opracowane programy komputerowe oparte o prezentowane w pracy modele niezawodności umożliwiają efektywną analizę kompleksową niezawodności warystorów ZnO. Charakteryzują się przejrzystą formą, łatwością rozbudowy

i modyfikacji, zapewniającą możliwość wprowadzania zmian oraz rozszerzenia o nowe opracowane modele niezawodności warystorów

7. Opracowana metoda oraz prezentowane w pracy modele niezawodności, a także rezultaty analiz teoretycznych oraz wyniki badań laboratoryjnych umożliwiają, oprócz prognozowania niezawodności i wyznaczania wskaźników trwałości warystorów, także w pełni świadome projektowanie i wytwarzanie warystorów i warystorowych ograniczników przepięć o określonych parametrach niezawodnościowych oraz ustalenie warunków eksploataowania i harmonogramów profilaktycznych przeglądów i wymiany zapewniających optymalne ich osiągi. Mogą być one również przydatne w dalszych pracach nad doskonaleniem technik ochrony od przepięć łączeniowych.

11. LITERATURA

- [1] Anderson E. : *Przepięcia wewnętrzne w sieciach średnich napięć i ich ograniczanie*. Polska Akademia Nauk Komitet Elektrotechniki, Warszawa, 1997.
- [2] Asokan T., Sivakumar P., Srinath M. : *Live Estimation of Zinc-Oxide Surge Arresters*. Fifth Intern. Symposium on High Voltage Engineering, Braunschweig VIII 1987.
- [3] Auleytner K. : *Właściwości warystorów z tlenków metali stosowanych w odgromnikach beziskiernikowych*. Wiadomości Elektrotechniczne Nr 1, 1995.
- [4] Auleytner K. : *Procesy elektryczne zachodzące na granicy ziaren ZnO w warystorach z tlenków metali*. Wiadomości Elektrotechniczne Nr 1, 1995.
- [5] Bai S., Tseng T. : *Degradation Phenomena Due to Impulse-Current in Zinc Oxide Varistors*. J. Am. Ceram. Soc. Vol. 78, No.10, 1995.
- [6] Baron B. : *Metody numeryczne*. Helion, Gliwice, 1995.
- [7] Bartosiewicz S. : *Metody ekonometryczne*. PWE, Warszawa, 1980.
- [8] Blatter G., Greuter F. : *Carrier Transport through Grain Boundaries in Semiconductors*. Phys. Review B, Vol. 33, No. 6, 1986.
- [9] Blatter G., Greuter F. : *Electrical Breakdown at Semiconductor Grain Boundaries*. Phys. Review B, Vol. 34, No. 12, 1986.
- [10] Bowen L., Avella F. : *Microstruktura, Electrical Properties and Failure Prediction in Low Clamping Voltage Zinc-Oxide Varistors*. J. Appl. Phys. Vol. 54, No. 5, 1983.
- [11] Dahlquist G., Björk A. : *Metody numeryczne*. PWN, Warszawa, 1983.
- [12] Dengler K., Feser K., Köhler W. : *Pulse-Degradation of MO-Arresters*. 9th Inter. Symposium on High Voltage Engineering, Graz, VIII 1995.
- [13] Dengler K., Feser K., Köhler W. : *AC-Charakteristics of MO-Arresters under Pulse-Stress*. Inter. Symposium on Electromagnetic Compatibility, IX Rzym, 1996.
- [14] Dengler K. : *Impulsalterung von Metalloxidableitern und ihre Überwachung im Betrieb*. Disertation, Universität Stuttgart, 1998.
- [15] Eda K. : *Conduction Mechanism of Non-Ohmic Zinc-Oxide Ceramics*. J. Appl. Phys., Vol. 49, 1978.
- [16] Eda K. : *Zinc Oxide Varistors*. IEEE Electrical Isolution Magazine, Vol. 5, No. 6, 1989.

- [17] Eda K., Iga A., Matsuoka M. : *Degradation Mechanism in Non-Ohmic Zinc Oxide Ceramics*. J. Appl. Phys. Vol. 51, No. 5, 1980.
- [18] Eda K. : *Discovery of ZnO Varistors and their Progress for the Two Decades-Progress in Fabrication Technology of Zinc-Oxide Varistors*. The Amer. Ceram. Soc. Vol. 3, Advances in Varistor Technology, 1989.
- [19] Fan S., Wang H., Xu Y. : *The Study of Degradation of High Energy ZnO Varistor under AC Bias*. The Amer. Ceram. Soc. Vol. 3, Advances in Varistor Technology, 1989.
- [20] Froncek F. : *Zastosowanie warystorów tlenkowych do ograniczania przepięć powstających w wyniku ucinania prądu w obwodach indukcyjnych*. Zeszyty Naukowe Politechniki Poznańskiej, Nr 33, 1986.
- [21] Froncek F. : *Methoden der Begrenzung von Überspannungen beim Schalten kleiner induktiver Ströme mit Vakuumschaltern*. Intern. Wiss. Koll. TH Ilmenau, 1986.
- [22] Froncek F. : *Przepięcia łączeniowe w obwodach zasilających silniki indukcyjne*. Przegląd Elektrotechniczny Nr 4, 1988.
- [23] Froncek F. : *Mechanizmy powstawania przepięć na odbiornikach indukcyjnych sterowanych łącznikami próżniowymi*. Przegląd Elektrotechniczny Nr 2, 1991
- [24] Furgał J. : *Analiza napięć uderowych na warystorach z tlenku cynku*. Materiały konferencyjne Matel-95, Łódź-Dobieszków 1995.
- [25] Gercbach I., Kordoński Ch. : *Modele niezawodnościowe obiektów technicznych*. WNT, Warszawa, 1968.
- [26] Greuter F., Blatter G., Rossinelli M. : *Conduction Mechanism in ZnO Varistors*. The Amer. Ceram. Soc. Vol. 3, Advances in Varistor Technology, 1989.
- [27] Greuter F., Perkins R., Rossinelli M., Schmuckle F. : *Der Metalloxid-Widerstand Kernelement moderner Überspannungsableiter*. ABB Technik 1/1989.
- [28] Gupta T., Carlson W. : *Barrier Voltage and its Effect on Stability of ZnO Varistor*. J. Appl. Phys. Vol. 53, No. 11, 1982.
- [29] Gupta T. : *Varistor Stability and its Relation to Trap Density*. The Amer. Ceram. Soc. Vol. 3, Advances in Varistor Technology, 1989.
- [30] Gupta T. : *Application of Zinc-Oxide Varistors*. J. Am. Society, No. 73, 1990.
- [31] Hayashi M., Haba M. : *Degradation Mechanism of Zinc-Oxide Varistors under DC Bias*. J. Appl. Phys. Vol. 53, No. 8, 1982.
- [32] Hozer L., Kozłowska H. : *Rozmieszczenie dodatków tlenkowych w tworzywie warystorowym na bazie ZnO*. Materiały Elektroniczne, Nr 1 (57), 1987.

- [33] Hozer L. : *Degradacja charakterystyki I-V warystorów z ZnO – nowy mechanizm*. Materiały Elektroniczne, Nr 4 (64), 1989.
- [34] Hozer L. : *Półprzewodnikowe materiały ceramiczne z aktywnymi granicami ziaren*. PWN, Warszawa 1990.
- [35] Hozer L. : *Interpretacja procesów degradacji parametrów elektrycznych tworzywa warystorowego na bazie ZnO w warunkach pracy*. Prace ITME, zeszyt 24.
- [36] Ieda M., Mizutani T., Suzuoki Y. : *Conduction and Degradation Mechanism of Zinc-Oxide Varistors*. Cigre Symposium, Vienna 1987.
- [37] Jaroszewski M. : *Wpływ wybranych narażeń na warystory beziskiernikowych ograniczników przepięć wywołanych oddziaływaniem zabrudzeń na osłonę ogranicznika*. Praca doktorska z Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii PWr, Wrocław, 1998.
- [38] Jaworski M., Klajn A., Wróblewski Z. : *Wpływ poprzecznego pola magnetycznego na próżniowy łuk łączeniowy niskiego napięcia*. Przegląd Elektrotechniczny, Nr 12/1996.
- [39] Jaworski M. i inni : *Badanie trwałości warystorów tlenkowych dla potrzeb optymalizacji ochrony urządzeń elektroenergetycznych od przepięć łączeniowych. Etap I*. Instytut Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, Raport SPR Nr 11/98, Wrocław 1998.
- [40] Jaworski M. i inni : *Wyniki badań laboratoryjnych przebiegów zmian wartości wytypowanych parametrów prognozujących trwałość warystorów ZnO*. Instytut Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, Raport SPR Nr 66/98, Wrocław 1998.
- [41] Jaworski M., Wróblewski Z. : *Badania trwałościowe ochronników przepięciowych w świetle przepisów normalizacyjnych*. Instytut Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, Raport SPR Nr 60/98, Wrocław 1998.
- [42] Jaworski M., Wróblewski Z. : *Badanie trwałości warystorów tlenkowych ZnO stosowanych w budowie ochronników od przepięć łączeniowych*. Materiały konferencyjne „Overvoltages in power, electronic and computer engineering”, Kowno, X 1998.
- [43] Katalog Pelelectric : *Warystory tlenkowe*. Wrocław.
- [44] Katalog : *SIOV Metalloxid-Varistoren*. Siemens Matsushita Components.
- [45] Katalog : *Metal-Oxide Varistors*. Harris Corporation, 1993.
- [46] Katalog Dehn+Söhne : *Ochrona odgromowa i ochrona przed przepięciami*. Inexim Sp. z o.o., Warszawa, 1996.

- [47] Kehl L., Feser K. : *Behaviour of Metal-Oxide Varistor under Steep Current Impulses*. 7th Intern. Symposium on High Voltage Engineering, Technische Universität Dresden, VIII 1991.
- [48] Knecht B., Menth A. : *Zinc-Oxide Based Non-Linear Resistance*. Brown Boveri Review 11, 1979.
- [49] Knobloch H. : *Eigenschaftveränderung von Metalloxid-Varistoren durch Betriebseinflüsse*. Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 1984.
- [50] Lafferty J. : *Vacuum arcs. Theory and application*. Interscience Publication, New York-Chichester-Brisbane-Toronto, 1980.
- [51] Lesiński S. : *Niezawodność łączników energoelektrycznych*. WNT, Warszawa 1983.
- [52] Levinson L., Philipp H. : *Evidence for Parallel Conduction Paths in ZnO Varistors*. The Amer. Ceram. Soc. Vol. 3, Advances in Varistor Technology, 1989.
- [53] Mahan G., Levinson L., Philipp H. : *Theory of Conduction in ZnO Varistors*. J. Appl. Phys. Vol. 50, 1979.
- [54] Markiewicz H. : *Aparaty Elektryczne*. PWN, Warszawa, 1989.
- [55] Migdalski J. : *Inżynieria niezawodności*. ATR Bydgoszcz, ZETOM Warszawa, 1992.
- [56] Migishi T., Maede K., Takahashi K., Yamazuki T. : *Effects of Dopands on the Characteristic of ZnO Varistors*. Hitachi Research Lab. Hitachi Ltd.
- [57] Mikli N., Wiseman G. : *Metalloxid-Überspannungsableiter mit Kunststoffgehäuse* Elkrtrizitätswirtschaft Heft 7, 1993.
- [58] Nawata M., Kawamura H., Kanematsu A. : *Studies on Degradation Mechanism of Zinc-Oxide Ceramics Varistor by Thermally Stimulated Current*. The Amer. Ceram. Soc. Vol. 3, Advances in Varistor Technology, 1989.
- [59] Noack F., Schmidt F. : *Untersuchungen zur Alterung von Niederspannungs-Varistoren durch Impulsbelastungen*. Elektrie, Berlin 50, Nr 4/5/6/7/8, 1996.
- [60] Noack F., Schmidt F., Brocke R., Gohlsch Th. : *Kenngößen von Niederspannungs-Varistoren nach Impulsbelastungen*. TU Ilmenau, 1996.
- [61] Pike G.E. : *Semiconductor Grain Boundary Admittance*. Theory. Phys. Review B., Vol. 30, 1984.
- [62] PN-IEC 99-1:1991 *Iskiernikowe zaworowe ograniczniki przepięć do sieci napięcia przemiennego*.

- [63] PN-IEC 99-4:1991 *Beziskiernikowe zaworowe ograniczniki przepięć z tlenków metali do sieci prądu przemiennego*.
- [64] PN-77/N-04005 *Niezawodność w technice. Wskaźniki niezawodności*.
- [65] PN-79/N-04031 *Niezawodność w technice. Estymacja wskaźników niezawodności*.
- [66] Podgórski J. : *Statystyka z komputerem. Statgraphics wersja 5 i 6*. Zakład Nauczania Informatyki MIKOM, Warszawa, 1995.
- [67] Pytel W. : *Warystory tlenkowe*. Wiadomości Elektrotechniczne, Nr 1-2, 1998.
- [68] Pytel J., Rosołowski E. : *Dobór warystorów tlenkowych do ochrony przed skutkami przepięć komutacyjnych*. Przegląd Elektrotechniczny Nr 12, 1994.
- [69] Qiu D. : *Verhalten des Metalloxid-Ableiters im Hochspannungsnetz bei steilen Impulsen*. Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik der Universität Stuttgart, 1993.
- [70] Rossineli M., Blatter G., Greuter F. : *Grain Boundary Properties of ZnO Varistors*. BB-Research Center, Ceramic Proceedings 36, 1985.
- [71] Ruixia L., Peiying W. : *A new Method of Manufacturing ZnO Varistors*. The Amer. Ceram. Soc. Vol. 3, Advances in Varistor Technology, 1989.
- [72] Sato K., Takada Y. : *Mechanism of Degradation in Leakage Currents Through ZnO Varistors*. J. Appl. Phys. Vol. 53, No. 12, 1982.
- [73] Sowa A. : *Ochrona odgromowa i przeciwprzepięciowa*. Kielce, 1998.
- [74] Szeloch R. : *Statystyczne i termiczne problemy niezawodności elementów elektronicznych*. Instytut Technologii Elektronowej Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 1997.
- [75] Waitschat H. : *Verfahren zur Beurteilung des Betriebszustandes von Metalloxid-Varistoren*. Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 1989.
- [76] Woynarowski Z. : *Warystory tlenkowe*. Wiadomości Elektrotechniczne, Nr 4, 1982.
- [77] Wróblewski Z. : *Wielowariantowa metoda prognozowania niezawodności styczników elektromagnetycznych prądu przemiennego z bieżącej produkcji*. Prace Naukowe Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej. Seria Monografie, Wrocław, 1988.
- [78] Wróblewski Z., Klajn A. : *Właściwości przepięciowe krajowych styczników próżniowych typu HSV-7*. Wiadomości Elektrotechniczne Nr 8, 1991.

- [79] Wróblewski Z. : *Przepięcia łączeniowe w obwodach indukcyjnych z łącznikami próżniowymi oraz sposoby ich ograniczania*. Przegląd Elektrotechniczny Nr 5, 1991.
- [80] Wróblewski Z. : *Wyznaczanie trwałości gammaprocentowej styczników na podstawie wyników skróconych badań laboratoryjnych*. Instytut Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, Raport SPR Nr 41/95, Wrocław 1995.
- [81] Wróblewski Z., Jaworski M. : *Wyniki badań trwałości wybranych typów warystorów tlenkowych ZnO*. Instytut Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, Raport SPR Nr 27/96, Wrocław 1996.
- [82] Wróblewski Z., Jaworski M. : *Analiza wyników badań trwałości warystorów tlenkowych ZnO w świetle krajowych i zagranicznych wymogów normalizacyjnych*. Instytut Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, Raport SPR Nr 6/97, Wrocław 1997.
- [83] Wróblewski Z., Jaworski M. : *Badanie wybranych parametrów warystorów tlenkowych dla celów opracowania metody szacowania trwałości tych warystorów*. Instytut Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, Raport SPR Nr 22/97, Wrocław 1997.
- [84] Wróblewski Z., Jaworski M. : *Symulacja cyfrowa trwałości warystorów tlenkowych*. Materiały konferencyjne „Elektroenergetyka dziś i jutro”, Szklarska Poręba, XI 1997.

