**Krzysztof ZYMMER** – "*Zagrożenia zwarciowe i przetężeniowe półprzewodnikowych przyrządów energoelektronicznych*"

**STRESZCZENIE**

*Praca niniejsza obejmuje zagadnienia dotyczące:*

- *wytrzymałości zwarciowej przyrządów energoelektronicznych;*
- *wytrzymałości eksplozyjnej obudów tych przyrządów;*
- *doboru przyrządów półprzewodnikowych do warunków zwarciowych występujących w przekształtnikach energoelektronicznych dużej mocy.*

*W rozdziale drugim omówiono zagadnienia związane z wyznaczaniem ustalonej rezystancji cieplnej i przejściowej impedancji cieplnej przyrządów energoelektronicznych w sposób obliczeniowy i eksperymentalny. Przedstawiono przykład określania tych parametrów dla konkretnego przyrządu energoelektronicznego. W oparciu o opracowany program komputerowy przeprowadzono obliczenia temperatury struktury krzemowej przyrządu energoelektronicznego przy obciążeniu impulsami prądowymi o różnym czasie trwania i zmiennej amplitudzie. Wyniki obliczeń zweryfikowane zostały eksperymentalnie.*

*W rozdziale trzecim przeprowadzono obliczenia prądu zwarcia symetrycznego w układzie trójfazowym mostkowym. Obliczenia wykazały, iż impulsy prądu zwarcia w gałęzi mostka z przyrządem półprzewodnikowym mogą zmieniać wartości szczytowe i czas trwania w czasie jednego cyklu zwarciowego. Stwarza to trudności przy doborze diod i tyrystorów do tych warunków gdyż odpowiednie dane deklarowane przez wytwórców dotyczą półsinusoidalnych impulsów prądowych o stałej wartości szczytowej i czasie trwania 10 milisekund.*

*W rozdziale czwartym omówiono mechanizmy uszkodzeń diod i tyrystorów powodowane nadmiernym prądem zwarcia. Przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych, które wykazały, że występują różne mechanizmy uszkodzeń tych przyrządów charakterystyczne dla warunków przed wystąpieniem zwarcia określonych napięciem wstecznym i temperaturą. Wprowadzono do obliczeń zwarciowych przekształtników temperaturę struktury krzemowej jako kryterium doboru diod i tyrystorów do tych warunków występujących w przekształtnikach. Zaproponowano eksperymentalny sposób wyznaczania deklarowanej przeciążalności prądowej (metoda prób niszczących) jako najbardziej wiarygodny. Uwzględnia on bowiem czynniki technologiczne, materiałowe i wykonawcze trudne do ujęcia w metodach obliczeniowych.*

*Rozdział piąty obejmuje wyniki badań eksperymentalnych wytrzymałości eksplozyjnej diod i tyrystorów o obudowie tradycyjnej (pastylkowej i wkręcanej) oraz tranzystorów o obudowie modułowej z tworzywa sztucznego. Badania wykazały, że eksplozja obudowy wywołana nadmiernym prądem zwarcia występuje przy kilkakrotnie mniejszym prądzie w przyrządzie o obudowie modułowej niż w odpowiednim przyrządzie o obudowie tradycyjnej. Podane zostały wyznaczone doświadczalnie wartości prądu, energii i całki $i^2t$ powodujące eksplozję obudowy. Oceniono iż najbardziej miarodajnym czynnikiem określającym wytrzymałość eksplozyjną przyrządów energoelektronicznych jest energia wydzielana w przyrządzie w wyniku prądu zwarcia. Ponieważ energia ta nie daje się obliczyć na podstawie parametrów obwodu zwarcia w danym przekształtniku, do oceny zagrożeń eksplozyjnych przyrządów w układach energoelektronicznych wykorzystana została całka $i^2t$. Przeprowadzone zostały obliczenia tej wartości dla przypadków zwarć w prostowniku dużej mocy i falowniku napięcia.*

*W rozdziale szóstym, na podstawie opracowanych w poprzednich rozdziałach sposobów obliczeń, dokonano weryfikacji doboru diod prostownika dużej mocy, do warunków zwarciowych. Prostownik ten opracowany i wykonany w Instytucie Elektrotechniki wprowadzony został do eksploatacji na podstacji zasilającej sieć trakcyjną linii szybkiego ruchu.*

# 1. WSTĘP

Problematyka zagrożeń półprzewodnikowych przyrządów energoelektronicznych (diod, tranzystorów, tyrystorów) występujących w ich eksploatacji należy do istotnych zagadnień projektowych i eksploatacyjnych w energoelektronice. W szczególności są to zagrożenia wywołane głównie przetężeniami i zwarciami powstającymi w pracy układów przekształtnikowych. Zagrożenia te powodowane są zarówno nieprawidłowym doborem samych przyrządów jak i wadliwym działaniem systemów zabezpieczeń, ponadto także degradacją charakterystyk prądowo-napięciowych przyrządów w funkcji czasu ich eksploatacji.

Firmy produkujące przyrządy energoelektroniczne deklarują określone parametry (na przykład: klasę napięciową, krótkotrwały prąd przeciążeniowy i dopuszczalną temperaturę złącza), które nie powinny być przekraczane podczas eksploatacji. Spełnienie wymagań stawianych przez wytwórcę zmniejsza wprawdzie prawdopodobieństwo uszkodzeń tych przyrządów, jednakże nie gwarantuje ich całkowitego wyeliminowania. I tak przyczyną uszkodzeń półprzewodnikowych przyrządów mocy są między innymi: pogorszenie klasy napięciowej z upływem czasu eksploatacji oraz odmienność przebiegów czasowych napięć i prądów od przebiegów idealizowanych (przyjmowanych przy próbach wyrobu), losowo występujące zwarcia i brak odpowiednich zabezpieczeń. Należy podkreślić, że powszechnie zalecane i stosowane w praktyce bezpieczniki topikowe obejmują na ogół ograniczony obszar maksymalnych wartości prądów, na przykład do 1000 A. Wynika to stąd, że przy bardzo dużych prądach i napięciach koszt bezpiecznika jest zbliżony do kosztu zabezpieczanego przyrządu. Ponadto bierze się również pod uwagę możliwość eksplozji bezpieczników, które prowadzą do uszkodzeń wyposażenia elektronicznego przekształtnika. Problematyce zagrożeń i awaryjności przyrządów energoelektronicznych dużej mocy poświęca się mało miejsca w literaturze światowej. Można tu wspomnieć o kilku znanych autorowi pozycjach poświęconych tej tematyce [17, 18, 20, 21, 23, 24, 25, 26, 58, 59]. Wyniki badań uszkodzeń i zagrożeń półprzewodnikowych przyrządów mocy występujących podczas ich eksploatacji stanowią tajemnicę wytwórców i nie są publikowane.

Należy podkreślić, że tematyką tą od około trzydziestu lat zajmuje się zespół pracowników naukowo-badawczych w Zakładzie Przekształtników Mocy Instytutu Elektrotechniki w Warszawie-Międzylesiu z wiodącym udziałem i pod kierunkiem autora. Wyniki prowadzonych prac badawczych wchodzących w zakres tej problematyki były publikowane w licznych artykułach naukowych,

materiałach konferencji międzynarodowych i krajowych oraz w wydawnictwach książkowych [p. poz. 4, 5 19, 30 ÷ 57 i 61, 62, 64 ÷ 69]. Publikowane prace obejmują w przeważającej mierze wyniki eksperymentalne.

Niniejsza rozprawa jest podsumowaniem i uogólnieniem wieloletnich prac badawczych i eksperymentalnych (laboratoryjnych i przemysłowych) prowadzonych pod kierunkiem i z istotnym udziałem autora. Autor rozprawy kierował ponadto i brał udział w opracowaniu i wdrożeniu do eksploatacji układów napędowych prądu przemiennego dużej mocy zasilanych z przekształtników energoelektronicznych, nagrzewnic indukcyjnych i prostowników zasilających trakcję miejską oraz kolejową. Wieloletni okres eksploatacji tych urządzeń pozwolił na zebranie i ocenę wyników uszkodzeń półprzewodnikowych przyrządów mocy. Umożliwiło to przygotowanie niniejszej publikacji.

Autor wykorzystał w niej również wyniki badań prototypowych serii przyrządów energoelektronicznych wytwarzanych przez krajowego producenta tych przyrządów (Zakłady LAMINA). Serie te były wykonywane na podstawie zakupionych licencji, jak również opracowań własnych.

Realizacja tych prac była bardzo pracochłonna, wymagała zaangażowania dużych środków materialnych jak również udziału zespołu pracowników naukowo-badawczych. Dlatego też publikowane prace są współautorskie, jednakże z istotnym udziałem autora (inspirowanie prac, kierownictwo i prowadzenie badań eksperymentalnych oraz interpretacje wyników).

Praca składa się z siedmiu rozdziałów. Rozdział 1 – Wstęp

Rozdział 2 poświęcony jest modelom cieplnym tworzonym z wykorzystaniem metod Cauera i Fostera.

W rozdziale 3 przeprowadzono analizy prądów zwarciowych w reprezentatywnym prostowniku trójfazowym mostkowym.

Główne przyczyny uszkodzeń diod i tyrystorów powodowanych nadmiernym prądem wyjaśniono w rozdziale 4. W rozdziale tym zaproponowano i uzasadniono sposób wyznaczania dopuszczalnej przeciążalności prądowej tych przyrządów.

Rozdział 5 poświęcony jest problematyce wytrzymałości eksplozyjnej przyrządów energoelektronicznych o różnych rodzajach obudowy oraz zagrożeniom eksplozyjnym występującym w przekształtnikach.

Uzyskane wyniki i zebrane doświadczenia pozwoliły na przedstawienie w rozdziale 6 metodyki doboru przyrządów energoelektronicznych do przekształtników dużej mocy na przykładzie zespołu prostownikowego zasilającego sieć trakcyjną PKP o napięciu 3,3 kV.

Rozdział 7 zawiera krótkie podsumowanie wyników rozprawy.

Do najważniejszych celów pracy można zdaniem autora zaliczyć:

- Określenie na podstawie wyników badań eksperymentalnych, rodzajów uszkodzeń diod i tyrystorów wywołanych nadmiernym prądem przecią-

żeniowym – przy różnych warunkach początkowych jak temperatura i napięcie wsteczne.
- Zaproponowanie i wprowadzenie do praktyki eksperymentalnej metody wyznaczania dopuszczalnej przeciążalności prądowej diod i tyrystorów.
- Wyznaczenie wytrzymałości eksplozyjnej przyrządów energoelektronicznych o różnych rodzajach obudowy i określenie zagrożeń w tym zakresie występujących w przypadku zwarć wewnętrznych w przekształtnikach dużej mocy. Zaproponowanie sposobu określania tych zagrożeń.
- Opracowanie metodyki doboru diod i tyrystorów do warunków zwarciowych dla prądów o dowolnym przebiegu czasowym i zastosowanie tej metodyki do projektowania układów energoelektronicznych dużej mocy a zwłaszcza zespołów prostownikowych przeznaczonych do układów zasilania trakcji kolejowej i miejskiej.
- Określenie zagrożeń powodujących zwarcia wewnętrzne w przekształtnikach, zaproponowanie środków przeciwdziałania tym stanom oraz sposobów ochrony przed skutkami w przypadku ich wystąpienia.

Uzyskane wyniki mają zarówno znaczenie poznawcze, jak i aplikacyjne (w fazie projektowania). Autor chciałby pokreślić, że przygotowanie rozprawy było możliwe dzięki wieloletnim pracom badawczym zespołu. Autor składa gorące podziękowania współpracownikom za udział w pracy i dyskusje merytoryczne, które przyczyniły się do realizacji rozprawy, a w szczególności p. p. Stefanowi Januszewskiemu, Eugeniuszowi Korzyckiemu, Stanisławowi Sakowiczowi i Henrykowi Świątkowi.

# 2. MODEL CIEPLNY PRZYRZĄDU ENERGOELEKTRONICZNEGO

Przyrząd energoelektroniczny (dioda, tyrystor, tranzystor) jest złożonym układem mechanicznym – składającym się z szeregu elementów o różnych własnościach fizycznych materiałów konstrukcyjnych, w tym również o różnej przewodności cieplnej. W literaturze [3.10] podawane są na ogół uproszczone, trójczłonowe lub czteroczłonowe, modele cieplne w dwóch wersjach. Model drabinkowy (Cauera) – rys.2.1a) w postaci szeregowo-równoległego połączenia rezystancji i pojemności cieplnych poszczególnych elementów konstrukcyjnych

przyrządu oraz model (Fostera) – rys.2.1.b), który uzyskuje się drogą obliczeń na podstawie parametrów modelu Cauera. Model cieplny przyrządu półprzewodnikowego wykorzystuje analogie przepływu energii cieplnej i elektrycznej [12]. Jeżeli przez $Q$ oznaczyć ilość ciepła wydzieloną w czasie $t$, to przyjmuje się analogię następujących wielkości: iloraz $Q/t$ równy stratom mocy $\Delta P$ w przyrządzie jest analogią prądu elektrycznego, rezystancja cieplna $R_{\mathrm{th}}$ – rezystancji elektrycznej $R$, pojemność cieplna $C_{\mathrm{th}}$ – pojemności elektrycznej $C$, a temperatura $T(t)$ – napięciu $u(t)$. Przepływ strumienia cieplnego można przedstawić w układzie analogicznym do układu elektrycznego z rys.2.2. W stanie ustalonym, przy stałym przepływie strumienia ciepła ($\Delta P$), przyrost temperatury $T_{\mathrm{i}} - T_{\mathrm{o}}$ w wybranym punkcie i jest równy iloczynowi strumienia ciepła i sumy rezystancji cieplnych

$$T_{\mathrm{i}} - T_{\mathrm{o}} = \Delta P \left( R_{\mathrm{th1}} + R_{\mathrm{th2}} + \ldots + R_{\mathrm{thi}} \right) \tag{2.1}$$

Jeżeli straty mocy w przyrządzie, a więc i strumień ciepła, zmieniają się w czasie, to przyrosty temperatur również się zmieniają, gdyż są one uwarunkowane impedancją cieplną $Z_{\mathrm{th}}$. Na podstawie schematu zastępczego z rys.2.1b) impedancję dla dowolnego członu układu cieplnego można wyznaczyć ze wzoru:

$$Z_{\mathrm{thzi}} = R_{\mathrm{thzi}} \left[ 1 - \exp\left( -\frac{t}{\tau_{\mathrm{zi}}} \right) \right] \tag{2.2}$$

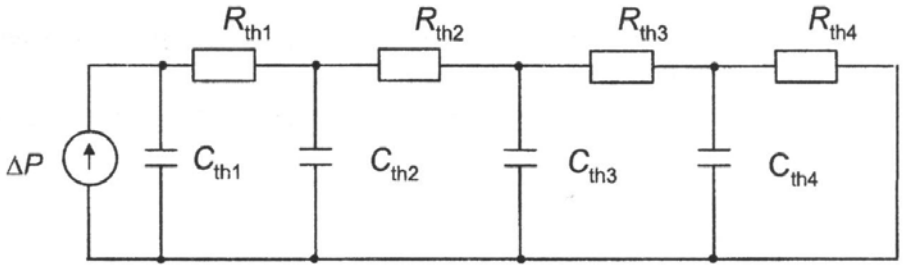
gdzie $\tau_{\mathrm{zi}} = R_{\mathrm{thzi}} \cdot C_{\mathrm{thzi}}$.

Przyrosty temperatury są w tym przypadku określone są zależnością

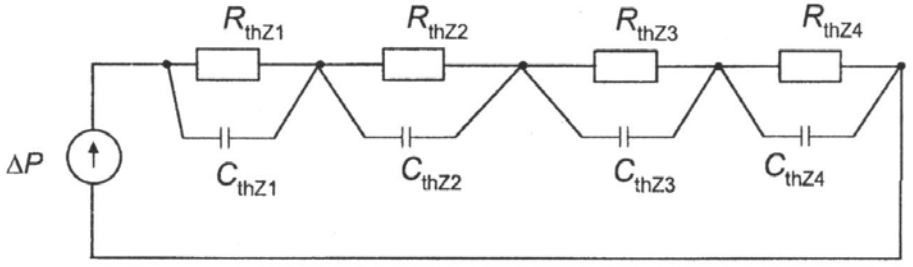
$$T_{\mathrm{i}} - T_{\mathrm{o}} = \Delta P \left( t \right) \left( Z_{\mathrm{thz1}} + Z_{\mathrm{thz2}} + \ldots + Z_{\mathrm{thzi}} \right) \tag{2.3}$$

Impedancja cieplna przyrządu oprócz postaci wyrażonej zależnością (2.2) jest prezentowana również w postaci graficznej $Z_{\mathrm{th}}(t)$ (rys.2.3). Krzywa ta jest najczęściej uzyskiwana w drodze symulacji komputerowej przeprowadzonej dla schematu zastępczego z rys.2.1a) z przyjęciem przytoczonych analogii oraz przy założeniu, że $Z_{\mathrm{th}}(t)$ odpowiada $u(t)$ przy wymuszeniu jednostkowym 1 A.

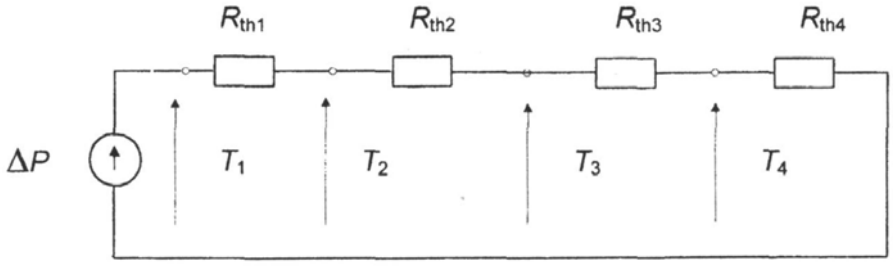
a)




b)




**Rys.2.1. Modele cieplne półprzewodnikowego przyrządu mocy:**
a) model drabinkowy wg.Cauera, b) model wg. Fostera.




**Rys.2.2. Uproszczony model cieplny przyrządu półprzewodnikowego w stanie ustalonym.**

Zależność $Z_{\text{th}}(t)$ przyrządu energoelektronicznego uzyskuje się również na podstawie badań eksperymentalnych wykonywanych na przyrządzie podczas jego stygnięcia, po nagrzaniu stratą mocy $\Delta P$ do ustalonej temperatury struktury półprzewodnikowej $T_{\text{j}}$. Impedancja termiczna przyrządu określona jest wtedy zależnością:

$$Z_{\text{th}}(t) = \frac{\Delta T_{\text{j–c}} - \Delta T'_{\text{j–c}}}{\Delta P} \tag{2.4}$$

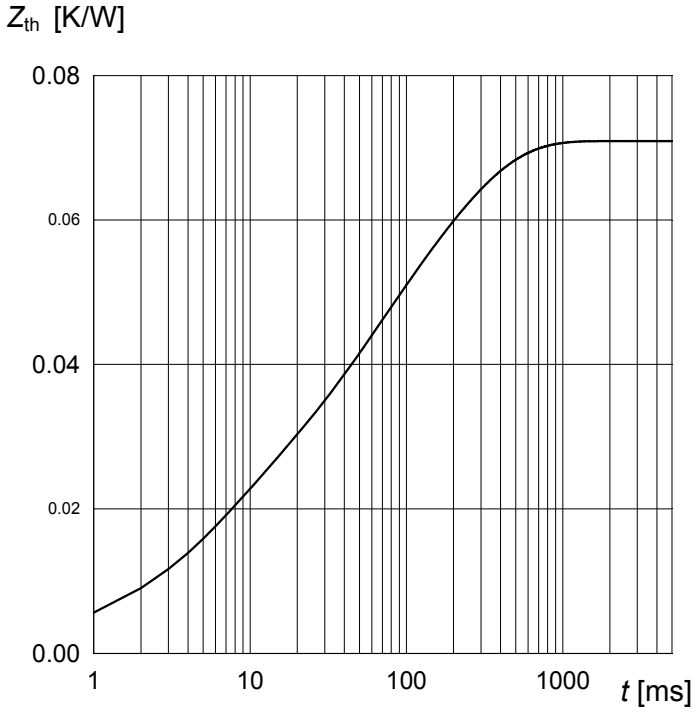
przy czym:

$\Delta T_{\text{j-c}}$ – przyrost temperatury struktury w stosunku do obudowy w ustalonym stanie cieplnym,

$\Delta T'_{\text{j-c}}$ – różnica temperatur między strukturą a obudową wyznaczona w czasie $t'$ przy stygnięciu,

$\Delta P$ – strata mocy wydzielana w przyrządzie w stanie cieplnie ustalonym.

Przez rozkład wyznaczonej eksperymentalnie zależności $Z_{\text{th}}(t)$ na sumę funkcji wykładniczych można uzyskać parametry $R_{\text{thz}}$ i $C_{\text{thz}}$ członów modelu cieplnego przyrządu według Fostera, a więc przedstawić tą funkcję w postaci zależności matematycznej (2.2).




**Rys.2.3. Przykładowy przebieg przejściowej impedancji cieplnej przyrządu energoelektronicznego w funkcji czasu.**

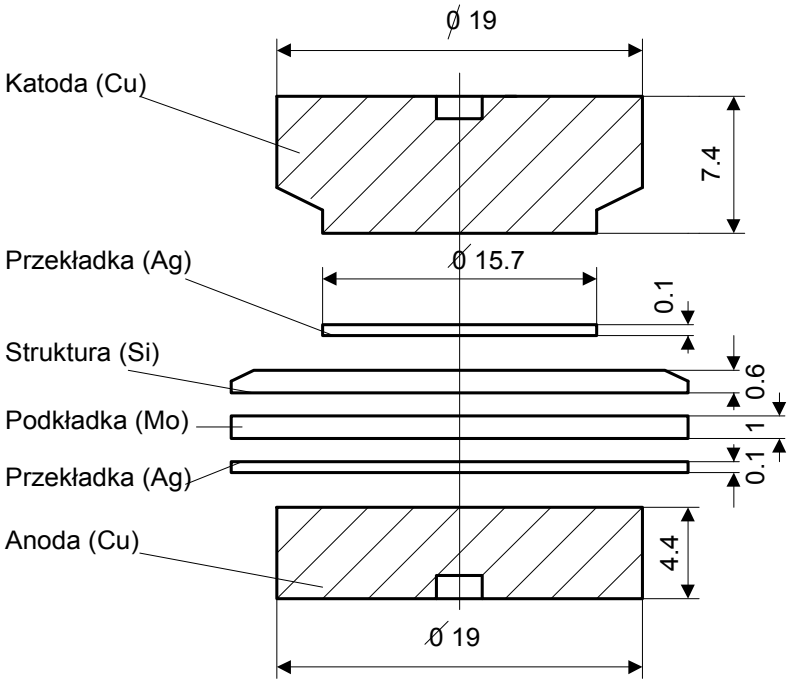
Wyprowadzenie uogólnionego modelu cieplnego dla wszystkich przyrządów energoelektronicznych jest niemożliwe. Dlatego też w pracy przedstawiono model cieplny (Cauera) diody prostowniczej wyznaczony przy uwzględnieniu wymiarów i parametrów fizycznych elementów konstrukcyjnych uzyskanych od wytwórcy przyrządu oraz w [15, 16]. Przedstawiona została także metoda uzyskiwania modelu cieplnego (Fostera) na podstawie przeliczeń (parametrów modelu Cauera) oraz sposób wyznaczania danych tego modelu

przy wykorzystaniu wyników pomiarów przeprowadzonych przez autora na diodzie półprzewodnikowej.

Przedstawiona metoda może być wykorzystywana przy określaniu parametrów cieplnych innych rodzajów i typów przyrządów energoelektronicznych (tranzystorów i tyrystorów).

## 2.1. Model cieplny – według Cauera

Konstrukcja diody z podaniem wymiarów poszczególnych jej elementów została przedstawiona na rys.2.4. W tabeli 2.1 zestawiono obliczone [2] dane wyjściowe elementów konstrukcyjnych przyrządu, a w tabeli 2.2 rezystancje przejścia pomiędzy tymi elementami.




**Rys.2.4. Dioda o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 300 A – elementy konstrukcji.**

Na podstawie tych danych opracowano schemat szeregowo-równoległy (obejmujący pojemności i rezystancje cieplne poszczególnych elementów konstrukcyjnych) diody półprzewodnikowej, który przedstawiono na rys.2.5; wartości rezystancji i pojemności poszczególnych członów modelu podane są w tabeli 2.3. Schemat ten stanowiący model cieplny Cauera pozwala wyznaczyć ustaloną rezystancję i przejściową impedancję cieplną przyrządu.

**TABELA 2.1**
Zestawienie parametrów elementów konstrukcyjnych diody prostowniczej o prądzie 300 A (rys.2.4).

| Nazwa elementu konstrukcyjnego | Parametry elementu konstrukcyjnego | Wartość parametru | Uwagi |
|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 |
| Struktura krzemowa, parametry w temperaturze 463 K (190°C) | grubość płytki | $l_{(Si)} = 0{,}6$ mm | |
| | średnica płytki od strony anody | $\varphi_1 = 15{,}7$ mm | |
| | średnica płytki od strony katody | $\varphi_2 = 19$ mm | |
| | średnica uśredniona przyjęta do obliczeń pojemności cieplnej | $\varphi_3 = 17$ mm | $S_{(Si)}$ – powierzchnia płytki krzemowej |
| | gęstość krzemu | $\delta_{(Si)} = 2{,}33$ g/cm$^3$ | dane co do parametrów krzemu w temperaturze 463 K (190°C) uzyskano od producenta przyrządów |
| | przewodność cieplna krzemu | $\lambda_{(Si)} = 0{,}83$ W/(cm · K) | |
| | pojemność cieplna właściwa krzemu | $C_{W(Si)} = 2{,}1$ (W · s)/(cm$^3$ · K) | |
| | rezystancja cieplna płytki krzemowej | $R_{th(Si)} = 0{,}0373$ K/W | obliczona z zależności $R_{th(Si)} = \frac{l_{(Si)}}{\lambda_{(Si)} \cdot S_{(Si)}}$ |
| | pojemność cieplna płytki krzemowej | $C_{th(Si)} = 0{,}286$ (W · s)/K | obliczona z zależności $C_{th(Si)} = l_{(Si)} \cdot S_{(Si)} \cdot C_{w(Si)}$ |
| Płytka molibdenowa parametry w temperaturze 373 K (100°C) | grubość płytki | $l_{(Mo)} = 1$ mm | |
| | średnica płytki do wyliczenia rezystancji cieplnej | $\varphi_1 = 15{,}7$ mm | |
| | średnica płytki do wyliczenia pojemności cieplnej | $\varphi_2 = 17$ mm | |
| | gęstość molibdenu | $\delta_{(Mo)} = 10{,}2$ g/cm$^3$ | Dane z [15, 16] |
| | przewodność cieplna właściwa | $\lambda_{(Mo)} = 1{,}19$ W/(cm · K) | |
| | pojemność cieplna właściwa | $C_{W(Mo)} = 2{,}64$ (W · s)/(cm$^3$ · K) | |

| 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|
| | rezystancja cieplna płytki | $R_{th(Mo)} = 0{,}0434$ K/W | według zależności jak dla płytki krzemowej |
| | pojemność cieplna płytki | $C_{th(Mo)} = 0{,}599\ (W \cdot s)/K$ | |
| Przekładka srebrna parametry w temperaturze 373 K (100°C) | grubość | $l_{(Ag)} = 0{,}1$ mm | |
| | średnica | $\varphi_{(Ag)} = 17$ mm | |
| | gęstość srebra | $\delta_{(Ag)} = 10{,}5$ g/cm$^3$ | |
| | przewodność cieplna właściwa | $\lambda_{(Ag)} = 3{,}91\ W/(cm \cdot K)$ | Dane z [15, 16] |
| | pojemność cieplna właściwa | $C_{W(Ag)} = 2{,}5\ (W \cdot s)/(cm^3 \cdot K)$ | |
| | rezystancja cieplna przekładki | $R_{th(Ag)} = 0{,}0013$ K/W | według zależności jak dla płytki krzemowej |
| | pojemność cieplna płytki | $C_{th(Ag)} = 0{,}057\ (W \cdot s)/K$ | |
| Elektrody miedziane parametry w temperaturze 373 K (100°C) | grubość elektrody od strony katody | $l_{(CuK)} = 4{,}4$ mm | |
| | grubość elektrody od strony anody | $l_{(CuA)} = 7{,}4$ mm | |
| | średnica elektrod | $\phi_{(Cu)} = 18$ mm | |
| | gęstość miedzi | $\delta_{(Cu)} = 8{,}89$ g/cm$^3$ | Dane z [15, 16] |
| | przewodność cieplna właściwa | $\lambda_{(Cu)} = 3{,}84\ W/(cm \cdot K)$ | |
| | pojemność cieplna właściwa miedzi | $C_{W(Cu)} = 3{,}52\ (W \cdot s)/(cm^3 \cdot K)$ | |
| | rezystancja cieplna elektrody od strony anody | $R_{th(CuA)} = 0{,}0482$ K/W | według zależności jak dla płytki krzemowej |
| | rezystancja cieplna elektrody od strony katody | $R_{th(CuK)} = 0{,}0810$ K/W | |
| | pojemność cieplna anody | $C_{th(CuA)} = 3{,}94\ (W \cdot s)/K$ | |
| | pojemność cieplna katody | $C_{th(CuK)} = 6{,}63\ (W \cdot s)/K$ | |

**TABELA 2.2**
Zestawienie rezystancji cieplnych przejścia między elementami konstrukcyjnymi przyrządu.

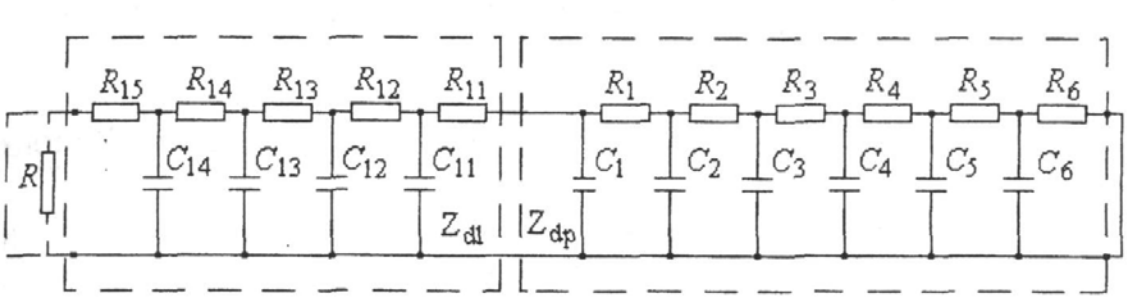
| Nazwa rezystancji przejścia | Wartości rezystancji cieplnej przejścia dla diody o sile docisku $F_w$ = 31,1 kN*) | Wartości rezystancji cieplnej przejścia dla analizowanej diody o sile docisku $F_d$ = 4,5 kN | Wzór do obliczenia rezystancji cieplnej przejścia przy danej sile docisku (wzór 2.5) |
|---|---|---|---|
| | [K/W] | [K/W] | – |
| Płytka krzemowa – przekładka srebrna | $R_{\mathrm{th(pW1)}} = 0{,}00402$ | $R_{\mathrm{th(p1)}} = 0{,}0267$ | $R_{\mathrm{th(p)}} = \dfrac{R_{\mathrm{th(pW)}} \cdot F_{\mathrm{W}}}{F_{\mathrm{d}}}$ |
| Przekładka srebrna – molibden | $R_{\mathrm{th(pW2)}} = 0{,}00115$ | $R_{\mathrm{th(p2)}} = 0{,}00763$ | |
| Płytka srebrna – nikiel | $R_{\mathrm{th(pW3)}} = 0{,}00272$ | $R_{\mathrm{th(p3)}} = 0{,}0118$ | |

**TABELA 2.3**
Wartości pojemności i rezystancji termicznych przyrządu półprzewodnikowego dla schematu przedstawionego na rys.2.5 i ich analogie elektryczne.

| Rezystancje termiczne i elektryczne | | Pojemności termiczne i elektryczne | |
|---|---|---|---|
| [K/W] – [Ω] | | [W · s/K] – [F] | |
| $R_1 = 0{,}2\ R_{\mathrm{th(Si)}}$ | 0,00747 | $C_1 = 0{,}2\ C_{\mathrm{(Si)}}$ | 0,0572 |
| $R_2 = 0{,}2\ R_{\mathrm{th(Si)}}$ | 0,00747 | $C_2 = 0{,}2\ C_{\mathrm{(Si)}}$ | 0,0572 |
| $R_3 = 0{,}5\ R_{\mathrm{th(Mo)}} + 0{,}1\ R_{\mathrm{th(Si)}}$ | 0,0254 | $C_3 = 0{,}2\ C_{\mathrm{(Si)}}$ | 0,0572 |
| $R_4 = 0{,}5R_{\mathrm{th(Mo)}} + R_{\mathrm{th(p2)}} + R_{\mathrm{th(Ag)}} + R_{\mathrm{th(p3)}} + 0{,}125\ R_{\mathrm{th(CuA)}}$ | 0,0211 | $C_4 = C_{\mathrm{(Mo)}}$ | 0,0599 |
| $R_5 = 7/16\ R_{\mathrm{th(Cu)}}$ | 0,0211 | $C_5 = C_{\mathrm{(Ag)}} + 0{,}25\ C_{\mathrm{(CuA)}}$ | 1,042 |
| $R_6 = 7/16\ R_{\mathrm{th(CuA)}}$ | 0,0211 | $C_6 = 0{,}75\ C_{\mathrm{(CuA)}}$ | 2,955 |
| $R_{11} = 0{,}2\ R_{\mathrm{th(Si)}}$ | 0,00747 | $C_{11} = 0{,}2\ C_{\mathrm{(Si)}}$ | 0,572 |
| $R_{12} = 0{,}2\ R_{\mathrm{th(Si)}}$ | 0,00747 | $C_{12} = 0{,}2\ C_{\mathrm{(Si)}}$ | 0,572 |
| $R_{13} = 0{,}1\ R_{\mathrm{th(Si)}} + R_{\mathrm{th(p1)}} + R_{\mathrm{th(p3)}} + R_{\mathrm{th(Ag)}} + 0{,}125\ R_{\mathrm{th(CuK)}}$ | 0,0211 | $C_{13} = C_{\mathrm{(Ag)}} + 0{,}25\ C_{\mathrm{(CuK)}}$ | 1,632 |
| $R_{14} = 7/16\ R_{\mathrm{th(CuK)}}$ | 0,0355 | $C_{14} = 0{,}75\ C_{\mathrm{(CuA)}}$ | 4,97 |
| $R_{15} = 7/16\ R_{\mathrm{th(CuK)}}$ | 0,0355 | | |

*) Wartości rezystancji przejścia dla diody o sile docisku $F_{\mathrm{W}}$ = 31,1 kN uzyskano od producenta.

W celu zwiększenia dokładności obliczeń elementy konstrukcyjne podzielono na fragmenty o mniejszych stałych czasowych w wyniku czego otrzymano dziesięć członów termicznych.




**Rys.2.5. Model cieplny Cauera przyrządu półprzewodnikowego o parametrach wyznaczonych na podstawie danych konstrukcyjnych; (*R* = 0 – chłodzenie dwustronne; *R* > 0 – chłodzenie jednostronne).**

Chłodzenie dwustronne przyrządu symulowane jest zwarciem obydwóch wyjść układu drabinkowego, natomiast przy chłodzeniu jednostronnym w jedno z wyjść (niechłodzone) włączono dodatkową rezystancję o wartości 10 Ω. Rezystancja ta jest dostatecznie duża, i odtwarza w programie symulacyjnym brak chłodzenia jednej strony przyrządu w stosunku do rezystancji równej 0, która odpowiada układowi odprowadzania ciepła.

Wartości przejściowej impedancji cieplnej w funkcji czasu uzyskano metodą symulacji komputerowej wykorzystując przedstawioną powyżej analogię elektryczną poszczególnych członów schematu cieplnego, zastępując pojemności i rezystancje cieplne odpowiednimi wartościami elektrycznymi przy założeniu, że:

$$\frac{\mathrm{W \cdot s}}{\mathrm{K}} \text{ odpowiada 1 F, } \frac{\mathrm{K}}{\mathrm{W}} \text{ odpowiada 1 } \Omega$$

Wartości odpowiedników elektrycznych modelu przedstawiono w tabeli 2.3.

W wyniku symulacji otrzymano wartości przejściowej impedancji cieplnej w kolejnych chwilach czasowych, w postaci zależności napięcia od czasu, jako odpowiedzi na jednostkowy skok prądu. Odpowiednia zależność wyraża się następująco:

$$u(t) = z(t) \cdot i(t) \tag{2.6}$$

przy czym w tym przypadku 1 V odpowiada 1 K/W.

Rezystancja cieplna stanowi sumę rezystancji poszczególnych elementów konstrukcyjnych lub wartość asymptotyczną przejściowej impedancji cieplnej dla $t \to \infty$.

Uzyskana na podstawie modelu Cauera graficzna postać przejściowej impedancji cieplnej jest mniej wygodna przy obliczeniach temperatury struktury prowadzonych za pomocą komputera niż równoważna zależność w postaci (2.2), która może być wyznaczona na podstawie schematu Fostera.

## 2.2. Model cieplny według Fostera

Model Fostera stanowi układ połączonych szeregowo równoległych rezystancyjno-pojemnościowych dwójników liniowych. Przy wyznaczaniu parametrów *RC* układu zastępczego o tej konfiguracji (rys.2.1b) posłużono się metodą syntezy dwójników liniowych. Metoda ta polega na wyznaczeniu parametrów „nowego" modelu strukturalnego, odpowiadającego danej funkcji operatorowej $F(\mathrm{s})$ opisującej strukturę modelu Cauera [1, 7]. Ponieważ danemu dwójnikowi można przyporządkować tylko jedną funkcję operatorową $F(\mathrm{s})$, to w zagadnieniu syntezy, tej funkcji odpowiada szereg różnych modeli. Zgodnie z twierdzeniem Brune`a warunkiem koniecznym i wystarczającym by funkcja była realizowalna w sensie modelu fizycznego jest, by była ona funkcją wymierną rzeczywistą i dodatnią. Funkcja określająca impedancję układu przedstawionego na rys.2.1 spełnia ten warunek.

**Impedancja termiczna diody przy chłodzeniu dwustronnym**

Funkcja operatorowa $Z(\mathrm{s})$ określająca impedancję obwodu przedstawionego na rys.2.5, jest równa połączonym równolegle impedancjom o strukturze drabinkowej $Z_{\mathrm{dp}}(\mathrm{s})$ i $Z_{\mathrm{dl}}(\mathrm{s})$.

$$Z(\mathrm{s}) = Z_{\mathrm{dp}}(\mathrm{s}) \cdot Z_{\mathrm{dl}}(\mathrm{s}) / Z_{\mathrm{dp}}(\mathrm{s}) + Z_{\mathrm{dl}}(\mathrm{s}) \tag{2.7}$$

Rozwinięcie impedancji $Z_{\mathrm{dp}}(\mathrm{s})$ (drabinka prawa) w ułamek łańcuchowy przedstawia wyrażenie (2.8), a impedancji $Z_{\mathrm{dl}}(\mathrm{s})$ (drabinka lewa) wyrażenie (2.9)

$$\begin{aligned} Z_{\mathrm{dp}}(\mathrm{s}) = {} & 1/(C_1 \cdot \mathrm{s} + 1/(R_1 + 1/(C_2 \cdot \mathrm{s} + 1/(R_2 + 1/(C_3 \cdot \mathrm{s} + 1/(R_3 + \\ & + 1/(C_4 \cdot \mathrm{s} + 1/(R_4 + 1/(C_5 \cdot \mathrm{s} + 1/(R_5 + 1/(C_6 \cdot \mathrm{s} + 1/R_6)))))))))) \end{aligned} \tag{2.8}$$

$$\begin{aligned} Z_{\mathrm{dl}}(\mathrm{s}) = {} & R_{11} + 1/(C_{11} \cdot \mathrm{s} + 1/(R_{12} + 1/(C_{12} \cdot \mathrm{s} + 1/(R_{13} + \\ & + 1/(C_{13} \cdot \mathrm{s} + 1/(R_{14} + 1/(C_{14} \cdot \mathrm{s} + 1/R_{15})))))) \end{aligned} \tag{2.9}$$

Funkcja $Z(\mathrm{s})$ realizowana przez model fizyczny złożony z szeregowo połączonych równoległych dwójników $RC$ powinna spełniać (według Fostera) warunki określone położeniem zer i biegunów.

Zera i bieguny funkcji $Z(\mathrm{s})$ są rzeczywiste i ujemne oraz przeplatają się nawzajem.

$$Z(\mathrm{s}) = \mathrm{K}_\infty + \frac{\mathrm{K}_0}{\mathrm{s}} + \frac{\mathrm{K}_1}{\mathrm{s}+\delta_1} \cdots \frac{\mathrm{K}_\mathrm{n}}{\mathrm{s}+\delta_\mathrm{n}} \qquad \text{gdzie} \qquad \delta_\mathrm{n} = \frac{1}{R_\mathrm{n} C_\mathrm{n}} \tag{2.10}$$

lub

$$\begin{aligned} &Z(\mathrm{s}) = \mathrm{k}_0 \frac{(\mathrm{s}+\rho_1)(\mathrm{s}+\rho_2)\ldots(\mathrm{s}+\rho_{\mathrm{r}-1})(\mathrm{s}+\rho_\mathrm{r})}{(\mathrm{s}+\delta_1)(\mathrm{s}+\delta_2)\ldots(\mathrm{s}+\delta_{\mathrm{n}-1})(\mathrm{s}+\delta_\mathrm{n})} \\ &\mathrm{r} = \mathrm{n}-1 \\ &0 \le \delta_1 < \rho_1 < \delta_2 \ldots \end{aligned} \tag{2.11}$$

Współczynniki rozkładu oblicza się z równości

$$\mathrm{K}_\infty = \lim_{\mathrm{s}\to\infty} \left(Z(\mathrm{s})\right) \tag{2.12}$$

$$\mathrm{K}_0 = \lim_{\mathrm{s}\to 0} \left(Z(\mathrm{s}) \cdot \mathrm{s}\right) \tag{2.13}$$

$$\mathrm{K}_\mathrm{n} = \lim_{\mathrm{s}\to -\delta_\mathrm{n}} \left(Z(\mathrm{s})(\mathrm{s}+\delta_\mathrm{n})\right), \qquad C_\mathrm{n} = \frac{1}{\mathrm{K}_\mathrm{n}} \;, \quad R_\mathrm{n} = \frac{\mathrm{K}_\mathrm{n}}{\delta_\mathrm{n}} = \frac{1}{\delta_\mathrm{n} C_\mathrm{n}} \tag{2.14}$$

Podstawiając wartości:
z drabinki prawej

$$\begin{aligned} &R_1 = 0.00747\Omega;\ R_2 = 0.00747\Omega;\ R_3 = 0.0254\Omega;\ R_4 = 0.0548\Omega; \\ &R_5 = 0.0211\Omega;\quad R_6 = 0.0211\Omega;\quad C_1 = 0.0572\mathrm{F};\ C_2 = 0.0572\mathrm{F}; \\ &C_3 = 0.0572\mathrm{F};\quad C_4 = 0.599\mathrm{F};\quad C_5 = 1.042\mathrm{F};\quad C_6 = 2.955\mathrm{F} \end{aligned}$$

z drabinki lewej

$$\begin{aligned} &R_{11} = 0.00747\Omega;\ R_{12} = 0.00747\Omega;\ R_{13} = 0.061\Omega; \\ &R_{14} = 0.0355\Omega;\quad R_{15} = 0.0355\Omega;\quad C_{11} = 0.0572\mathrm{F}; \\ &C_{12} = 0.0572\mathrm{F};\quad C_{13} = 1.632\mathrm{F};\quad C_{14} = 4.97\mathrm{F} \end{aligned}$$

impedancja $Z(\mathrm{s})$ w postaci operatorowej (rys.2.5), przyjmuje postać

$$\begin{aligned} Z(\mathrm{s}) &= (17.4825(\mathrm{s}+6.21474)(\mathrm{s}+13.8167)(\mathrm{s}+30.4061)(\mathrm{s}+56.3498) \\ &(\mathrm{s}+95.5297)(\mathrm{s}+1099.99)(\mathrm{s}+1395.97)(\mathrm{s}+6209.72)(\mathrm{s}+6338.97))/ \\ &(\mathrm{s}+4.51584)(\mathrm{s}+11.1456)(\mathrm{s}+24.5613)(\mathrm{s}+39.567)(\mathrm{s}+84.6912) \\ &(\mathrm{s}+215.013)(\mathrm{s}+1252.86)(\mathrm{s}+3511.11)(\mathrm{s}+6275.51)(\mathrm{s}+8508.73)) \end{aligned} \tag{2.15}$$

Realizację funkcji $Z(\mathrm{s})$, w postaci równoległych dwójników $RC$ połączonych szeregowo wyznaczono na podstawie zależności (2.12) (2.13) (2.14), a obliczone dane przedstawiono w tab.2.4. Wyniki dotyczą chłodzenia dwustronnego.

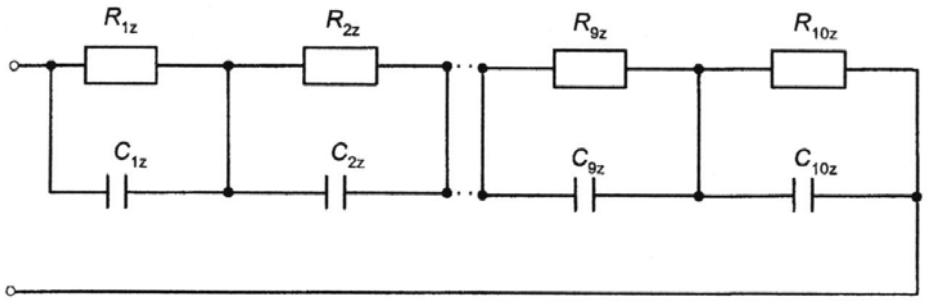
**TABELA 2.4**
Dane wyjściowe do wyznaczania impedancji cieplnej diody prostowniczej w warunkach chłodzenia dwustronnego.

| Rezystancja elektryczna-cieplna $[\Omega - \mathrm{K/W}]$, Pojemność elektryczna-cieplna $[\mathrm{F} - \mathrm{W} \cdot \mathrm{s/K}]$ | | | |
|---|---|---|---|
| $R_{Z1} = 0.0243927$<br>$C_{Z1} = 9.07825$ | $R_{Z2} = 0.0102379$<br>$C_{Z2} = 8.76363$ | $R_{Z3} = 0.0101536$<br>$C_{Z3} = 4.00986$ | $R_{Z4} = 0.00693364$<br>$C_{Z4} = 3.64507$ |
| $R_{Z5} = 0.00224345$<br>$C_{Z5} = 5.26314$ | $R_{Z6} = 0.0142743$<br>$C_{Z6} = 0.325821$ | $R_{Z7} = 0.0000873135$<br>$C_{Z7} = 9.14149$ | $R_{Z8} = 0.00186392$<br>$C_{Z8} = 0.152802$ |
| $R_{Z9} = 1.55359 \cdot 10^{-6}$<br>$C_{Z9} = 102.568$ | $R_{Z10} = 0.000800566$<br>$C_{Z10} = 0.146804$ | | |

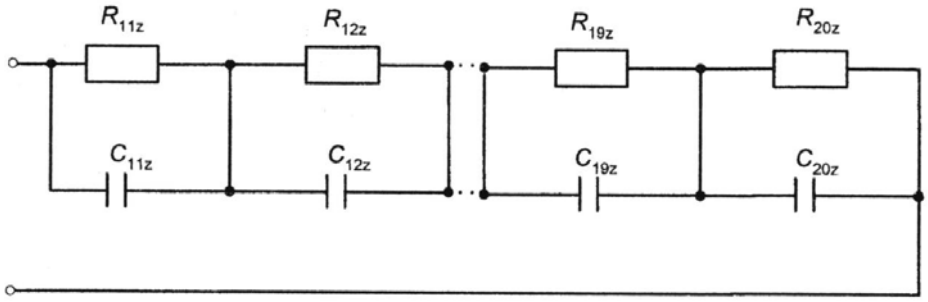
Odpowiedź napięciowa impedancji przedstawionej na rys.2.6, na wymuszenie jednostkowe 1 A skokiem prądu jest traktowana jako impedancja termiczna $Z_{\mathrm{th}}(t)$ i wynosi

$$\begin{aligned} u(t) = Z_{\mathrm{th}}(t) &= 0.000800566 \cdot (1 - e^{-8508.73 \cdot \mathrm{t}}) + 1.55359 \cdot 10^{-6} \cdot (1 - e^{-6275.51 \cdot \mathrm{t}}) + \\ &+ 0.00186392 \cdot (1 - e^{-3511.11 \cdot \mathrm{t}}) + 0.0000873135(1 - e^{-1252.86 \cdot \mathrm{t}}) + \\ &+ 0.0142743 \cdot (1 - e^{-215.013 \cdot \mathrm{t}}) + 0.00224345 \cdot (1 - e^{-84.6912 \cdot \mathrm{t}}) + \\ &+ 0.00693364 \cdot (1 - e^{-39.567 \cdot \mathrm{t}}) + 0.0101536 \cdot (1 - e^{-24.5613 \cdot \mathrm{t}}) + \\ &+ 0.0102379 \cdot (1 - e^{-11.1456 \cdot \mathrm{t}}) + 0.0243927 \cdot (1 - e^{-4.51584 \cdot \mathrm{t}}) \end{aligned} \tag{2.16}$$

a)




b)




**Rys.2.6. Model cieplny Fostera przyrządu energoelektronicznego o takiej samej impedancji termicznej jak wyznaczona dla układu przedstawionego na rys.2.5:** a) chłodzenie dwustronne, b) chłodzenie jednostronne.

### Impedancja cieplna diody przy chłodzeniu jednostronnym

Obliczenia powtórzono dla warunków chłodzenia jednostronnego zwiększając o $10\,\Omega$ rezystancję $R_{15}$ na wyjściu drabinki (rys.2.5) od strony katody

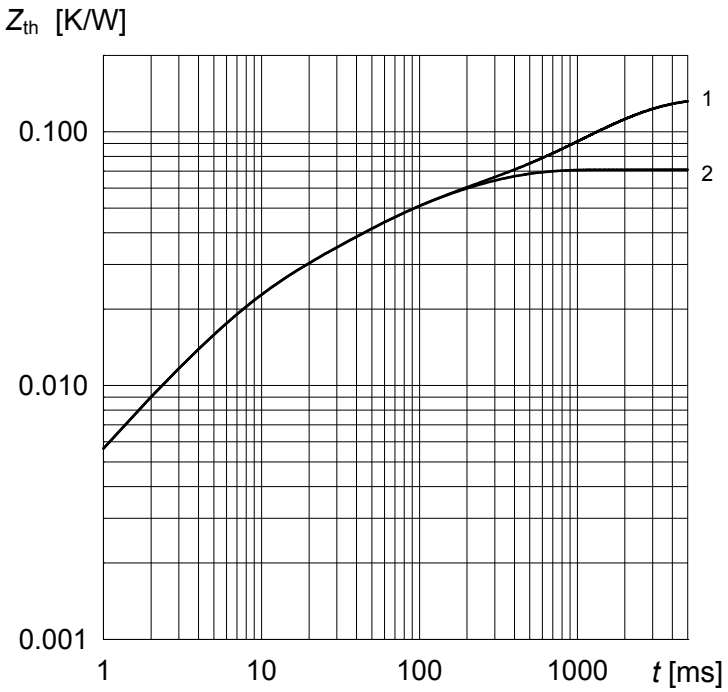
$$Z(s) = (17.4825(s+1.56991)(s+13.8167)(s+29.4032)(s+56.3498)$$
$$(s+95.5297)(s+1099.99)(s+1395.97)(s+6209.72)(s+6338.97))/$$
$$(s+0.637039)(s+10.6222)(s+23.4711)(s+39.4125)(s+84.6905)$$
$$(s+215.013)(s+1252.86)(s+3511.11)(s+6275.51)(s+8508.73)) \qquad (2.17)$$

$$u(t) = Z_{\text{th}}(t) = 0.000800566\cdot(1-e^{-8508.73\cdot t}) + 1.55359\cdot 10^{-6}\cdot(1-e^{-6275.51\cdot t}) +$$
$$+ 0.00186392\cdot(1-e^{-3511.11\cdot t}) + 0.0000873135\cdot(1-e^{-1252.86\cdot t}) +$$
$$+ 0.0142744\cdot(1-e^{-215.013\cdot t}) + 0.00224377\cdot(1-e^{-84.6905\cdot t}) +$$
$$+ 0.00726106\cdot(1-e^{-39.4125\cdot t}) + 0.0102424\cdot(1-e^{-23.4711\cdot t}) +$$
$$+ 0.0158717\cdot(1-e^{-10.6222\cdot t}) + 0.0828592\cdot(1-e^{-0.637039\cdot t})$$

Po przekształceniach otrzymuje się wzór określający przebieg impedancji cieplnej przyrządu w funkcji czasu zgodny z zależnością (2.2).

$$Z_{\mathrm{th}}(t) = u(t) = \sum_{\mathrm{n}=1}^{10} R_{\mathrm{Zn}} \left( 1 - e^{\frac{-t}{R_{\mathrm{Zn}} \cdot C_{\mathrm{Zn}}}} \right)$$

Na rysunku 2.7 przedstawiono przebieg impedancji termicznej diody wyznaczony metodą symulacyjną na podstawie schematu rezystancyjno-pojemnościowego, którego parametry obliczono z danych fizycznych elementów konstrukcyjnych przyrządu (rys.2.5). Na rysunku tym pokazano również tę samą zależność uzyskaną ze wzoru (2.2), gdzie dane wyjściowe stanowią parametry schematu zastępczego (rys.2.6) uzyskane przez przekształcenia matematyczne układu wyjściowego (rys.2.5). Przebiegi funkcji $Z_{\mathrm{th}}(t)$ dla obu metod obliczeń pokrywają się, co świadczy o poprawności dokonanych analiz i obliczeń.




**Rys.2.7. Przebieg impedancji cieplnej przyrządu wyznaczony na podstawie parametrów modeli przedstawionych na rys.2.5 i 2.6.** 1 – chłodzenie jednostronne, 2 – chłodzenie dwustronne.

Wyniki obliczeń parametrów cieplnych modelu diody przy chłodzeniu jednostronnym zestawiono w tabeli 2.5.

**TABELA 2.5**
Dane wyjściowe do wyznaczania impedancji cieplnej diody energetycznej w warunkach chłodzenia jednostronnego.

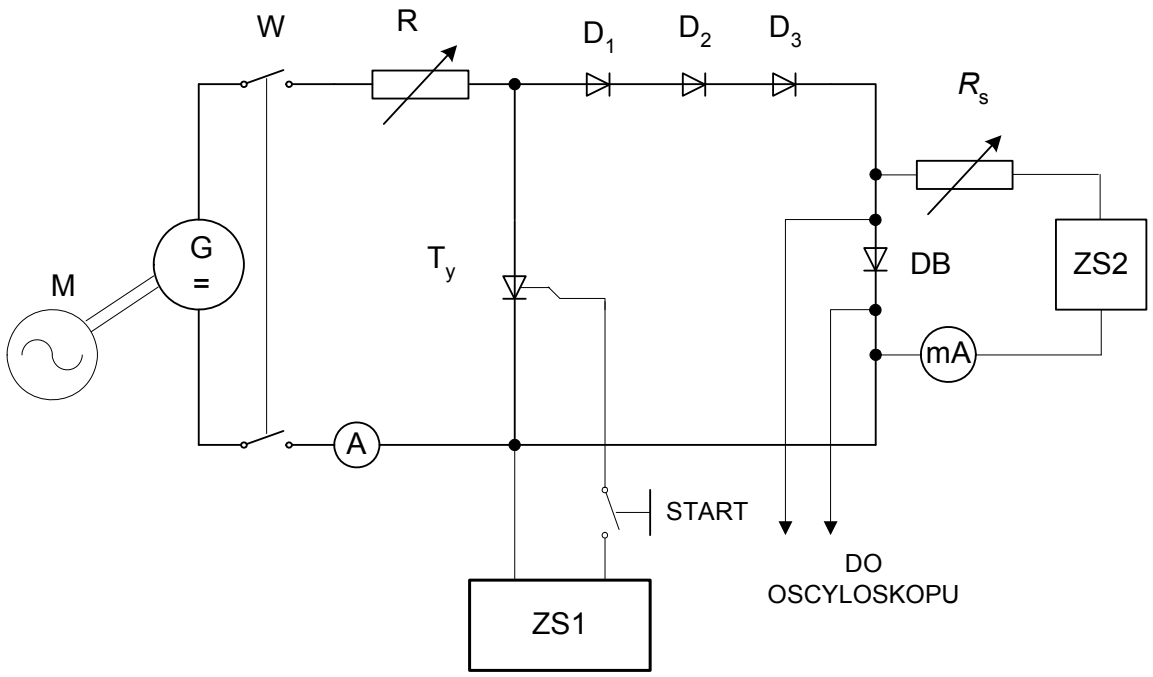
| Rezystancja elektryczna-cieplna $[\Omega - \mathrm{K/W}]$, Pojemność elektryczna-cieplna $[\mathrm{F - W \cdot s/K}]$ | | | |
|---|---|---|---|
| $R_{Z11} = 0.0828592$<br>$C_{Z11} = 18.9449$ | $R_{Z12} = 0.0158717$<br>$C_{Z12} = 5.93149$ | $R_{Z13} = 0.0102424$<br>$C_{Z13} = 4.15971$ | $R_{Z14} = 0.00726106$<br>$C_{Z14} = 3.49434$ |
| $R_{Z15} = 0.00224377$<br>$C_{Z15} = 5.26243$ | $R_{Z16} = 0.0142743$<br>$C_{Z16} = 0.32582$ | $R_{Z17} = 0.0000873135$<br>$C_{Z17} = 9.14149$ | $R_{Z18} = 0.00186392$<br>$C_{Z18} = 0.152802$ |
| $R_{Z19} = 1.55359 \cdot 10^{-6}$<br>$C_{Z19} = 102.568$ | $R_{Z20} = 0.000800566$<br>$C_{Z20} = 0.146804$ | | |

## 2.3. Wyznaczenie przejściowej impedancji cieplnej metodą eksperymentalną

Przeprowadzono również badania eksperymentalne w celu wyznaczenia przejściowej impedancji oraz rezystancji termicznej diody, dla której wcześniej wykonano obliczenia tych parametrów. Układ pomiarowy jest przedstawiony na rys.2.8. W czasie pomiaru wykonanego podczas stygnięcia przyrządu rejestrowano różnicę temperatur między strukturą krzemową a punktem pomiarowym (umieszczonym między obudową przyrządu a radiatorem) po wyłączeniu obciążenia. Temperaturę struktury wyznaczono w sposób pośredni wykorzystując zależność napięcia przewodzenia od temperatury dla prądu pomiarowego o stałej wartości (100 mA). Wartość przejściowej impedancji cieplnej w danej chwili czasowej $t'$ wyznaczano z zależności (2.4).

### Określenie parametrów członów *RC* układu Fostera na podstawie rozkładu funkcji przejściowej impedancji cieplnej wyznaczonej doświadczalnie

Zależność określająca wartości przejściowej impedancji cieplnej w funkcji czasu uzyskiwana w wyniku pomiarów podawana jest w postaci graficznej. Do obliczeń temperatury struktury prowadzonych przy wykorzystaniu komputera wygodniejszy jest zapis w postaci sumy funkcji wykładniczych zgodnie z zależnością (2.2) możliwych do wyznaczenia na podstawie schematu Fostera.




**Rys.2.8. Schemat układu do wyznaczania przejściowej impedancji cieplnej przyrządów energoelektronicznych.**

Rezystancje $R_\mathrm{i}$ i pojemności cieplne $C_\mathrm{i}$ poszczególnych członów tego schematu można określić rozkładając (na przykład metodą graficzną) funkcję $Z_\mathrm{th}(t)$, wyznaczoną z pomiarów, na wykładnicze przebiegi składowe odpowiadające tym członom. Graficzna metoda rozkładu funkcji $Z_\mathrm{th}(t)$ [10] zasadza się na założeniu, że kolejne przebiegi wykazują stałe czasowe pozostające ze sobą w relacji:

$$4\,\tau_1 < \tau_2 \ldots 4\,\tau_{(\mathrm{n}-1)} < \tau_\mathrm{n} \tag{2.18}$$

Jeżeli ten warunek jest spełniony, to w przedziale czasowym od $\tau_\mathrm{i}$ do $4\,\tau_\mathrm{i}$ przyrost wartości rozkładanej funkcji jest wynikiem przyrostu funkcji wykładniczej o stałej czasowej $\tau_\mathrm{i}$. Rozkład zaczyna się od określenia stałej czasowej $\tau_\mathrm{n}$ z krzywej uzyskanej z pomiarów. W tym celu wyznaczony jest czas $t_\mathrm{n}$, po którym funkcja $Z_\mathrm{th}(t)$ uzyskuje wartość quasi ustaloną a wówczas stała czasowa tej funkcji jest $\tau_\mathrm{n} \approx t_\mathrm{n}/4$.

Po określeniu z przebiegu funkcji $Z_\mathrm{th}(t)$ jej wartości dla czasu $t_\mathrm{n}$ oraz czasu $\tau_\mathrm{n}$ rezystancję cieplną dla n przebiegu składowego można wyznaczyć z zależności

$$R_\mathrm{n} = \frac{Z_\mathrm{th}(t_\mathrm{n}) - Z_\mathrm{th}(\tau_\mathrm{n})}{0{,}35} \tag{2.19}$$

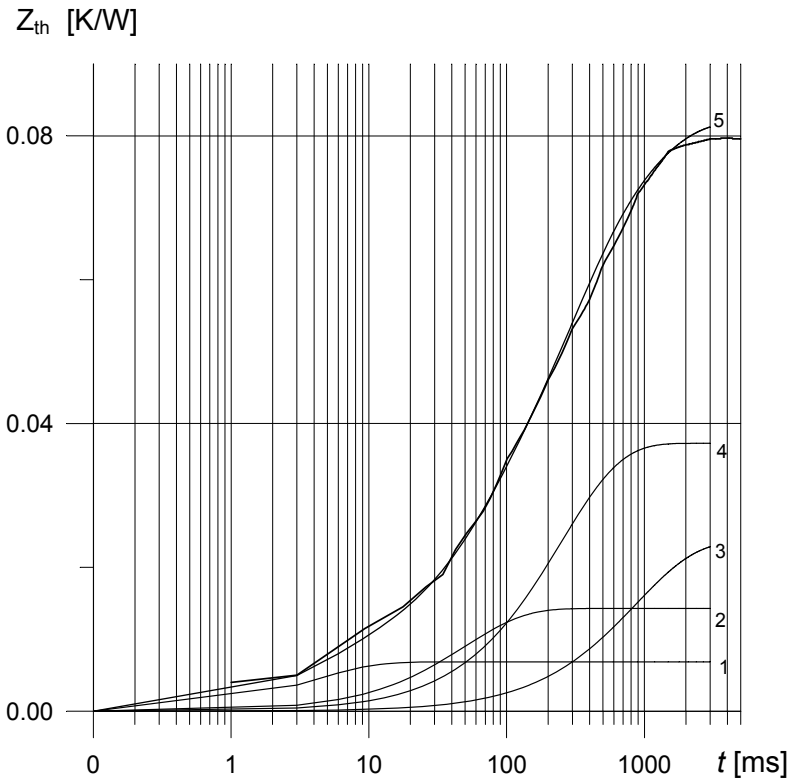
a pojemności $C_{\mathrm{n}}$ z zależności

$$C_{\mathrm{n}} = \frac{t_{\mathrm{n}}}{R_{\mathrm{n}}} \tag{2.20}$$

Po określeniu parametrów $R_{\mathrm{n}}$ i $C_{\mathrm{n}}$ wyznacza się kolejną krzywą pomocniczą określoną zależnością

$$Z_{1\mathrm{p}}(t) = Z_{\mathrm{th}}(t) - R_{\mathrm{n}}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\mathrm{n}}}\right)\right] \tag{2.21}$$

która stanowi podstawę do wyznaczenia składników $R_{(\mathrm{n}-1)}$ i $C_{(\mathrm{n}-1)}$ następnego członu rezystancyjno-pojemnościowego schematu cieplnego przyrządu. Wyniki rozkładu krzywej eksperymentalnej na cztery składowe człony rezystancyjno-pojemnościowe przedstawiono na rys.2.9.




**Rys.2.9. Rozkład pomierzonej przejściowej impedancji cieplnej przyrządu na składowe modelu Fostera.**

1 – $Z_{\mathrm{th}}1$= 0.005*(1-exp(-t/0.004)), 2 – $Z_{\mathrm{th}}2$= 0.0142*(1-exp(-t/0.05)),
3 – $Z_{\mathrm{th}}3$= 0.0372*(1-exp(-t/0.25)), 4 – $Z_{\mathrm{th}}4$= 0.0236*(1-exp(-t/0.85)),
5 – $Z_{\mathrm{th}}$= $Z_{\mathrm{th}}1$+$Z_{\mathrm{th}}2$+$Z_{\mathrm{th}}3$+$Z_{\mathrm{th}}4$

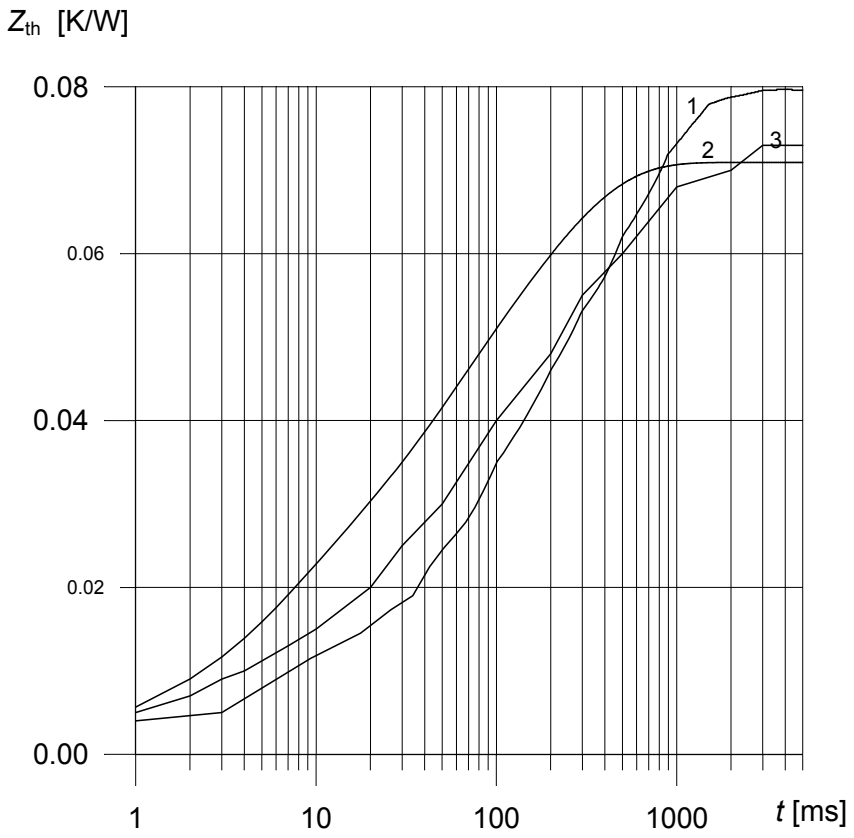
## 2.4. Porównanie wartości przejściowej impedancji cieplnej diody wyznaczonej w sposób obliczeniowy oraz eksperymentalny

Na rysunku 2.10 przedstawiono zależności $Z_{\text{th}}(t)$ dla przykładowo wybranej diody, obliczoną na podstawie parametrów fizycznych materiałów konstrukcyjnych i ich wymiarów oraz określoną eksperymentalnie. Występują tu wyraźne różnice w wartościach $Z_{\text{th}}$ obliczonych i wyznaczonych w sposób doświadczalny. W zakresie czasów $1 \div 500$ ms wartości $Z_{\text{th}}$ obliczone są o około $(35 \div 40)$ % większe od uzyskanych metodą pomiarową, następnie różnica ta maleje tak, że w warunkach ustalonych (dla czasu 1 s) odnośne wartości różnią się o około 10 %. Różnica ta mieści się w granicach wynikających z niejednakowych właściwości poszczególnych egzemplarzy przyrządów danego typu oraz niedokładności pomiaru temperatury metodą pośrednią. Na podstawie [3] oraz zdaniem autora można sformułować wniosek, iż różnice w wartościach przejściowej impedancji cieplnej spowodowane są następującymi czynnikami:

- przy obliczeniach przejściowej impedancji termicznej zakładano warunki idealne, jak: dwukierunkowy, równomierny przepływ ciepła od struktury półprzewodnikowej do anody i katody przyrządu oraz jednorodny rozkład temperatury w strukturze półprzewodnikowej. W rzeczywistości temperatura struktury jest różna w poszczególnych fragmentach jej powierzchni. Ciepło rozpraszane jest we wszystkich kierunkach, co zwłaszcza dla krótkich czasów powoduje obniżenie wewnętrznych cząstkowych rezystancji cieplnych;
- przyjmowane są idealne mechaniczne połączenia (styki) między poszczególnymi materiałami. W rzeczywistości występuje ziarnistość powierzchni oraz ich odkształcenie wywołane zmianami temperatury, co powoduje powstawanie pojemności cieplnych na stykach, nieuwzględnionych przy obliczeniach oraz przesunięcie krzywej impedancji cieplnej na osi czasu;
- zakładano pewne stałe temperatury poszczególnych elementów konstrukcyjnych podczas, gdy rzeczywiste temperatury tych elementów ulegają zmianie przy nagrzewaniu bądź stygnięciu przyrządu. Pojemności i rezystancje cieplne materiałów zależą od temperatury.

Na rysunku 2.10 zaprezentowano również zależność $Z_{\text{th}} = f(t)$ deklarowaną przez jedną z renomowanych firm dla diody o takich samych parametrach elektrycznych i wymiarach geometrycznych, co przyrząd, którego

parametry analizowano w ramach niniejszej pracy. Różnica w wartościach $Z_{th}$ deklarowanych dla tego przyrządu w materiałach firmowych oraz uzyskanych eksperymentalnie dla diody produkcji krajowej nie przekraczała 15 %. Biorąc pod uwagę możliwe różnice w budowie przyrządów, rozrzuty występujące w wartościach $Z_{th}$ między poszczególnymi egzemplarzami przyrządów tego samego typu, uzyskaną rozbieżność można uznać jako mało znaczącą.




**Rys.2.10. Krzywe przejściowej impedancji cieplnej diody o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 300 A:**
1 – pomierzona, 2 – obliczona, 3 – deklarowana.

Na podstawie przytoczonych wyników obliczeń i pomiarów nasuwa się wniosek, iż metoda obliczeniowa może być przydatna przede wszystkim przy projektowaniu konstrukcji przyrządów energoelektronicznych. Wówczas na etapie projektowania można określić wpływ poszczególnych elementów i materiałów na parametry cieplne przyrządu.

Można więc ocenić, iż przy opracowywaniu danych deklarowanych dla danego typu przyrządu bardziej miarodajne wyniki uzyskuje się przy wykorzystaniu eksperymentalnej metody wyznaczania $Z_{th}$. Przy czym pomiary powinny być wykonane na określonej populacji elementów (nie mniejszej niż

kilkadziesiąt egzemplarzy). Również w tym przypadku wspomniana metoda obliczenia może być przydatna. Jednak uzyskanie tą drogą danych do zadeklarowania w materiałach firmowych wymaga określenia relacji między wartościami $Z_{\mathrm{th}}$ określonymi eksperymentalnie oraz obliczeniowo. Znając te relacje można deklarować dane dotyczące $Z_{\mathrm{th}}$ uzyskane w obliczeniach zmniejszając odpowiednie wartości (w przypadku analizowanej diody o około 25 %) w zakresie czasów do 500 ms i w mniejszym stopniu w zakresie czasów 0,5 ÷ 1 sek.

W dalszych rozważaniach i analizach zwarć w układach przekształtnikowych będą brane pod uwagę dane deklarowane przez wytwórców przyrządów energoelektronicznych. Należy nadmienić, że sposoby uzyskiwania tych danych nie są publikowane, objęte są bowiem „know-how".

## 2.5. Wyznaczenie przyrostu temperatury struktury wywołanego impulsem prądu przeciążeniowego o danym kształcie

Przyrost temperatury struktury półprzewodnikowej generowany prostokątnym impulsem strat mocy w przyrządzie wynosi

$$\Delta T_{\mathrm{j}}(t_{\mathrm{i}}) = P_{\mathrm{F}} \cdot Z_{\mathrm{th}}(t_{\mathrm{i}}) \tag{2.22}$$

gdzie

$P_{\mathrm{F}}$ – wartość szczytowa prostokątnego impulsu mocy,

$t_{\mathrm{i}}$ – czas trwania tego impulsu.

Przy wyznaczaniu przyrostu temperatury struktury dla impulsu mocy o dowolnym przebiegu (na przykład sinusoidalnym) przyjmuje się iż przebieg ten można aproksymować szeregiem $n$ impulsów prostokątnych o stałej szerokości. Wówczas przyrost temperatury struktury wyznaczony na końcu tego impulsu mocy określa się jako sumę cząstkowych przyrostów temperatur wywołanych przez kolejne impulsy prostokątne szeregu impulsów zastępczych przebiegu rzeczywistego zgodnie z zależnością

$$\Delta T_{\mathrm{j}}(t_{\mathrm{n}}) = \sum_{1}^{\mathrm{n}} (P_{\mathrm{i}} - P_{\mathrm{i-1}})\, Z_{\mathrm{th}}\, (t_{\mathrm{n}} - t_{\mathrm{i-1}}) \tag{2.23}$$

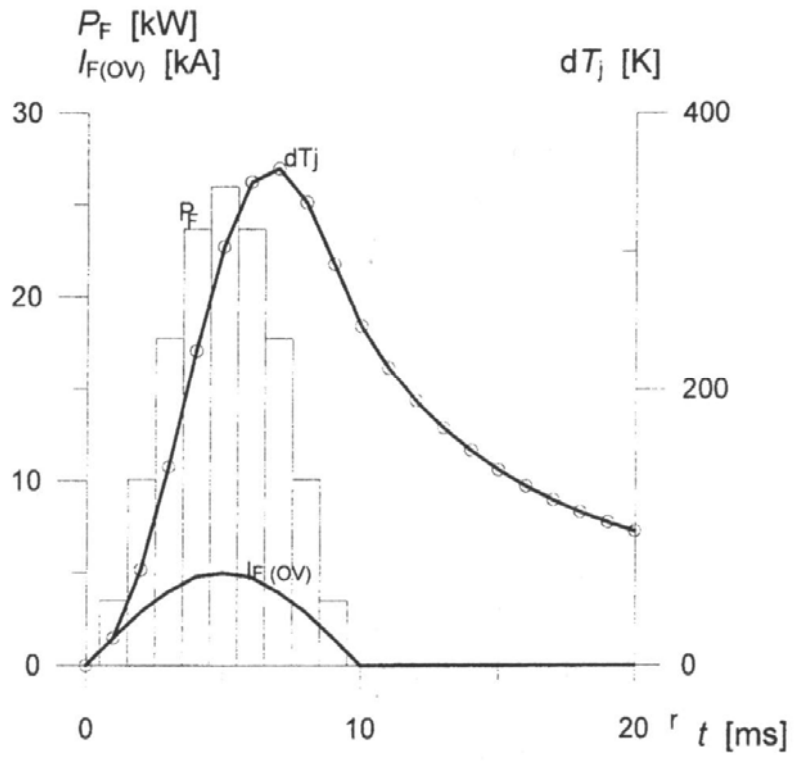
gdzie

$\mathrm{i}$ – numer kolejnego impulsu,

$t_{\mathrm{n}}$ – czas trwania rzeczywistego impulsu mocy odpowiadający sumie czasów trwania $\mathrm{n}$ impulsów prostokątnych.

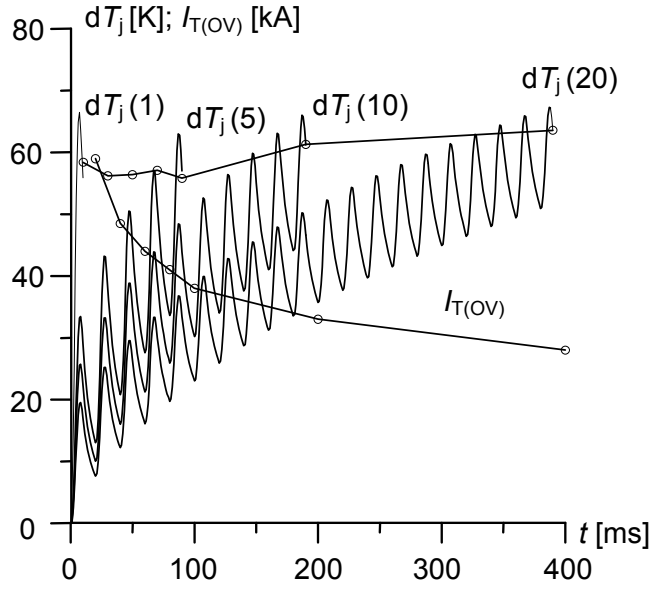
Na podstawie uzyskanych eksperymentalnie wartości przejściowej impedancji cieplnej przeprowadzono przykładowe obliczenia przyrostu temperatury struktury diody o $I_{\mathrm{F(AV)M}}$ = 300 A w warunkach jej przeciążenia półsinusoidalnym impulsem prądowym o amplitudzie 5 kA i czasie trwania 10 ms. Wykorzystano tutaj analityczną formę zapisu $Z_{\mathrm{th}}(t)$ zgodnie z zależnością (2.2) uzyskaną przez rozkład krzywej eksperymentalnej na cztery funkcje składowe. Odpowiednie dane jak w punkcie 2 – rys.2.9.

Wartości strat mocy w poszczególnych chwilach czasowych wyznaczono na podstawie charakterystyki napięciowo-prądowej przewodzenia oraz chwilowych wartości prądu podczas trwania impulsu prądu przeciążeniowego, aproksymując przebieg strat mocy szeregiem impulsów prostokątnych. Czas jednego kroku obliczeniowego przyjęto jako $t_{\mathrm{i}}$ = 1 ms. Dla prowadzenia obliczeń przyrostu temperatury struktury opracowano własny program komputerowy. Wyniki obliczeń w postaci przyrostu temperatury struktury w funkcji czasu wywołanego impulsem prądu przeciążeniowego zilustrowano na rys.2.11. Rozwinięcie tego sposobu obliczeń pozwala uzyskać przebiegi temperatury struktury dla wieloimpulsowych cykli prądu przeciążeniowego.



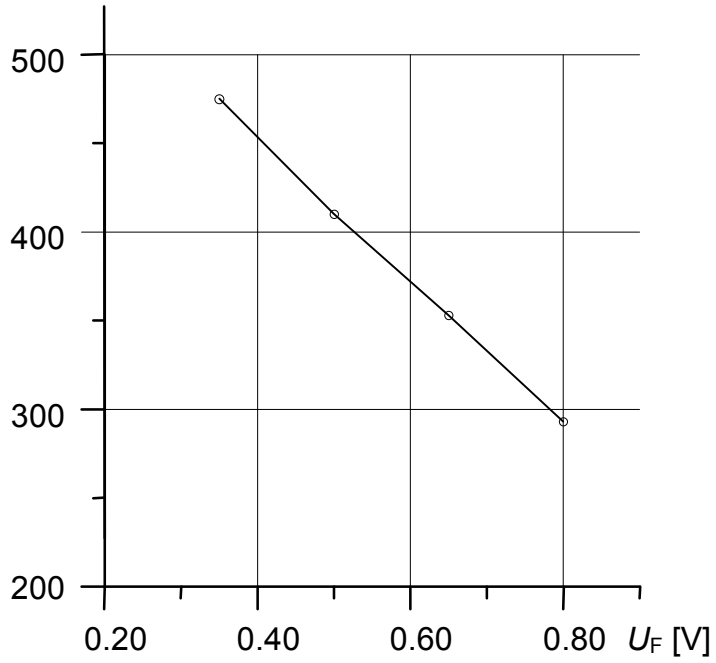

**Rys.2.11. Przebieg impulsu prądu przeciążeniowego ($I_{F(OV)}$) o wartości szczytowej 5 kA, wywołanych tym prądem strat mocy ($P_F$) w diodzie, aproksymowanych impulsami prostokątnymi oraz odpowiadający tym stratom przyrost temperatury struktury (d$T_j$).**

Przykładowo na rysunku 2.12 przedstawiono obliczone wartości przyrostów temperatury struktury tyrystora, o prądzie $I_{T(AV)M}$ = 4900 A, wyznaczone dla prądu przeciążeniowego deklarowanego przez wytwórcę jako dopuszczalny i cykli odpowiadających 1, 5, 10, 20 półsinusoidalnym impulsom prądowym o czasie trwania 10 ms.

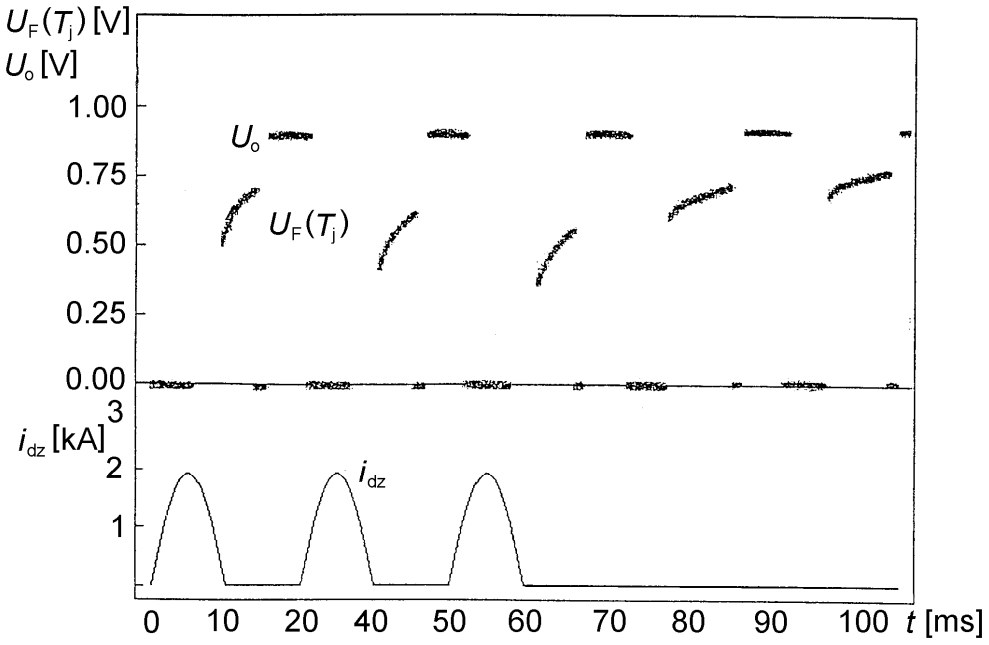



**Rys.2.12. Obliczone przebiegi przyrostu temperatury struktury (d$T_j$) tyrystora o prądzie $I_{T(AV)M}$ = 4900 A odpowiadające 1,5,10 i 20 impulsom prądu przeciążeniowego o wartościach szczytowych ($I_{T(OV)}$) deklarowanych przez wytwórcę jako dopuszczalne.**

W celu sprawdzenia poprawności obliczeń temperatury struktury przeprowadzono porównanie wyników uzyskanych w ten sposób z odpowiednimi rezultatami uzyskanymi na drodze eksperymentalnej. Pomiary temperatury złącza diody o $I_{F(AV)M}$ = 200 A w czasie cykli przeciążeniowych wykonano metodą pośrednią przy wykorzystaniu zależności $U_F = f(T_j)$ dla prądu pomiarowego małej wartości, na rys.2.13 przedstawiono tę zależność dla prądu równego 80 mA. Zależność napięcia przewodzenia od prądu pomiarowego określającą chwilowe wartości temperatury struktury zarejestrowane podczas trwania cykli przeciążeniowych, którym poddana była dioda na stanowisku badawczym, przedstawiono na rys.2.14. Rejestrację napięcia na przyrządzie badanym prowadzono w czasie między kolejnymi impulsami prądu, a do przyrządu nie było doprowadzone napięcie wsteczne z obwodu głównego, co stanowiło warunek przeprowadzenia pomiaru temperatury struktury metodą pośrednią. Należy podkreślić iż wystąpiła tutaj zbieżność wyników, dotyczących temperatury




**Rys.2.13. Wyznaczona eksperymentalnie zależność napięcia przewodzenia diody o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 200 A od temperatury struktury dla prądu przewodzenia $I_F$ = 80 mA.**




**Rys.2.14. Przebieg napięcia przewodzenia diody wyznaczającego temperaturę struktury pomiędzy kolejnymi impulsami prądu przeciążeniowego:**
*U*o – napięcie odniesienia, $U_F(T_j)$ – napięcie przewodzenia diody dla prądu pomiarowego 80 mA, $I_{F(OV)}$ – prąd przeciążenia diody.

złącza, uzyskiwanych metodą eksperymentalną oraz obliczeniową. Różnice w wartościach $T_j$ dla danych wartości prądu przeciążeniowego, wyznaczonych w chwilach czasowych bezpośrednio po zakończeniu impulsów prądowych nie przekraczały 10 %. Przy czym jednoznaczne wartości temperatury struktury można było uzyskać w wyniku pomiarów dla temperatury złącza (zdefiniowanej jak wyżej) o wartości nie przekraczającej około 493 K (220°C). Dla wyższych temperatur występowały odkształcenia napięcia pomiarowego przejawiające się „rozmyciem" przebiegu tego napięcia i trudnością w jednoznacznej ocenie wartości $U_F$, a więc i $T_j$. Było to najprawdopodobniej spowodowane tym, iż przy wyższych temperaturach struktury zależność $U_F = f(I_F)$ traciła charakter liniowy w związku z tym stosowana metoda pomiaru $T_j$ nie dawała zadawalającej dokładności (około 20 K), czyli około 10% wartości wyznaczanej.

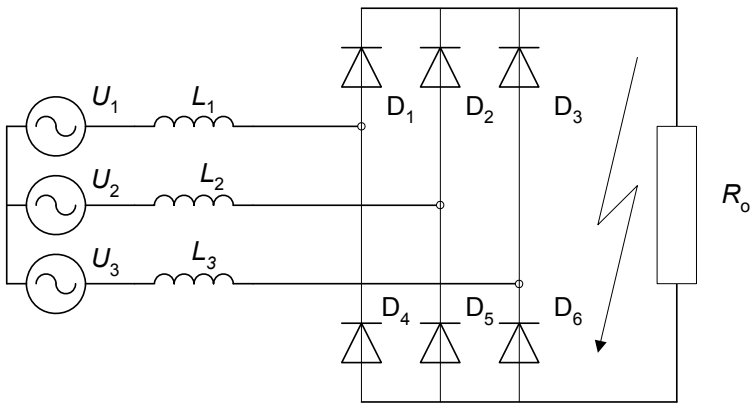
## 2.6. Podsumowanie

- W ramach niniejszego rozdziału wyznaczono parametry modelu cieplnego przyrządu energoelektronicznego oraz określono wartość przejściowej impedancji cieplnej. Parametry te uzyskano w sposób obliczeniowy na podstawie właściwości fizycznych i wymiarów geometrycznych poszczególnych elementów konstrukcyjnych oraz w sposób eksperymentalny. Stwierdzono wyraźne różnice w wartościach $Z_{th}(t)$ obliczonych i pomierzonych na gotowym przyrządzie. Według opinii autora bardziej wiarygodne są wyniki uzyskane drogą eksperymentalną, gdyż uwzględniają cieplne stany przejściowe i wynikające z nich zmiany parametrów materiałów konstrukcyjnych oraz styków między nimi. Czynniki te są trudne do ilościowego zdefiniowania podczas obliczeń, kiedy przyjmuje się warunki idealne w zakresie przepływu ciepła oraz jakości styków między poszczególnymi elementami składowymi przyrządu. Dlatego w dalszych obliczeniach temperatury złącza wykorzystywano wartości $Z_{th}(t)$ uzyskane na drodze pomiaru. W odniesieniu do przyrządów produkowanych w krajach rozwiniętych opierano się na danych deklarowanych przez producenta, których sposoby uzyskiwania objęte są „know-how".
- Metody obliczeniowe są efektywne przy opracowywaniu nowych przyrządów energoelektronicznych, gdyż pozwalają uzyskiwać dane co do wartości $Z_{th}(t)$ oraz określać wpływ na tę wartość poszczególnych elementów i materiałów konstrukcyjnych już na etapie projektowania. Umożliwia to optymalizowanie konstrukcji przyrządu w sensie uzyskania wymaganych parametrów cieplnych i elektrycznych.

- W niniejszym rozdziale opracowano również sposób i program obliczeniowy do wyznaczania temperatury złącza w przypadku przeciążeń impulsami prądowymi o dowolnym kształcie oraz cyklami takich impulsów.
- Weryfikacja eksperymentalna wyników obliczeń temperatury struktury polegająca na pomiarze tej wartości (metodą pośrednią) w chwili po zakończeniu impulsów prądu przeciążeniowego wykazała zbieżność wyników. Różnice w odnośnych wartościach $T_{\mathrm{j}}$ wynosiły około 10 %. Można więc wnioskować iż w wyniku analiz i obliczeń uzyskano wiarygodny sposób wyznaczania temperatury struktury przyrządów energoelektronicznych dla stanów zwarć i przeciążeń roboczych.

# 3. PRĄD ZWARCIA W PROSTOWNIKU TRÓJFAZOWYM, MOSTKOWYM

Przeciążalność prądowa diod i tyrystorów jest parametrem deklarowanym w materiałach firmowych producentów tych przyrządów. Dane deklarowane dotyczą jednak typowych przypadków określonych amplitudą i czasem trwania półsinusoidalnych impulsów prądowych o częstotliwości 50 bądź 60 Hz. W eksploatacji przekształtników występują często przypadki, w których dane katalogowe nie wystarczają do określenia wytrzymałości przeciążeniowej przekształtników. Dotyczą one warunków, kiedy przebiegi prądów zwarciowych w obwodach z przyrządami energoelektronicznymi odbiegają od przebiegów typowych, dla których wytwórcy przyrządów deklarują odpowiednie dane. Taki przypadek często występujący w praktyce charakteryzuje zmieniająca się w czasie amplituda i czas trwania impulsów prądu zwarciowego. W przekształtnikach małej mocy można dobierać wówczas przyrządy stosując odpowiednią rezerwę w zakresie przeciążalności prądowej. Natomiast w układach dużej mocy rzędu kilku do kilkunastu megawatów, gdy koszt przyrządów półprzewodnikowych jest duży, stosowanie nadmiernej rezerwy może być ekonomicznie nieuzasadnione, gdyż powoduje zmniejszenie konkurencyjności rynkowej przekształtników. Zagadnienie jest istotne, gdyż w przypadku tych układów często nie obciążalność długotrwała lecz wytrzymałość przeciążeniowa stanowi główne kryterium doboru przyrządów do danego urządzenia. Stąd powstała potrzeba opracowania optymalnego ekonomicznie sposobu doboru przyrządów do warunków przeciążeniowych przekształtników dużej mocy oraz koordynacji zabezpieczeń przetężeniowych. Dobór ten warunkuje poprawną eksploatację urządzenia przy zachowaniu możliwie niskiej ceny.




**Rys.3.1. Schemat ideowy przekształtnika zasilanego z sieci 3-fazowej (stan zwarcia).**

Równocześnie należy podkreślić, że w przekształtnikach dużej mocy przeznaczonych na przykład do układów zasilania trakcji elektrycznej nie stosuje się bezpieczników do zabezpieczenia przyrządów półprzewodnikowych przed skutkami zwarć. Bezpieczniki takie charakteryzują się dużymi gabarytami i wysoką ceną przekraczającą czasem cenę zabezpieczanego przyrządu, a ponadto generują dodatkowe straty mocy. Tak więc ich stosowanie powoduje wzrost gabarytów i ceny przekształtnika oraz wzrost kosztów eksploatacji układu. W większości przypadków przekształtniki dużej mocy zabezpieczone są wyłącznikami prądu przemiennego instalowanymi po pierwotnej stronie transformatora. Czasy wyłączania takich wyłączników wynoszą na ogół 160 ÷ 200 ms, co określa wymagania co do przeciążalności prądowej przyrządów półprzewodnikowych stosowanych w tych układach.

W niniejszym rozdziale omówiono przypadki zwarć symetrycznych dla różnych wartości kąta fazowego określającego chwilę wystąpienia zwarcia, liczonego w odniesieniu do napięcia na wyjściu transformatora zespołu. Obliczenia wykonano dla układu rzeczywistego o parametrach podanych w punkcie 3.1.

W stanie zwarcia na wyjściu prostownika występuje komutacja złożona [12], w której udział biorą równocześnie 4 diody, po 2 z każdej trójpulsowej jednostki komutacyjnej. W tym przypadku kąt elektryczny przewodzenia diody zbliża się do 240°. Program symulacyjny TCAD, który wykorzystano do obliczeń prądów zwarcia, nie uwzględnia zjawiska komutacji złożonej. Obliczone za pomocą tego programu impulsy ustalonego prądu zwarciowego w diodach prostownika charakteryzują się kątem przewodzenia równym 180°. Nasuwa więc się pytanie, czy można uznać za wiarogodne obliczenia prądów zwarciowych przy użyciu programu TCAD? Jednakże, jak to wynika z [12], zwiększenie kąta przewodzenia diody z 180° do 240° obejmuje przedziały kątowe lewostronny 30° i prawostronny 30° o małej wartości chwilowej prądu. Przepro-

wadzone przez autora obliczenia wykazały, że różnice wartości skutecznych prądów diody, dla kąta przewodzenia 180° i 240° nie przekraczają 2 %. Autor pracy przyjął więc założenie, że w dalszych obliczeniach prądów zwarciowych można posługiwać się programem TCAD (wygodny, sprawdzony i prosty w obsłudze), ponieważ uchyby spowodowane jego niedokładnością są małe i nie mają znaczenia dla wyników obliczeń temperatury struktury diod i tyrystorów.

## 3.1. Prąd zwarcia w połączeniu między transformatorem a prostownikiem

Przy zwarciu symetrycznym obwodu o impedancji $Z = R + \mathrm{j}\ \omega L$ zasilanego napięciem $u = U_\mathrm{m} \cdot \sin(\omega t + \psi)$ obowiązuje równanie [5]:

$$u = U_\mathrm{m} \cdot \sin\left(\omega t + \psi\right) = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + R \cdot i \tag{3.1}$$

gdzie:

$L$ – indukcyjność obwodu,
$R$ – rezystancja obwodu,
$i$ – wartość chwilowa prądu,
$u$ – wartość chwilowa napięcia zasilającego,
$\omega$ – pulsacja napięcia zasilającego,
$\psi$ – kąt elektryczny fazowy, określający chwilę wystąpienia zwarcia w odniesieniu do napięcia w obwodzie.

Po rozwiązaniu równania (3.1) otrzymuje się zależność określającą prąd w obwodzie w stanie zwarcia:

$$i_\mathrm{z} = I_\mathrm{okm} \cdot \sin\left(\omega t + \psi - \varphi\right) - I_\mathrm{okm} \cdot \exp\left(-\frac{R}{L} \cdot t\right) \cdot \sin\left(\psi - \varphi\right) \tag{3.2}$$

gdzie:

$I_\mathrm{okm} = \dfrac{U_\mathrm{m}}{Z}$ – amplituda składowej okresowej prądu zwarcia,

$\varphi = \mathrm{arctg}\left(\dfrac{\omega L}{R}\right)$ – kąt przesunięcia fazowego w obwodzie zwarcia.

W równaniu (3.2) wyróżnić można dwie składkowe:

$$i_\mathrm{ok} = -\,I_\mathrm{okm} \cdot \sin\left(\omega t + \psi - \varphi\right) \tag{3.3}$$

składową okresową prądu zwarcia oraz:

$$i_{\mathrm{nok}} = I_{\mathrm{okm}} \cdot \exp\left(-\frac{R}{L} \cdot t\right) \cdot \sin\left(\psi - \varphi\right) \tag{3.4}$$

składową nieokresową prądu zwarcia.

Maksymalna wartość prądu, tzw. prąd udarowy wystąpi w pierwszym półokresie przebiegu. Na wartość prądu udarowego ma wpływ chwila wystąpienia zwarcia wyznaczona kątem $\psi$ oraz kąt przesunięcia fazowego $\varphi$.

Składowa nieokresowa prądu zwarcia osiąga największą wartość początkową $i_{\mathrm{nokm}}$ dla przypadku, kiedy chwila wystąpienia zwarcia spełnia warunek:

$$\psi - \varphi = \frac{\pi}{2} \tag{3.5}$$

i jest równa:

$$i_{\mathrm{nokm}} = - I_{\mathrm{okm}} \tag{3.6}$$

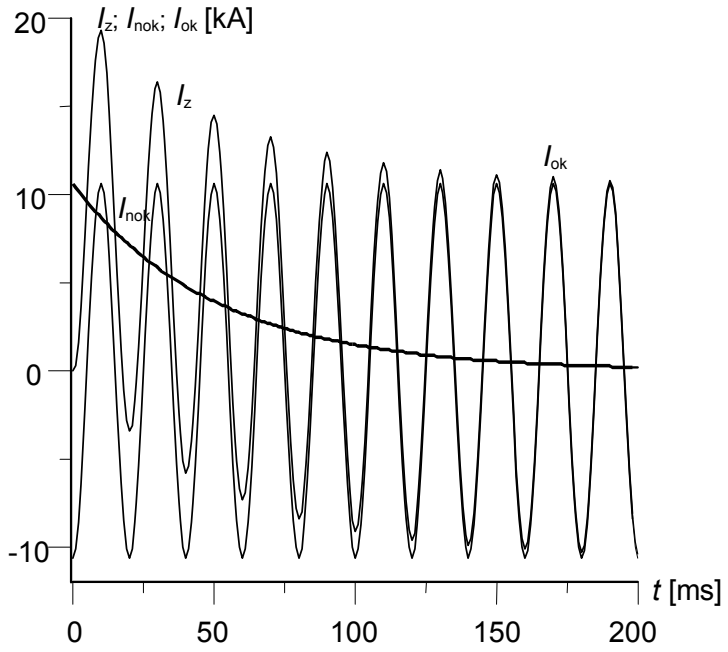
Składowa ta zanika po czasie wynikającym z przebiegu funkcji wykładniczej wg. zależności:

$$i_{\mathrm{nok}} = - I_{\mathrm{okm}} \exp\left(-\frac{R}{L} \cdot t\right) \tag{3.7}$$

Przykładowe obliczenia prądu zwarcia wykonano dla prostownika przeznaczonego do układu zasilania trakcji kolejowej o napięciu 3,3 kV o następujących parametrach systemu:

| | |
|---|---|
| moc zwarciowa sieci zasilającej | $S_z$ = 200 MVA |
| napięcie sieci zasilającej | $U_1$ = 15 kV |
| moc pozorna z transformatora prostownikowego | $S_1$ = 4400 kVA |
| napięcie wtórne transformatora | $U_2$ = 2,6 kV |
| napięcie zwarcia transformatora | $u_z$ = 10,45 % |
| straty mocy w transformatorze | $\Delta P_{\mathrm{cu}}$ = 36 kW |
| linia zasilająca od strony 15 kV – kabel o długości | $l_1$ = 40 m |
| połączenie transformatora z prostownikiem – szynowe | $l_2$ = 10 m |
| rezystancja zastępcza diody | $r_{\mathrm{d}}$ = 0,25 mΩ |
| indukcyjność jednostkowa kabla | $L_{\mathrm{k}}$ = 0,1 μH/m |
| indukcyjność jednostkowa szyny | $L_{\mathrm{s}}$ = 0,3 μH/m |

Wyniki analizy symulacyjnej zilustrowane przebiegiem prądu zwarcia w połączeniu między transformatorem a prostownikiem przedstawiono na rys.3.2 [67, 68, 69].



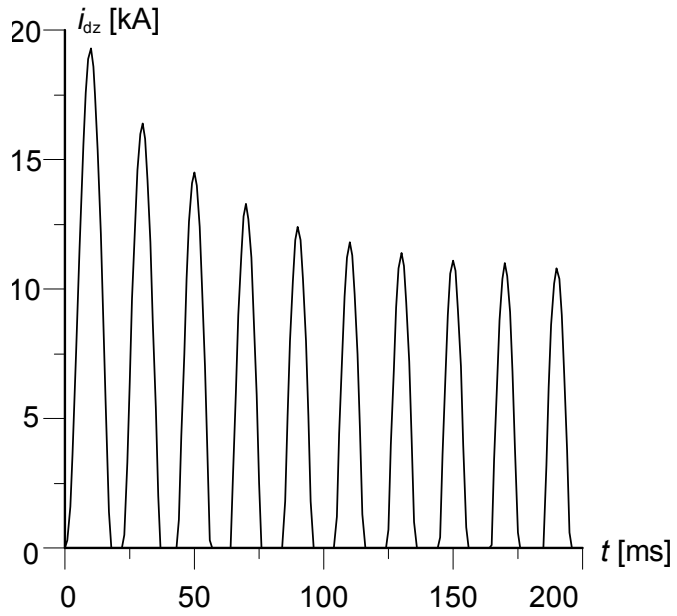

**Rys.3.2. Przebieg czasowy prądu w połączeniu transformatora z prostownikiem 3-fazowym mostkowym w stanie zwarcia zewnętrznego prostownika.**

Rysunek ten ilustruje przebiegi czasowe składowej okresowej i nieokresowej prądu zwarcia oraz prądu całkowitego występującego w połączeniu między transformatorem a prostownikiem w układzie mostkowym. Przedstawione przebiegi dotyczą przypadku wystąpienia największej wartości prądu udarowego ($\psi = \frac{\pi}{2} + \varphi$).

## 3.2. Prądy zwarcia w gałęzi mostka prostownika

Przy zwarciu symetrycznym (na wyjściu prostownika) impulsom prądowym w przewodzie doprowadzającym odpowiada impuls (prąd wyprostowany) w gałęzi mostka prostownika. Na rysunkach 3.3, 3.4, 3.5 przekazano przebiegi tego prądu dla następujących przypadków:

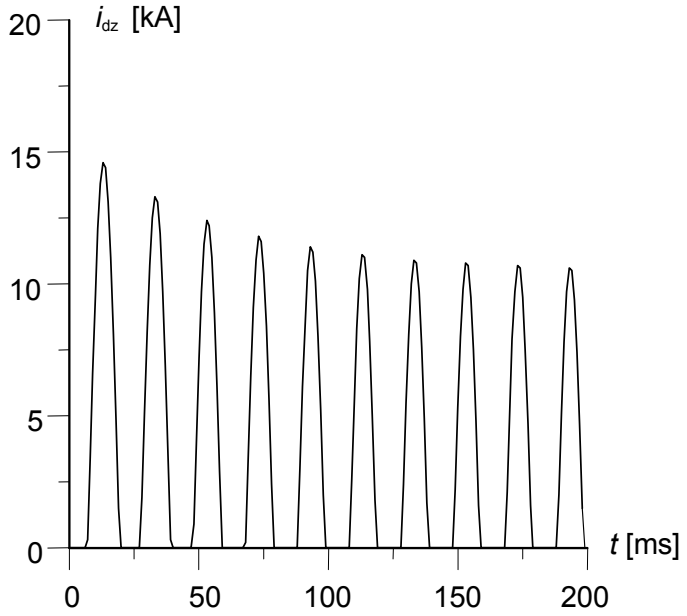
- dla kąta $\psi = \frac{\pi}{2} + \varphi$ odpowiadającego maksymalnej wartości prądu udarowego;
- dla kąta $\psi = 60$ odpowiadającego pośredniej wartości prądu udarowego;
- dla kąta $\psi = \phi$ czyli przy braku składowej nieokresowej prądu zwarcia a więc dla najmniejszej wartości impulsów prądu zwarciowego o stałych amplitudzie i czasie trwania.



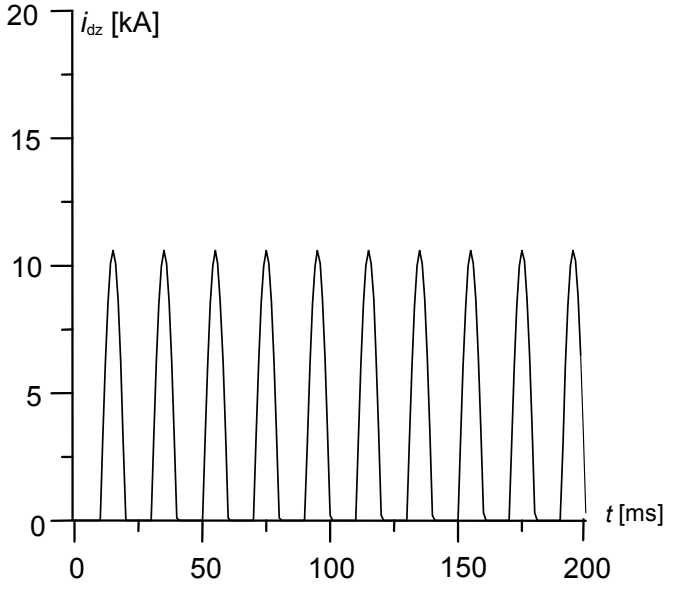

**Rys.3.3. Przebieg czasowy prądu w gałęzi prostownika przy zwarciu zewnętrznym dla maksymalnej wartości prądu udarowego (*ψ* =π/2+*φ*).**

Jak to przedstawiono na rys.3.3 i 3.4 dla większości przypadków zwarć, jakie mogą wystąpić na wyjściu przekształtnika zasilanego z sieci, impulsy prądu zwarciowego w gałęzi mostka zmieniają zarówno amplitudę jak i czas trwania. W analizowanym układzie dla kąta $\psi = \pi / 2 + \varphi$ amplituda pierwszego impulsu wynosi około 19,5 kA przy czasie trwania $t_p$ = 18 ms a impulsu dziesiątego około 11 kA przy czasie trwania 10 ms. Jedynie w przypadku, kiedy kąt $\psi$ równy jest kątowi $\varphi$ przesunięcia fazowego między prądem i napięciem – nie występuje składowa nieokresowa prądu zwarcia i kolejne impulsy tego prądu w gałęzi mostka mają stałą amplitudę i stały czas trwania. Tak więc tylko dla tego przypadku można w sposób jednoznaczny dobrać przyrząd półprzewodnikowy do warunków zwarciowych na podstawie danych deklarowanych przez

wytwórcę. W pozostałych przypadkach można postępować w sposób proponowany przez autora w rozdz.4.




**Rys.3.4. Przebieg czasowy prądu w gałęzi prostownika przy zwarciu zewnętrznym (kąt $\psi$ = 60º).**




**Rys.3.5. Przebieg czasowy prądu w gałęzi prostownika przy zwarciu zewnętrznym, w przypadku gdy kąt $\psi = \varphi$ co odpowiada warunkowi braku składowej nieokresowej.**

## 3.3. Podsumowanie

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że w przypadku zwarcia na wyjściu prostownika w zaworach półprzewodnikowych mogą pojawiać się impulsy prądowe o zmieniającej się amplitudzie i czasie ich trwania (w zależności od chwili wystąpienia zwarcia). W krańcowym przypadku, w analizowanym układzie, wartość szczytowa i czas trwania pierwszego impulsu prądu przeciążeniowego były o około 80% większe od odpowiednich wartości charakterystycznych dla ustalonego prądu zwarciowego. Zjawisko to spowodowane jest składową nieokresową prądu w transformatorze zespołu, która powstaje w przypadku, kiedy kąt fazowy $\Psi$ wystąpienia zwarcia różni się od kąta przesunięcia fazowego w obwodzie zwarcia $\varphi$. Składowa nieokresowa prądu zwarciowego osiąga wartość maksymalną, gdy kąt fazowy wystąpienia zwarcia jest równy $\Psi = \varphi + \frac{\pi}{2}$ . Powoduje ona wówczas największe różnice w wartościach szczytowych i czasach trwania impulsów na początku i na końcu cyklu zwarciowego. Zmiana parametrów impulsów prądu w przyrządach energoelektronicznych w czasie cyklu przeciążeniowego stanowi istotne utrudnienie przy doborze diod i tyrystorów prostownika do warunków zwarć jakie mogą wystąpić w eksploatacji układów energoelektronicznych. Przypadków takich nie obejmują dane deklarowane przez wytwórców tych przyrządów. Racjonalny dobór przyrządów wymaga przeprowadzenia dodatkowych analiz, których istota przedstawiona zostanie w kolejnym rozdziale.

# 4. STANY ZWARCIOWE W DIODACH I TYRYSTORACH

Parametry statyczne i dynamiczne przyrządów energoelektronicznych podawane w materiałach firmowych w sposób istotny zależą od temperatury danej struktury półprzewodnikowej. Zwykle odnoszone są one do znamionowej temperatury pracy oraz w pewnych przypadkach (jak napięcie przewodzenia) również do temperatury otoczenia określanej jako 298 K (25°C). W warunkach zwarciowych występujących w układach energoelektronicznych diody i tyrystory przewodzą prądy o wartościach kilkakrotnie większych od prądów obciążenia ciągłego, które są określone znamionową temperaturą struktury oraz właściwościami układu chłodzenia. Wytwórca przyrządów półprzewodnikowych podaje w katalogu wykres zależności dopuszczalnych przeciążeń prądowych

z funkcji czasu dla znamionowej temperatury pracy oraz temperatury otoczenia [413 K (140°C) i 298 K (25°C)]. Dane te odnoszą się do półsinusoidalnych impulsów prądowych o czasie trwania 10 ms. Przyrost temperatury występujący w warunkach zwarciowych powoduje zmiany wartości parametrów przyrządów energoelektronicznych w szczególności napięcia wstecznego i napięcia blokowania, co może być przyczyną uszkodzeń tych przyrządów [64, 69]. Inną istotną przyczynę uszkodzeń stanowią naprężenia mechaniczne i odkształcenia elementów konstrukcyjnych (takich jak płytka krzemowa, molibdenowa, luty i wyprowadzenia prądowe), które powodowane są szybkimi zmianami temperatury wywoływanymi prądem przeciążeniowym. Znajomość prądów przeciążeniowych powodujących uszkodzenia przyrządu, jak również poznanie przyczyn tych uszkodzeń jest istotne przede wszystkim dla producentów w aspekcie określenia danych deklarowanych w katalogach firmowych. Z kolei temperatury struktury półprzewodnikowej określone dla przeciążeń zgodnych z danymi deklarowanymi przez wytwórców mogą stanowić podstawę do doboru diod i tyrystorów do stanów awarii, kiedy impulsy prądu w przyrządzie odbiegają, co do kształtu i czasu trwania od typowych, podawanych w materiałach firmowych [64, 68, 69]. Przypadki takie powszechnie występują w praktyce zwłaszcza w odniesieniu do układów dużej mocy (rozdz.3).

W niniejszym rozdziale podjęto próbę przeanalizowania i oceny przyczyn uszkodzeń diod i tyrystorów wywołanych nadmiernymi prądami przeciążeniowymi. Odpowiednie analizy prowadzono na podstawie wyników badań eksperymentalnych wykonanych w układzie mocy metodą prób niszczących. Próby te były prowadzone przy różnych warunkach początkowych takich jak temperatura złącza i napięcie wsteczne doprowadzone do przyrządu (określających stan przyrządu przed przeciążeniem).

W badaniach mających na celu wyjaśnienie zjawisk związanych z uszkodzeniami przyrządów energoelektronicznych spowodowanych przepływem prądu zwarciowego oraz przy wyznaczaniu dopuszczalnej przeciążalności prądowej tych elementów autor wykorzystał metodę eksperymentalną oceniając ją jako najbardziej wiarygodną. Polega ona na realizacji określonych cykli przeciążeniowych prowadzących do zniszczenia badanego przyrządu przez stopniowe zwiększanie prądu lub przepuszczanie prądu o określonej wartości przez czas zwiększany, aż do uszkodzenia struktury. Ten sposób badań zapewnia uwzględnienie wpływu czynników, trudnych do określenia w metodach obliczeniowych, takich jak jakość użytych materiałów, dokładność obróbki powierzchni poszczególnych detali, jakość procesów technologicznych i montażu końcowego na przeciążalność prądową. Należy podkreślić, że czynniki te wpływają na parametry przyrządów półprzewodnikowych w znacznie większym stopniu niż ma to miejsce w przypadku wyrobów „elektrotechniki klasycznej" jak: silniki, transfor-

matory czy aparaty elektryczne. Niewielkie, przypadkowe odchylenia od założonego przebiegu procesu technologicznego potrafią wpływać na zmianę parametrów struktury półprzewodnikowej o kilkadziesiąt procent.

Przy produkcji takich elementów jak diody i tyrystory, których technologia wytwarzania została opanowana wiele lat temu, zdarzają się nawet u renomowanych producentów, tzw. nietrafione dyfuzje w wyniku czego parametry struktur półprzewodnikowych istotnie odbiegają od założonych.

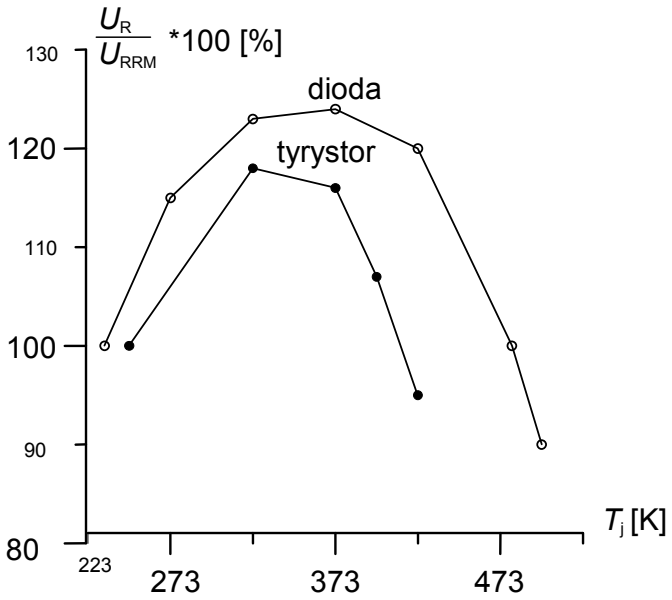
Metodę prób niszczących [19, 61, 62] stosowano w Instytucie Elektrotechniki w badaniach prowadzonych przez autora w celu określenia parametrów diod krzemowych opracowanych w Zakładach „Lamina" jak również przy sprawdzaniu deklarowanej przeciążalności prądowej przyrządów amerykańskiej firmy Westinghouse przy zakupie i wdrożeniu w tych Zakładach licencji na diody i tyrystory mocy. Prowadzono także badania przyrządów z produkcji licencyjnej w aspekcie oceny ich jakości. Wykonywano również odpowiednie próby elementów innych producentów w celu uzyskania danych porównawczych stanowiących istotne informacje dla wytwórcy krajowego.

Wyniki obliczeń temperatury złącza dla stanów przetężeń przy różnych warunkach początkowych odniesione do określonych (na drodze analizy uszkodzonych struktur) mechanizmów uszkodzeń były pomocne przy zdefiniowaniu kryterium temperaturowego określającego dopuszczalny prąd przeciążenia przyrządu o dowolnym przebiegu w funkcji czasu, przy danym napięciu w układzie i danej temperaturze przed wystąpieniem zwarcia. Kryterium to stanowi istotną pomoc przy projektowaniu przekształtników dużej mocy dla warunków zwarciowych i przeciążeń oraz przy weryfikacji doboru urządzeń dostarczanych przez innych producentów.

## 4.1. Przeciążalność prądowa a temperatura przyrządu

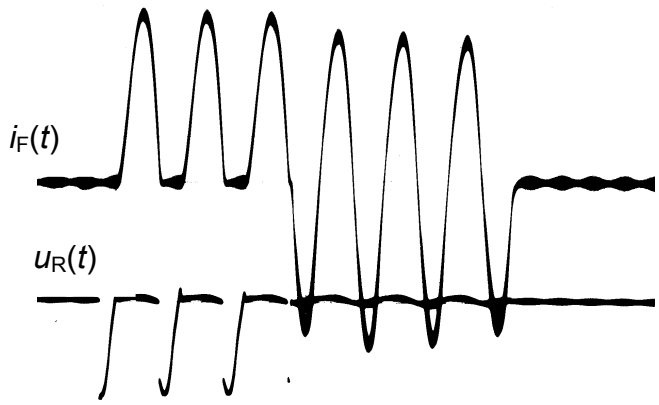
Wartości parametrów przyrządów półprzewodnikowych zależą w istotny sposób od temperatury. W warunkach zwarć występujących w układach przekształtnikowych i wywołanych nimi prądów przeciążeniowych (zgodnych z danymi deklarowanymi przez wytwórcę) w przyrządach energoelektronicznych, temperatura struktury półprzewodnikowej tych elementów znacznie przekracza wartości podawane przez producentów jako dopuszczalne dla obciążenia ciągłego. Temperatura ta powoduje obniżenie napięcia wstecznego i napięcia

blokowania oraz stopniową degradację parametrów elektrycznych przyrządów, a w efekcie może doprowadzić do ich uszkodzenia oraz awarii przekształtników. Na powstawanie takich stanów awaryjnych szczególnie istotnie wpływa obniżenie wartości napięć wstecznego i blokowania. Na rysunku 4.1 podano typową



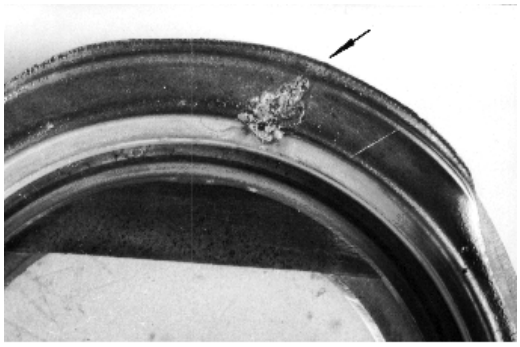

**Rys.4.1. Typowa zależność napięcia wstecznego od temperatury struktury krzemowej dla diody i tyrystora produkcji krajowej o prądach $I_{F(AV)M}$=$I_{T(AV)M}$= 300 A.**

zależność napięcia wstecznego od temperatury struktury wyznaczoną dla tyrystora i diody (o prądzie znamionowym 300 A) produkcji krajowej. Przekroczenie deklarowanej znamionowej temperatury struktury krzemowej może doprowadzić do napięciowego uszkodzenia przyrządu, spowodowanego obniżeniem się deklarowanego przez wytwórcę maksymalnego napięcia wstecznego ($U_{\mathrm{RRM}}$) do wartości mniejszej niż napięcie wsteczne występujące w pracy układu energoelektronicznego. Występuje wtedy przebicie struktury w półokresie między kolejnymi impulsami prądu przeciążeniowego, gdy na elektrodach przyrządu pojawia się napięcie wsteczne. Uszkodzenie tego rodzaju jest charakterystyczne dla elementu, który przed przeciążeniem nagrzany był do temperatury znamionowej lub do niej zbliżonej.




**Rys.4.2. Przebiegi prądu i napięcia przy uszkodzeniu napięciowym przyrządu półprzewodnikowego.**

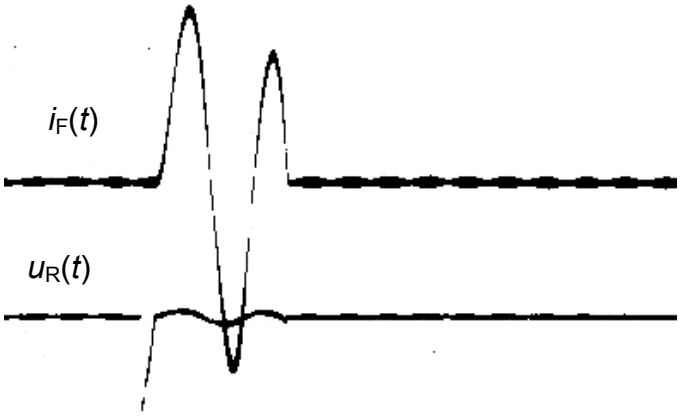
Na rysunku 4.2 przedstawiono przebiegi czasowe prądu $i_F$ oraz napięcia wstecznego $u_R$ diody, charakterystyczne dla tego rodzaju uszkodzenia. Rysunek 4.3 prezentuje uszkodzoną w ten sposób strukturę półprzewodnikową. Analiza struktur krzemowych zniszczonych przyrządów wykazuje, iż miejsce przebicia występuje na krawędzi struktury, co jest typowe dla uszkodzeń o charakterze napięciowym.



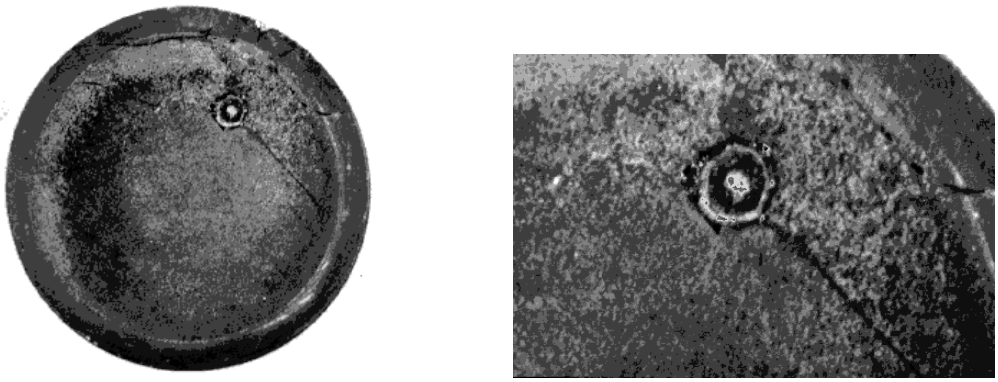
**Rys.4.3. Fragment struktury krzemowej półprzewodnikowej uszkodzonej napięciem wstecznym.**

Dla przyrządu poddanego działaniu nadmiernego prądu przeciążeniowego w temperaturze wyjściowej równej temperaturze otoczenia charakterystyczne jest uszkodzenie wewnątrz struktury objawiające się pęknięciem płytki krzemowej. Jest to wywołane nadmiernymi naprężeniami mechanicznymi we fragmencie konstrukcji (składającym się z płytki krzemowej, lutu oraz podkładki molibdenowej) powstającymi wskutek szybkiego przyrostu temperatury podczas przepływu prądu przeciążeniowego. Przebiegi prądu i napięcia badanej diody

charakterystyczne dla tego rodzaju narażenia przedstawiono na rys.4.4. Na rysunku 4.5 pokazano uszkodzoną w ten sposób strukturę półprzewodnikową z widocznym miejscem pęknięcia płytki krzemowej.




**Rys.4.4. Przebiegi prądu i napięcia przy uszkodzeniu prądowym przyrządu półprzewodnikowego.**

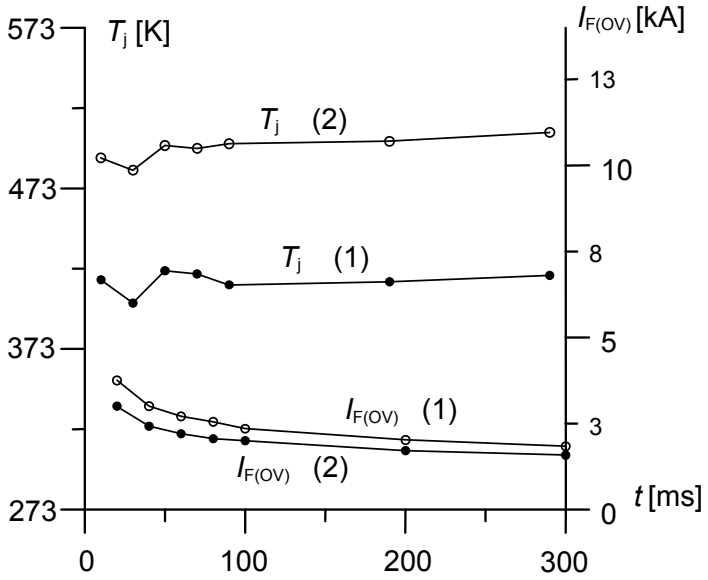


**Rys.4.5. Struktura półprzewodnikowa uszkodzona nadmiernym prądem przeciążeniowym; uszkodzenie charakterystyczne dla przyrządu poddanego przeciążeniu w temperaturze otoczenia.**

W celu interpretacji uzyskanych wyników badań przeprowadzono (w sposób podany w rozdz.2) obliczenia temperatury struktury diody o prądzie $I_{F(AV)M} = 200$ A dla cykli przeciążeniowych deklarowanych przez wytwórcę jako dopuszczalne – przy temperaturze przyrządu równej 298 K (25°C) oraz nominalnej temperaturze pracy wynoszącej 413 K (140°C). Na rysunku 4.6 podano zależności dopuszczalnego prądu przeciążenia określonego amplitudą półsinusoidalnych impulsów prądowych (10 ms) – w funkcji czasu trwania cyklu przeciążeniowego. Przedstawiono również obliczone wartości temperatury złącza występujące po zakończeniu cykli przeciążeniowych o czasie trwania (10,

30, 50, 70, 170, 290) ms. Temperatury te wyznaczone dla stanu zimnego przed przeciążeniem są wyraźnie niższe [403 ÷413 K (130÷140)°C] od odpowiednich temperatur określonych dla warunków, kiedy przyrząd przed przeciążeniem nagrzany był do znamionowej temperatury pracy i wynoszących [493÷503 K (220÷230)°C].

W wyniku przeprowadzonych badań stwierdzono, iż te różniące się temperatury struktury wynikają z różnych mechanizmów powodujących uszkodzenia struktur w obu początkowych stanach cieplnych. Dla przyrządu wstępnie nagrzanego, przyczyną uszkodzenia jest obniżenie napięcia wstecznego przyrządu spowodowane wysoką temperaturą struktury i w efekcie przebicie o charakterze napięciowym. Uszkodzenie przyrządu „zimnego" spowodowane jest natomiast pęknięciem płytki krzemowej wskutek naprężeń wywołanych szybkim przyrostem temperatury w czasie przeciążenia przy zdecydowanie niższej temperaturze końcowej. Należy dodać, iż w drugim przypadku największy przyrost temperatury struktury (powodujący jej uszkodzenie mechaniczne) występuje w czasie trwania impulsu prądowego, a nie po jego zakończeniu (rys.2.11). Jednak w obliczeniach dotyczących stanów przeciążeniowych przyrządów energoelektronicznych oraz zwarć występujących w przekształtnikach jako punkt odniesienia przyjmowana jest temperatura struktury występująca bezpośrednio po zakończeniu impulsu prądowego.

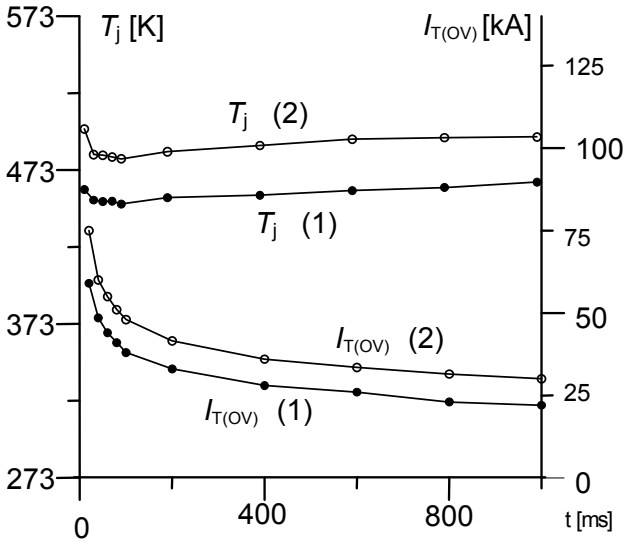



**Rys.4.6. Obliczone wartości temperatury struktury diody o prądzie $I_{F(AV)M}$=200A jakie wystąpią po zakończeniu przeciążeń zgodnych z danymi deklarowanymi (krzywe $I_{F(OV)}$ 1, 2) dla:** 1 – $T_j$ temperatura przed przeciążeniem równa 298 K (25°C), 2 – $T_j$ odpowiednio 413 K (140°C).

Z rozważań wynika, że temperatury struktury obliczone dla prądów przeciążeniowych deklarowanych przez wytwórców jako dopuszczalne, dla przyrządu „zimnego" są istotnie niższe niż dla nagrzanego. W wyniku tego wartości dopuszczalnych prądów przeciążeniowych dla tych stanów wyjściowych różnią się jedynie nieznacznie, (10 ÷ 15) %. Stąd część producentów przyrządów nie deklaruje danych dotyczących przeciążalności prądowej dla stanu zimnego, pomimo iż w praktyce występują przypadki pracy dorywczej przyrządów a w tych warunkach, dobór elementów limitowany jest przez krótkotrwały prąd przeciążenia.

## 4.2. Przeciążalność prądowa a napięcie wsteczne

Analogicznie jak dla różnych temperatur początkowych renomowane firmy podają dopuszczalną przeciążalność prądową dla różnych wartości napięcia wstecznego. Odpowiednie dane deklarowane są najczęściej dla napięć wstecznych o wartości równej zero $U_{\mathrm{RRM}}$, 0,8 $U_{\mathrm{RRM}}$ (czasami 0,6 $U_{\mathrm{RRM}}$). Również w tym przypadku występują różnice, co do dopuszczalnej przeciążalności prądowej. Na rysunku 4.7 pokazano deklarowaną przeciążalność prądową tyrystora o prądzie $I_{\mathrm{T(AV)M}}$ = 4950 A i napięciu $U_{\mathrm{RRM}} = U_{\mathrm{DRM}}$ = 2800 V.

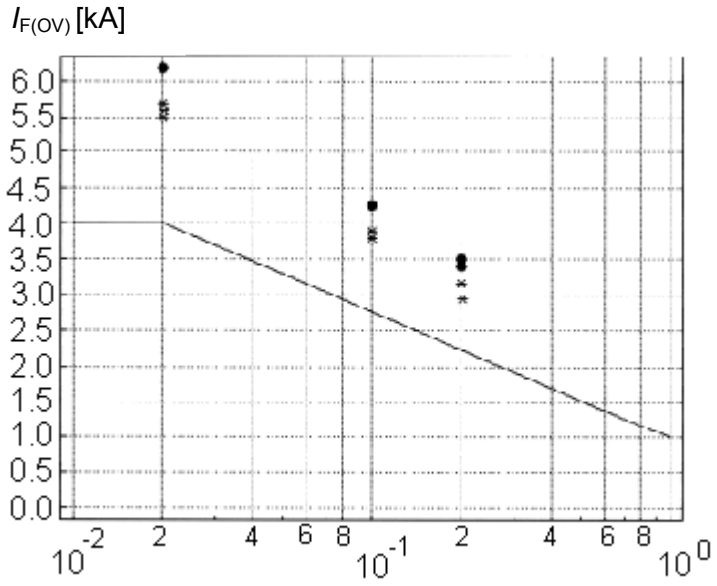



**Rys.4.7. Obliczone wartości temperatury struktury tyrystora o prądzie $I_{T(AV)M}$=4900 A i napięciu $U_{RRM}$=2800 V jakie wystąpią po zakończeniu kolejnych przeciążeń zgodnych z danymi deklarowanymi w przypadku:** 1 – Występowania napięcia wstecznego ($U_R$ = 0,8 $U_{RRM}$), 2 – bez napięcia wstecznego ($U_R$ = 0).

Dane dotyczą warunków, kiedy do tyrystora doprowadzone jest napięcie wsteczne o wartości 0,8 $U_{\mathrm{RRM}}$ oraz bez napięcia wstecznego. Różnice w wartościach deklarowanego (w tych warunkach) prądu przeciążeniowego wynoszą około 20 %. Na rysunku tym podano również obliczone temperatury struktury tyrystora (występujące po zakończeniu cykli przeciążeniowych o czasach trwania (20 ÷ 1000) ms dla obu omówionych wcześniej przypadków deklarowanej przeciążalności prądowej. Temperatury te dla warunków z napięciem wstecznym wyniosły [(453 ÷ 463) K (180 ÷ 190)°C], a bez napięcia wstecznego odpowiednio [(483÷493) K (210 ÷ 220)°C]. Przyczynę uszkodzenia, jaka występuje przy nadmiernym prądzie w układzie z napięciem wstecznym omówiono już punkcie 4.1. Natomiast jak wykazały badania prowadzone na diodach produkcji krajowej i analizy zniszczonych struktur, uszkodzenie złącza w wyniku przeciążenia nadmiernym prądem w układzie bez napięcia wstecznego objawia się pęknięciem płytki krzemowej. Zjawisko to jest więc analogiczne jak w przypadku przyrządu poddanego działaniu prądu przeciążeniowego o temperaturze początkowej równej temperaturze otoczenia.

## 4.3. Wyznaczanie dopuszczalnej przeciążalności prądowej

W podsumowaniu rozważań przedstawionych w punktach 4.1 i 4.2 można stwierdzić, że dla przyrządów energoelektronicznych typu dioda czy tyrystor, w odróżnieniu od warunków obciążenia o charakterze ciągłym (gdzie dla każdego typu przyrządu podawana jest znamionowa temperatura pracy) trudno jest w sposób jednoznaczny określić taką temperaturę dla stanów przeciążeniowych. Temperatury struktury krzemowej występujące na końcu deklarowanych przez wytwórcę cykli prądu przeciążeniowego zależą od warunków takich jak temperatura przyrządu przed przeciążeniem, doprowadzane do przyrządu napięcie wsteczne oraz czas trwania tego cyklu. Na temperaturę tę mają wpływ również czynniki technologiczne i konstrukcyjne oraz wielkość powierzchni struktury. Złącza o dużej powierzchni ulegają uszkodzeniom mechanicznym przy mniejszych przyrostach temperatur niż struktury przyrządów na małe prądy. Stąd w opinii autora najpewniejszą metodą wyznaczania dopuszczalnej przeciążalności prądowej diod i tyrystorów jest metoda eksperymentalna polegająca na próbach niszczących prądem przeciążeniowym o dużej wartości i dostatecznie długim czasie trwania. Badania tego rodzaju uwzględniają ponadto różne inne czynniki, jak jakość materiałów użytych do produkcji przyrządów i dokładność procesu technologicznego. Metodę tę stosowano przy wyzna-




**Rys.4.8. Proponowana graniczna przeciążalność prądowa diody produkcji krajowej o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 200 A; zaznaczono wartości prądu powodującego uszkodzenie badanego przyrządu:**

Oznaczenia:
- ▪ – bez wstępnego nagrzania przyrządu,
- • – przy wstępnym nagrzaniu przyrządu do temperatury 423 K (150ºC).



**Rys.4.9. Struktura diody krzemowej zniszczona w wyniku przepływu nadmiernego prądu zwarcia.**

czaniu dopuszczalnej przeciążalności prądowej diod produkcji krajowej. Na rysunku 4.8 pokazano wyniki badań niszczących (wykonanych dla diod o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 200 A) w postaci zależności wartości szczytowej półsinusoidalnych impulsów prądowych o czasie trwania 10 ms w funkcji czasu, powodujących zniszczenie przyrządu. Próby prowadzono przy napięciu wstecznym równym 0,6 $U_{RRM}$ i temperaturze początkowej równej 423 K (150°C) oraz temperaturze otoczenia. Na rysunku przedstawiono również proponowaną krzywą dopuszczalnego prądu przeciążeniowego dla cykli o różnych czasach trwania. Zaproponowano tutaj jedną krzywą określającą przeciążalność prądową dla obydwóch przyjmowanych temperatur początkowych. Dla badanych diod, określo-

no rezerwę co do deklarowanej przeciążalności prądowej w stosunku do prądów powodujących uszkodzenie, na poziomie 30 % [64, 69]. Wyniki badań niszczących prowadzonych na przyrządach importowanych wykazywały, iż odpowiednie rezerwy stosowane przez producentów przy deklarowaniu danych w zakresie dopuszczalnej przeciążalności prądowej wynosiły około 20 %. Jednak dane te dotyczą prób przeprowadzonych na pojedynczych egzemplarzach i nie są w pełni miarodajne. Przyjmowane przez poszczególne firmy zasady deklarowania parametrów katalogowych w tym zakresie wynikają z czynników techniczno-ekonomicznych. Jeżeli wartości prądów niszczących poszczególne egzemplarze przyrządów danego typu wykazują małe różnice $(10 \div 15)$ % świadczy to o ustabilizowanej technologii produkcji. Pozwala to na stosowanie niewielkich marginesów bezpieczeństwa, w stosunku do wyników prób niszczących, przy deklarowaniu danych katalogowych. Stosowanie większych rezerw zapewni długotrwałą niezawodną pracę elementów, natomiast deklarowanie wyższej przeciążalności prądowej czyni przyrząd bardziej atrakcyjnym dla kupującego. Według informacji uzyskanych u producenta w ostatnim okresie dominuje tendencja do stosowania niewielkich rezerw bądź nawet zrezygnowania z nich.

## 4.4. Podsumowanie

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że możliwe jest określenie temperatury struktury krzemowej diody lub tyrystora, które warunkują ich dopuszczalną przeciążalność prądową dla danego cyklu przeciążeniowego określonego:

- wartością szczytową prądu,
- kształtem i szerokością impulsów prądowych,
- czasem trwania cyklu przeciążeniowego,
- napięciem na przyrządzie,
- temperaturą początkową.

Temperaturę tę można określić drogą obliczeń na podstawie danych co do dopuszczalnej przeciążalności prądowej deklarowanych przez producenta. Sposób prowadzenia obliczeń przedstawiono w rozdziale 2. Określona w ten sposób temperatura struktury może stanowić kryterium doboru diod i tyrystorów do przekształtników mocy, kiedy przebieg prądu zwarcia w gałęzi z diodą lub tyrystorem odbiega od typowego, dla którego deklarowane są odpowiednie dane w materiałach firmowych. Temperatura ta ma różne wartości zależne przede wszystkim od temperatury przyrządu przed powstaniem zwarcia oraz występującego na przyrządzie napięcia wstecznego. Sposób ten może być wykorzys-

tywany również do oceny prawidłowości doboru gotowych przekształtników mocy na warunki zwarciowe określane głównie takimi parametrami układu zasilania jak moc zwarciowa sieci energetycznej, długość i rodzaj linii zasilającej oraz napięcie zwarcia transformatora zespołu.

Analizy uszkodzonych struktur półprzewodnikowych prowadzone po niszczących badaniach przeciążeniowych wykazały dwa mechanizmy uszkodzeń:

- o charakterze napięciowym – występujące w przypadku przyrządu nagrzanego, na którym występuje napięcie wsteczne;
- o charakterze prądowym – występujące wówczas gdy przyrząd przed przeciążeniem znajduje się w temperaturze otoczenia, lub gdy nie występuje na nim napięcie wsteczne.

Należy podkreślić, że analiza stanu struktur przyrządów energoelektronicznych uszkodzonych w czasie eksploatacji przekształtników może stanowić istotną pomoc przy ustalaniu przyczyn awarii urządzeń oraz doborze sposobów zapobiegania im. Jednak w praktyce nie zawsze można uzyskać jednoznaczną diagnozę. Na przykład, jeżeli po uszkodzeniu o charakterze napięciowym płynie przez przyrząd prąd zwarcia o dużej wartości (przez długi czas) następuje częściowe stopienie struktury krzemowej, co utrudnia ustalenie pierwotnej przyczyny zniszczenia elementu.

W opinii autora najbardziej wiarogodną metodą wyznaczania dopuszczalnej przeciążalności prądowej diod i tyrystorów jest metoda eksperymentalna polegająca na przeprowadzeniu prób niszczących przyrządów. Sposób ten uwzględnia różnorodne czynniki trudne do uwzględnienia w metodach obliczeniowych, takich jak: jakość użytych materiałów i procesu technologicznego, dokładność obróbki powierzchni oraz montażu końcowego. Metody obliczeniowe stanowić mogą istotną pomoc przy interpretacji wyników uzyskanych metodą eksperymentalną lub przy ocenie porównawczej różnych typów przyrządów energoelektronicznych.

# 5. WYTRZYMAŁOŚĆ EKSPLOZYJNA PRZYRZĄDÓW ENERGOELEKTRONICZNYCH

Metody badań wytrzymałości eksplozyjnej przyrządów energoelektronicznych oraz całki $\left(i^2t\right)$ jako czynnika określającego odporność obudowy przyrządu na prąd zwarcia o dużej wartości są podane w normach międzynarodowych [71, 72]. Jednak informacje te obejmują przypadki, kiedy przyrządy energoelektroniczne chronione są bezpiecznikami topikowymi, a całka dotyczy prądu udarowego o czasie trwania krótszym niż 10 ms. W układach energo-

elektronicznych dużej mocy często nie stosuje się bezpieczników topikowych. Występują wtedy zagrożenia eksplozyjne wywołane przez prądy zwarć wewnętrznych o czasie trwania nie mniejszym od kilkudziesięciu milisekund. W niniejszym rozdziale rozpatrzono takie stany awaryjne i wywołane nim zagrożenia przyrządów półprzewodnikowych.

Oprócz przyczyn nie stosowania bezpieczników topikowych w opisanych w rozdz. 3 występują również inne przyczyny wynikające z warunków eksploatacji urządzeń. I tak na przykład większość podstacji zasilających sieć trakcyjną o napięciu 3,3 kV pracuje w systemie bezobsługowym. Wymiana uszkodzonego bezpiecznika wymagałaby wyłączenia zespołu prostownikowego na kilka godzin z eksploatacji i wysłania ekipy naprawczej na odnośną podstację. Innym czynnikiem eliminującym możliwość stosowania bezpieczników w tych układach są wymagane przeciążalności robocze. Prostowniki zasilające sieć trakcyjną PKP muszą wytrzymywać prądy przeciążeń roboczych wynoszące 3-krotną wartość prądu znamionowego przez pięć minut. Dobór bezpiecznika, który w takich warunkach nie ulegnie przepaleniu a jednocześnie ochroni diody półprzewodnikowe w przypadku wystąpienia zwarcia może być praktycznie niemożliwy. Podczas prób z zastosowaniem bezpieczników w układach zasilania trakcji miejskiej występowały ich sporadycznie eksplozje wywoływane przez prądy przeciążeń roboczych.

Podobne problemy ze stosowasniem bezpieczników topikowych występują również w innych układach, gdzie wymagana jest przeciążalność robocza określana krotnością prądu znamionowego układu. Układy te zabezpiecza się przed skutkami zwarć wyłącznikiem prądu zmiennego o czasie działania $(160 \div 200)$ ms, umieszczonym po pierwotnej stronie transformatora zespołu. Wytrzymałość zwarciowa prostownika jest projektowana dla zwarć zewnętrznych symetrycznych, kiedy wszystkie zawory układu obciążone są równomiernie. Natomiast w przypadku zwarć wewnętrznych wywołanych przebiciem diod prostownika prądy w ramieniu z uszkodzonymi elementami mogą być istotnie większe niż przy zwarciu symetrycznym. Występuje wtedy zagrożenie eksplozją obudowy przyrządu, co z reguły powoduje zniszczenie znacznej części urządzenia. Rysunek 5.1 prezentuje diodę uszkodzoną w wyniku

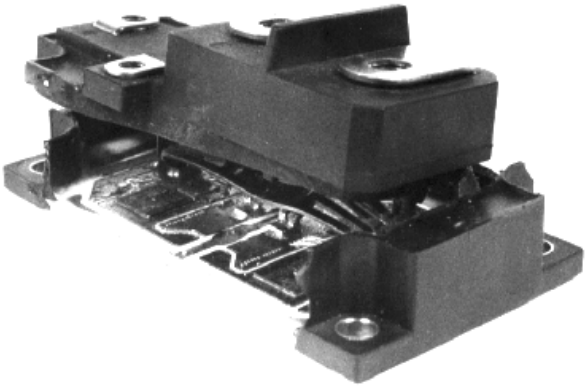


**Rys.5.1. Dioda po eksplozji w wyniku zwarcia w prostowniku trakcyjnym starszej generacji.**

zwarcia w prostowniku trakcyjnym starszej generacji. Zagrożenie to jest szczególnie wyraźne w układach dużej mocy, w których przyrządy półprzewodnikowe łączone są równolegle, a cały prąd zwarcia wewnętrznego zamyka się przez jeden uszkodzony element przekształtnika. Innymi układami zagrożonymi eksplozją obudowy przyrządów energoelektronicznych są falowniki napięcia z tranzystorami IGBT w obudowie modułowej z tworzywa sztucznego. Jak wykazały badania [51] prąd powodujący eksplozję obudowy takich przyrządów jest kilkakrotnie mniejszy od odpowiedniego prądu wywołującego eksplozję przyrządów tradycyjnych w obudowie metalowej z izolatorem ceramicznym bądź szklanym (przy zbliżonej wartości deklarowanego prądu obciążenia ciągłego). W przypadku zwarcia wewnętrznego w takim przekształtniku przez przyrządy uszkodzone płynie prąd wywołany rozładowaniem baterii kondensatorów filtru, a wobec braku bezpieczników na wejściu obwód zwarciowy zasilany jest dodatkowo z transformatora zespołu. Zjawisko to może spowodować eksplozję tranzystorów falownika w ramieniu, w którym wystąpiło zwarcie.

Próbę wprowadzenia bezpieczników chroniących przekształtniki tranzystorowe przed skutkami zwarć wewnętrznych (nie zabezpieczających jednak tranzystorów przed uszkodzeniem) podjęła firma FERRAZ. Rozwiązanie to nie znalazło jednak szerszego zastosowania w praktyce przemysłowej.

Z innych przypadków eksplozji tranzystorów IGBT zaobserwowanych w warunkach eksploatacyjnych wymienić można układy impulsowego rozruchu i hamowania pojazdów trakcyjnych z silnikami prądu stałego jak również w niektórych układach zasilających falowniki w elektrotermii. W rozwiązaniach takich zwarcie obwodu z tranzystorem może być wywołane niewłaściwym sterowaniem tranzystora bądź uszkodzeniem jednego z zaworów obwodu (dioda, tranzystor). Na rysunku 5.2. przedstawiono moduł tranzystorowo-diodowy, który uległ eksplozji w wyniku zwarcia w układzie hamowania tramwaju z silnikami prądu stałego.



**Rys.5.2. Moduł tranzystorowo – diodowy po eksplozji w wyniku zwarcia w układzie hamowania tramwaju.**

Można zatem stwierdzić, że zjawisko eksplozji obudowy przyrządów energoelektronicznych aczkolwiek występuje sporadycznie to stanowi istotne zagrożenie w eksploatacji przekształtników dużej mocy.

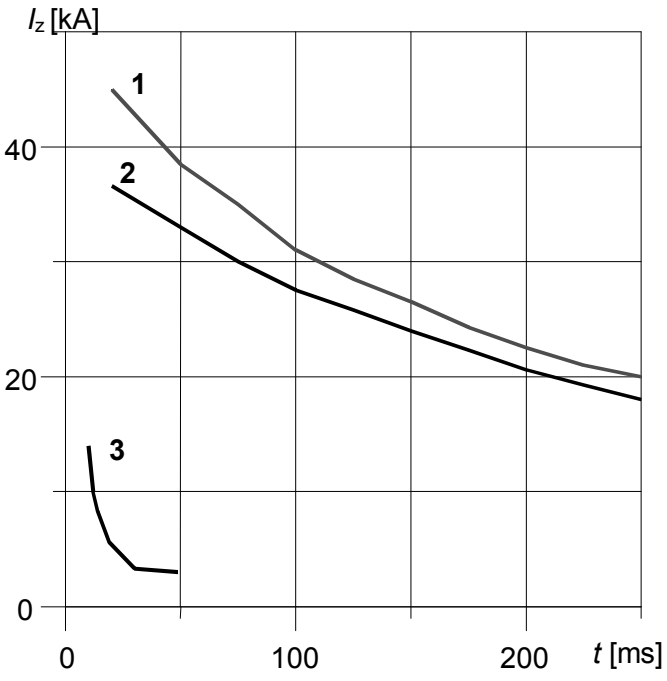
W niniejszym rozdziale zaprezentowano wyniki badań eksperymentalnych wytrzymałości eksplozyjnej przyrządów energoelektronicznych o obudowie tradycyjnej oraz modułowej wykonanej z tworzywa sztucznego. Przedstawiono również wyniki analiz, których celem było zdefiniowanie zagrożeń eksplozyjnych występujących w różnych układach przekształtnikowych w przypadku zwarć wewnętrznych. Analizy te prowadzone były metodą symulacyjną przy wykorzystaniu programu TCAD. Zaproponowano także środki ochrony przeciwdziałające wystąpieniu zwarć wewnętrznych w przekształtnikach oraz ograniczające skutki eksplozji przyrządów półprzewodnikowych w przypadku ich wystąpienia.

## 5.1. Badania wytrzymałości eksplozyjnej przyrządów energoelektronicznych o różnych rodzajach obudowy

Badania wytrzymałości eksplozyjnej obudowy przyrządów półprzewodnikowych są prowadzone w Instytucie Elektrotechniki pod kierunkiem autora od wielu lat. Opublikowano z tego zakresu około trzydziestu prac, w tym kilkanaście referatów w materiałach renomowanych konferencji międzynarodowych [30…35, 37, 38, 41, 42, 51, 55, 66, 67]. Badania prowadzono na przyrządach produkcji krajowej oraz elementach producentów zagranicznych stosowanych w opracowywanych w Instytucie układach energoelektronicznych, w tym z tranzystorami IGBT o konstrukcji modułowej. Badania diod i tyrystorów dotyczyły przyrządów w obudowie wkręcanej i pastylkowej.

Próby wykonywano w obwodzie prądu stałego. Wyniki tych eksperymentów pozwoliły określić wartości prądów wywołujących eksplozję obudowy w funkcji czasu trwania prądu zwarciowego dla różnych typów przyrządów półprzewodnikowych i różnych rodzajów obudowy. Na rysunku 5.3 przedstawiono przykładowe wyniki badań prądów zwarciowych wywołujących eksplozję obudowy diod o prądzie $I_{\mathrm{F(AV)M}}$ = 300 A o obudowie pastylkowej oraz wkręcanej i odpowiednio dla tranzystorów IGBT o prądzie $I_{\mathrm{C}}$ = 400 A i obudowie modułowej [36, 37, 40, 41]. Rezultaty tych badań pozwoliły ustalić, że najbardziej odporne na prądy zwarcia o dużej wartości są przyrządy w obudowach pastylkowych. Wytrzymują one prądy zwarciowe o największych krotnościach w stosunku do ich obciążeń znamionowych, a ponadto eksplozja tych przyrządów na ogół nie jest groźna dla przekształtnika [65, 69]. Dociskające działanie izolowanych klamer łączących obie części radiatora przeciwdziała powstawaniu przerwy w przyrządzie w przypadku stopienia pastylki krzemowej, a więc

zapobiega powstawaniu łuku wewnątrz obudowy. Eksplozja w tym przypadku objawia się głównie wydmuchem gazów powstających w efekcie wyparowania struktury krzemowej, i drobnych fragmentów elementów konstrukcyjnych przyrządu, a to z reguły nie powoduje dewastacji pozostałej części przekształtnika. Zjawisko destrukcji obudowy ma zatem nieco inny charakter niż w przypadku obudów wkręcanych i modułowych. Przyrządy półprzewodnikowe w obudowie wkręcanej charakteryzują się mniejszymi wartościami prądów zwarcia powodującymi eksplozję niż elementy o tej samej obciążalności prądowej zamknięte w obudowie pastylkowej. Docisk struktury półprzewodnikowej do metalowej podstawy (w obudowie wkręcanej) realizowany jest przy pomocy sprężyn (umieszczonych wewnątrz obudowy), które ulegają zniszczeniu przy przepływie prądu o wartości przekraczającej znacznie deklarowane wartości dopuszczalne dla danego przyrządu. Przy przepływie dużego prądu zwarciowego następuje wytopienie pastylki krzemowej, powstaje przerwa w obwodzie i w efekcie łuk elektryczny, którego energia rozrywa obudowę na ogół w miejscu spojenia części metalowej z izolatorem ceramicznym. Z kolei łuk wraz z fragmentami metalowymi przekładek i doprowadzeń wewnętrznych przyrządu wydostaje się na zewnątrz powodując dewastację znacznej części urządzenia.




**Rys.5.3. Zależność prądu zwarciowego jednokierunkowego powodującego eksplozję obudowy przyrządów półprzewodnikowych o różnej konstrukcji w funkcji czasu trwania zwarcia:** 1 – dioda o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 300 A w obudowie pastylkowej, 2 – dioda o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 300 A w obudowie wkręcanej, 3 – tranzystor o prądzie $I_C$ = 400 A w obudowie modułowej.

Podobna sytuacja może wystąpić w przypadku zwarć w obwodach z tranzystorami IGBT w obudowach modułowych wykonanych z tworzyw sztucznych. Energia prądów zwarciowych wywołuje wyparowanie wewnętrz-

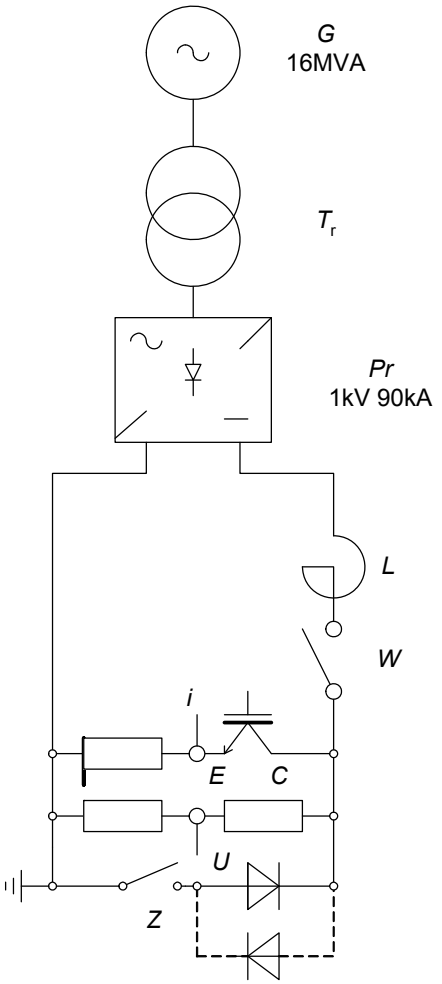
nych połączeń drutowych, a następnie rozhermetyzowanie obudowy modułu i jej eksplozję z możliwością powstania łuku elektrycznego i wymienionymi powyżej konsekwencjami. Wartości prądów powodujących eksplozję elementu są w tym przypadku istotnie niższe niż dla obudów pastylkowych i wkręcanych. Należy podkreślić, że doprowadzenie do gotowości użytkowej urządzenia, które uległo uszkodzeniom w wyniku eksplozji przyrządu półprzewodnikowego jest kosztowne i kłopotliwe. Bowiem, oprócz widocznych zniszczeń elementów układów wywołanych bezpośrednio działaniem łuku elektrycznego, występują uszkodzenia trudniejsze do zidentyfikowania, jak przebicia napięciowe w kondensatorach bądź w elementach układu sterowania. Przebicia te występują w wyniku przepięć powstających przy rozerwaniu łuku lub przy awaryjnym wyłączeniu prądu zwarcia przez wyłącznik w układzie zasilania. Tak więc przed ponownym włączeniem urządzenia do eksploatacji należy usunąć rozpryski stopionych przez łuk elektryczny materiałów oraz dokładnie sprawdzić wszystkie elementy i podzespoły zarówno obwodu głównego jak i układu sterowania.

Efekty eksplozji przyrządów mogą być szczególnie groźne w przypadku układów dużej mocy, przy czym istotnym czynnikiem powodującym zniszczenie urządzenia jest napięcie na przyrządzie półprzewodnikowym lub na zestawie tych elementów połączonych szeregowo. W przypadku dużego prądu zwarcia, wytopienia pastylki krzemowej, powstania łuku i eksplozji obudowy, łuk ten (przy wysokim napięciu układu) może przeskoczyć do innych elementów urządzenia oraz metalowej konstrukcji przekształtnika powodując groźne skutki dla całej instalacji. Dlatego też w przekształtnikach dużej mocy o napięciu wyższym niż 500-1000 V, korzystniejsze jest stosowanie przyrządów pastylkowych, które są mniej podatne na zjawisko powstawania łuku przy przepływie prądów zwarciowych niż przyrządy w obudowie wkręcanej, a zwłaszcza modułowej. Zagrożenie tego rodzaju w odniesieniu do tranzystorów zostało ograniczone przez wprowadzenie do produkcji tranzystorów IGBT w obudowie pastylkowej przeznaczonych głównie do przekształtników napędowych taboru trakcyjnego i przekształtników dla elektrotermii.

Przy napięciach niskich o wartościach nie przekraczających (300 ÷ 500) V eksplozja obudowy i występujące wówczas siły dynamiczne powodują na ogół przerwanie łuku generowanego w przyrządzie, co ogranicza bezpośrednie skutki eksplozji do najbliższego otoczenia zniszczonego przyrządu. Jednak i w tym przypadku mogą wystąpić uszkodzenia elementów i podzespołów przekształtnika wywołane przepięciami powstającymi w efekcie przerwania prądu w obwodzie zwartym.

W trakcie kolejnych badań podjęto próbę określenia parametru, którego wartość w sposób jednoznaczny determinuje zjawisko eksplozji [65, 69]. Dlatego też oprócz prądu $i_{\mathrm{dz}}$ i napięcia $u_{\mathrm{dz}}$ na przyrządzie badanym wyznaczono również wartości energii wydzielanej w przyrządzie podczas przepływu prądu

zwarciowego oraz całki $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$. Badania prowadzono w obwodzie zwarciowym prądu stałego (rys.5.4), gdyż warunki te odpowiadają w przybliżeniu rzeczywistym, występującym przy zwarciach wewnętrznych w przekształtnikach. Próbom poddano partię dziesięciu diod w obudowie wkręcanej o prądzie $I_{\mathrm{F(AV)M}}$ = 300 A




**Rys.5.4. Schemat układu pomiarowego do prób zwarciowych w obwodzie prądu stałego.**

oraz pięć tranzystorów IGBT o prądzie $I_{\mathrm{C}}$ = 400 A w obudowie modułowej. Wyniki badań i obliczeń dotyczących diod zestawiono w tabeli 5.1., a tranzystorów w tab.5.2. Zarówno diody jak i tranzystory miały struktury uszkodzone („przebite" napięciowo) w układach eksperymentalnych. Osiem badanych diod włączano w obwód probierczy tak, aby kierunek prądu zwarciowego był przeciwny do polaryzacji diody (jak to ma miejsce w przypadku zwarć wewnętrznych w prostownikach), natomiast w przypadku dwóch diod kierunek prądu był zgodny z polaryzacją diody (pozycja 6 i 7 tab.5.1., rys.5.4.). Tranzystory IGBT spolaryzowane były zgodnie z kierunkiem prądu zwarciowego analogicznie jak

w przypadku zwarć wewnętrznych w falownikach napięcia lub w sterownikach impulsowych prądu stałego (czoper). W dalszej części opracowania posługiwano się następującymi oznaczeniami:

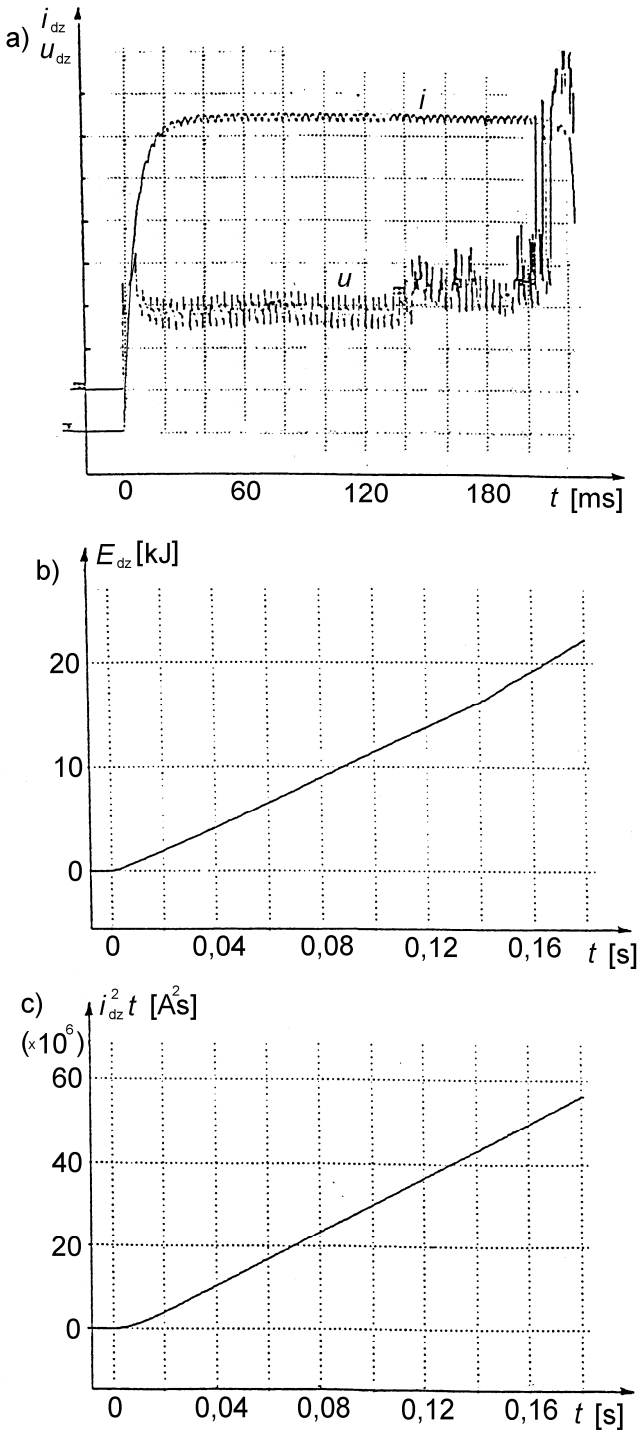
prąd zwarcia (DC) powodujący zniszczenie obudowy przyrządu – $I_Z$,
prąd zwarcia w obwodzie z diodą – $i_{\mathrm{dz}}$,
napięcie diody w czasie trwania zwarcia – $u_{\mathrm{dz}}$,
energia wydzielana w diodzie przy przepływie prądu zwarciowego – $E_{\mathrm{dz}}$,
energia powodująca eksplozję przyrządu – $E_{\mathrm{eks}}$,
całka $i_{dz}^2\ t$ zaś czas trwania zwarcia – $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$,
całka powodująca eksplozję obudowy – $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)_{\mathrm{eks}}$,
czas przepływu prądu zwarciowego do wystąpienia eksplozji obudowy – $T_{\mathrm{eks}}$.

Odpowiednie oznaczenia z indeksem $t$ w miejsce d stosowano przy opisie wyników badań tranzystorów IGBT.

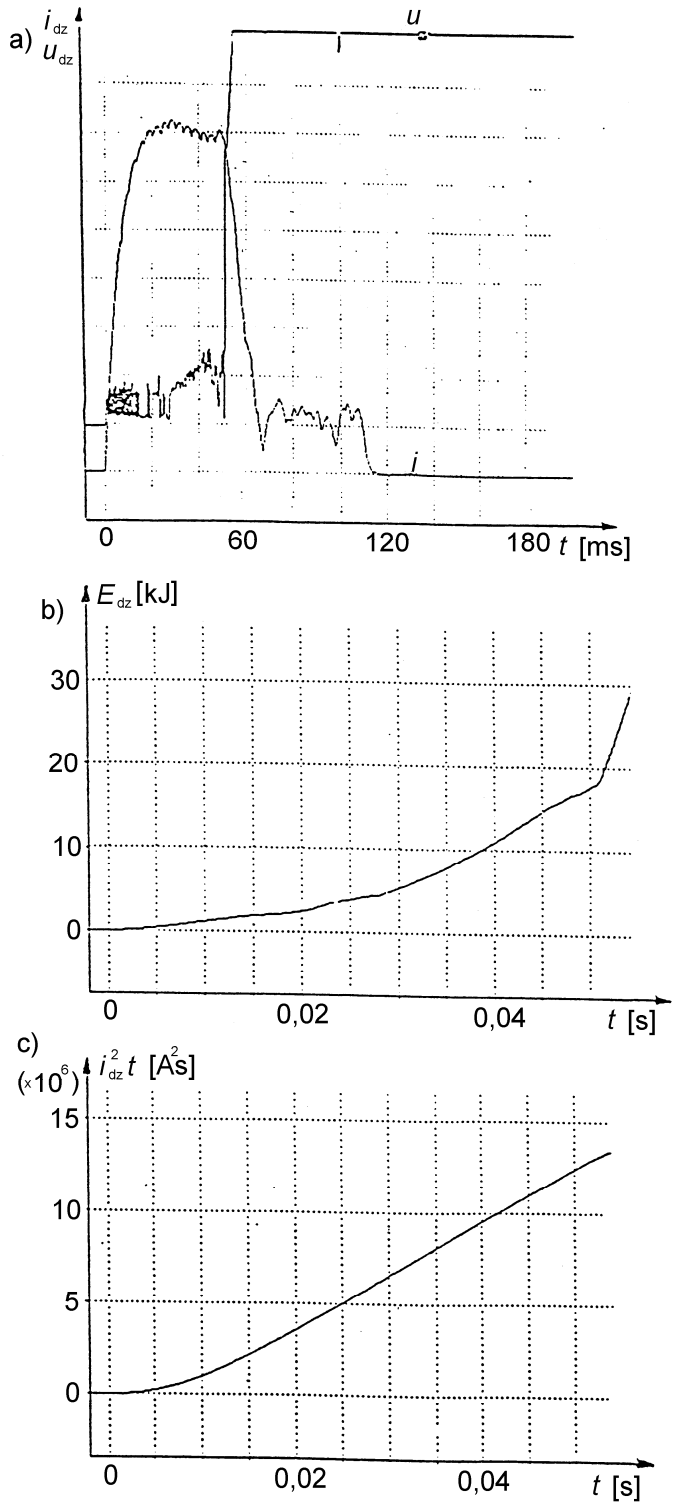
Prąd w obwodzie zwarcia w przypadku diody przyjęto jako równy w przybliżeniu 5-krotnej wartości prądu $I_{\mathrm{FSM}}$ = 6,3 kA oraz odpowiednio 5-krotnej wartości deklarowanej jako dopuszczalna dla czasu przeciążenia wynoszącego 200 ms – 4,1 kA. Wartości prądu w obwodzie probierczym, przy których prowadzono próby wynosiły $I_Z \approx$ 33,5 kA oraz 18,5 kA. Badania prowadzono w ten sposób, iż dla nastawionej wartości prądu zwarcia zwiększano stopniowo czas jego trwania doprowadzając do eksplozji obudowy, przy czym po każdej próbie wymieniano przyrządy badane. W przypadku prądu 33,5 kA czas trwania zwarcia zwiększono od 50 do 80 ms i odpowiednio dla prądu zwarcia 18,5 kA od 100 ms do 220 ms. Przebiegi prądu w obwodzie i napięcia na przyrządzie badanym rejestrowano w czasie trwania próby i na podstawie tych danych obliczano wartości energii wydzielanej w przyrządzie w czasie trwania próby oraz całki $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$.

Przykładowe przebiegi napięcia, prądu, energii oraz całki $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$ dla czasu trwania próby 220 ms i prądu $I_Z$ = 18,8 kA przedstawiono na rys.5.5. Odpowiednie wyniki dla czasu trwania zwarcia 120 ms przy tym samym prądzie przedstawiono na rys.5.6.

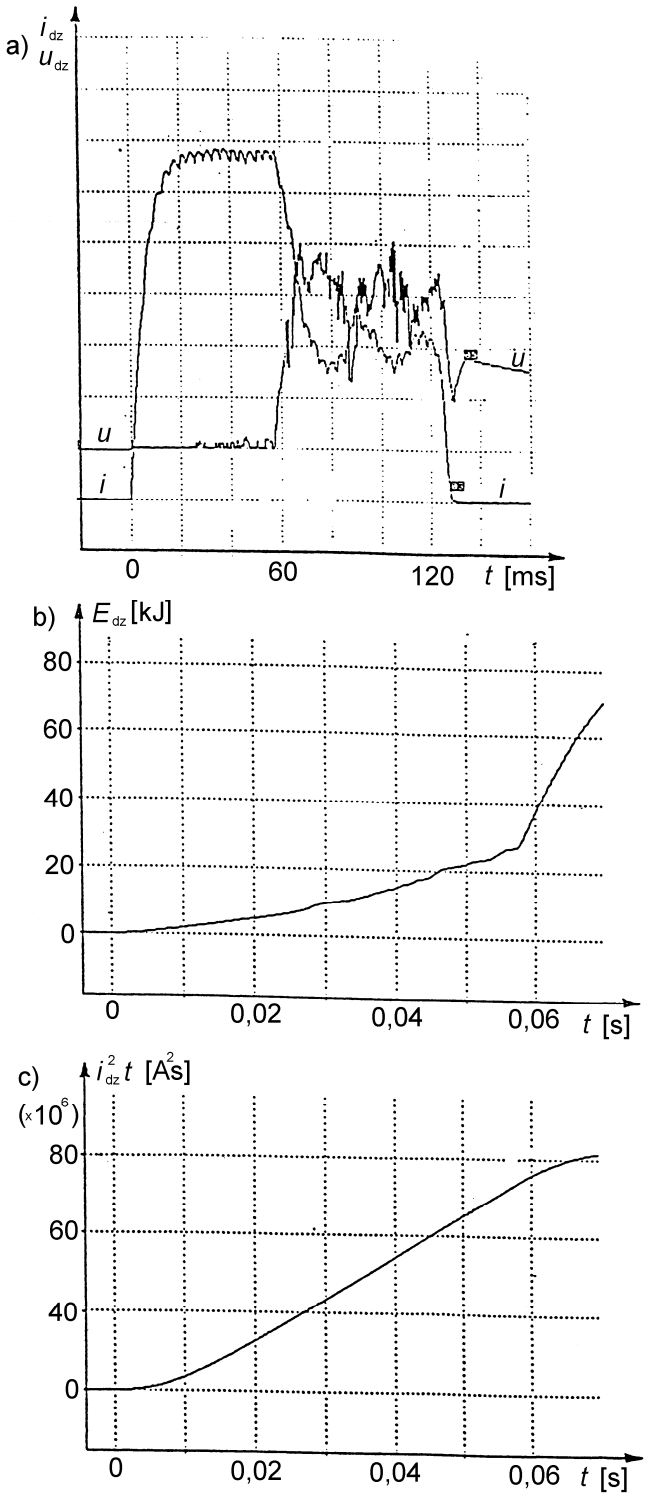
Na rysunku 5.7 zamieszczono analogiczne zależności dla większego prądu $I_Z$ = 33,5 kA i czasu trwania zwarcia 120 ms. We wszystkich omawianych przypadkach próba powodowała eksplozję obudowy przyrządu. Na podstawie analizy przebiegów napięcia i prądu elementu badanego określono czas, po którym zainicjowana została eksplozja obudowy. Oceniono, iż moment inicjowania eksplozji sygnalizowany był szybkim wzrostem napięcia na przyrządzie, co spowodowane było wydostaniem się łuku na zewnątrz obudowy.




**Rys.5.5. Dioda prostownicza o prądzie 300 A – wynik próby wytrzymałości eksplozyjnej:** a) przebiegi prądu ($i_{dz}$ – 2,5 kA/dz) i napięcia ($u_{dz}$ – 3,4 V/dz) podczas próby zwarciowej. Prąd niszczący $I_Z$ = 18,8 kA, czas trwania zwarcia do eksplozji obudowy $T_{eks}$ = 205 ms. b) energia wydzielana w diodzie podczas przepływu prądu zwarcia przy wartości niszczącej 28 kJ. c) całka $i_{dz}^2 t$ podczas przepływu prądu zwarcia – wartość odpowiadająca zniszczeniu $61 \cdot 10^6$ A$^2 \cdot$ s.




**Rys.5.6. Dioda prostownicza o prądzie 300A – wynik próby wytrzymałości eksplozyjnej:** a) przebiegi prądu ($i_{dz}$ - 2,5 kA/dz) i napięcia ($u_{dz}$ - 34 V/dz) podczas próby zwarciowej. Prąd niszczący *I*z = 18,2 kA, czas trwania zwarcia do eksplozji obudowy $T_{eks}$ = 55 ms. b) energia wydzielana w diodzie podczas przepływu prądu zwarcia - wartość mszcząca 20 kJ. c) całka ($i_{dz}^2 t$) podczas przepływu prądu zwarcia - wartość odpowiadająca zniszczeniu $14 \cdot 10^6 A^2 \cdot s$.




**Rys.5.7. Dioda prostownicza o prądzie 300A - wynik próby wytrzymałości eksplozyjnej:** a) przebiegi prądu ($i_{dz}$ – 5 kA/dz) i napięcia ($u_{dz}$ – 174 V/dz) podczas próby zwarciowej. Prąd niszczący $I_Z$ = 33,5 kA, czas trwania zwarcia do eksplozji obudowy $T_{eks}$ = 57 ms, b) energia wydzielana w diodzie podczas przepływu prądu zwarcia – wartość niszcząca 28 kJ, c) całka ($i_{dz}^2 t$) podczas przepływu prądu zwarcia – wartość odpowiadająca zniszczeniu $55 \cdot 10^6$ A$^2 \cdot$ s.

**TABELA 5.1**
Wyniki badań wytrzymałości eksplozyjnej diod o prądzie $I_{F(AV)}$ = 300 A.

| Nr diody | Prąd znamionowy $I_{F(AV)M}$ | Prąd w obwodzie zwartym powodujący eksplozję $I_Z$ | Czas do eksplozji obudowy $T_{eks}$ | Energia powodująca eksplozję $E_{eks}$ | Całka eksplozyjna $\left(i_{dz}^2 t\right)_{eks}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| – | A | kA | ms | kJ | $A^2 \cdot s$ |
| 1 | 300 | 33,5 | 57 | 31 | $55 \cdot 10^6$ |
| 2 | 300 | 33,3 | 48 | 30 | $42 \cdot 10^6$ |
| 3 | 300 | 33,5` | 55 | 30 | $50 \cdot 10^6$ |
| 4 | 300 | 32,0 | 24 | 32 | $17 \cdot 10^6$ |
| 5 | 300 | 33,5 | 70 | 35 | $46 \cdot 10^6$ |
| 6 | 300 | 18,8 | 200 | 30 | $62 \cdot 10^6$ |
| 7 | 300 | 18,8 | 205 | 28 | $61 \cdot 10^6$ |
| 8 | 300 | 18,7 | 210 | 31 | $55 \cdot 10^6$ |
| 9 | 300 | 18,2 | 55 | 20 | $14 \cdot 10^6$ |
| 10 | 300 | 18,5 | 200 | 27 | $63 \cdot 10^6$ |

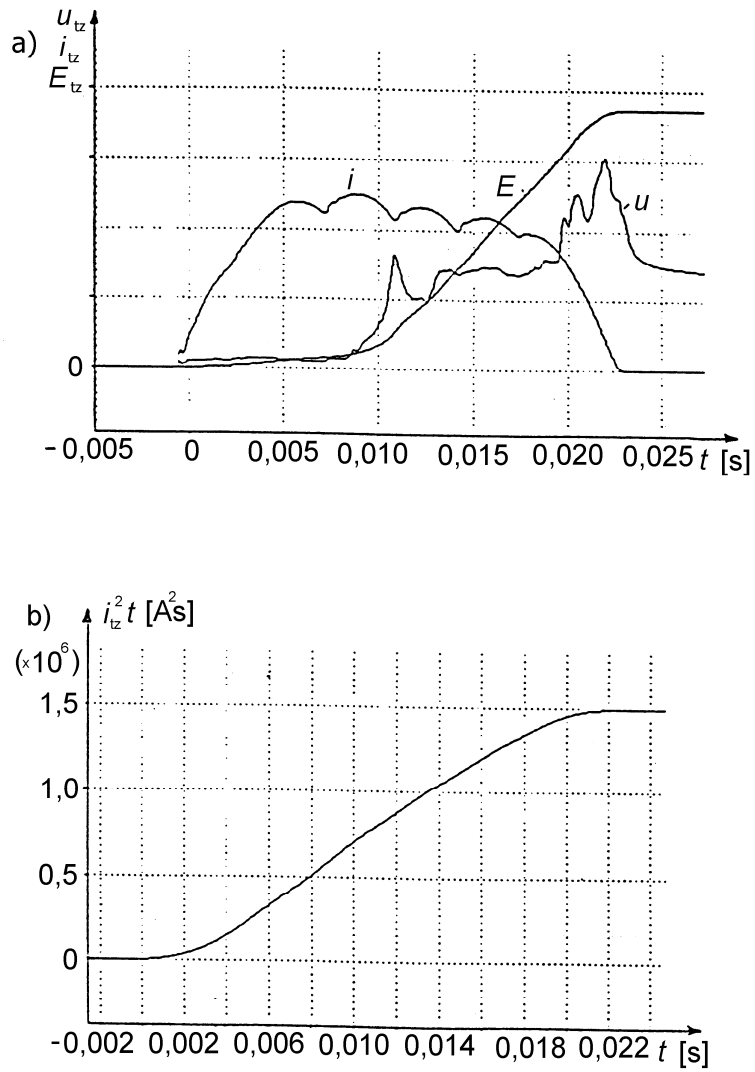
**TABELA 5.2**
Wyniki badań wytrzymałości eksplozyjnej tranzystorów o prądzie $I_C$ = 400 A.

| Nr tranzystora | Prąd znamionowy $I_C$ | Prąd w obwodzie zwartym $I_Z$ | Czas do eksplozji obudowy $T_{eks}$ | Energia powodująca eksplozję $E_{eks}$ | Całka $\left(i_{tz}^2 t\right)$ |
|---|---|---|---|---|---|
| – | A | kA | ms | kJ | $A^2 \cdot s$ |
| 1 | 400 | 4,5 | 53 | 5 | $1{,}1 \cdot 10^6$ |
| 2 | 400 | 4,6 | 52 | 4,7 | $1{,}2 \cdot 10^6$ |
| 3 | 400 | 4,5 | 50 | 4,2 | $1{,}4 \cdot 10^6$ |
| 4 | 400 | 9,1 | 22 | 3,7 | $1{,}5 \cdot 10^6$ |
| 5 | 400 | 8,9 | 23 | 4,2 | $1{,}4 \cdot 10^6$ |

Wyniki badań wykazują znaczne różnice w wartościach czasu trwania zwarcia poprzedzającego eksplozję poszczególnych przyrządów $T_{eks}$ dla określonego prądu zwarciowego. I tak dla prądu $I_Z \approx 18{,}5$ kA czasy $T_{eks}$ wynosiły od 55 ms do 210 ms i odpowiednio dla prądu $I_Z \approx 33{,}5$ kA od $24 \div 70$ ms. Jeszcze większe różnice wykazywały wartości całki $\left(i_{dz}^2 t\right)_{eks}$; dla badanych przy-

rządów zawierały się one w granicach od $14 \cdot 10^6$ A$^2 \cdot$ s do $63 \cdot 10^6$ A$^2 \cdot$ s. Najbardziej zbliżone wartości wykazywała energia eksplozyjna. W przypadku badanych diod wynosiła ona od 20 kJ do 35 kJ, przy czym dla dziewięciu badanych przyrządów zawierała się w granicach od 27 kJ do 35 kJ. Na podstawie tych wyników badań autor ocenia, iż energia wydzielana w przyrządzie podczas przepływu prądu zwarciowego wyznacza wytrzymałość eksplozyjną obudowy przyrządów. Również inni autorzy [26] zajmujący się tą tematyką podają energię jako czynnik określający wytrzymałość eksplozyjną elementów energoelektronicznych. Bowiem przy danym prądzie zwarcia powodującym zniszczenie wewnętrznej struktury przyrządu wydzielana energia określana jest przez wartość napięcia na przyrządzie oraz przez czas. Przebieg czasowy napięcia na przyrządzie może być różny, a determinowany jest przez rodzaj uszkodzenia struktury (prądowy lub napięciowy), kierunek przepływu prądu zwarciowego (zgodny bądź przeciwny do polaryzacji złącza) oraz do pewnego stopnia jest zależny od losowo rozwijających się zjawisk doprowadzających do wytopienia struktury krzemowej przyrządu, powstania łuku we wnętrzu obudowy i w efekcie jej eksplozji. Dlatego zarówno przedstawiona na rysunku 5.3. zależność prądowo-czasowa jak i wyznaczona w czasie niniejszych badań całka $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)_{\mathrm{eks}}$ mogą jedynie w sposób przybliżony określać wytrzymałość eksplozyjną. Jednak wartość tę można wyznaczyć na podstawie analizy obwodu zwarcia w określonym układzie z elementami energoelektronicznymi i przez porównanie z całką eksplozyjną przyrządu określić ewentualne zagrożenie rozerwaniem obudowy. Natomiast najbardziej miarodajny czynnik, którym jest energia eksplozyjna nie daje się transponować na parametry obwodu zwarcia i może być przydatny przede wszystkim dla oceny właściwości elementu w badaniach prowadzonych głównie przez wytwórców przyrządów półprzewodnikowych mocy oraz w laboratoriach specjalizujących się w ocenie właściwości tych przyrządów.

Całka $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$ uwzględnia różnice w przebiegach prądu zwarcia jakie mogą wystąpić w danym przyrządzie energoelektronicznym przy różnych rodzajach zwarć w przekształtniku lub kiedy ten element stosowany jest w różnych układach. Zależność prądowo-czasowa odnosi się jedynie do prądu o przebiegu takim samym jak to ma miejsce w obwodzie probierczym podczas badań. Tak więc całka $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$ jest czynnikiem bardziej uniwersalnym przy ocenie wytrzymałości zwarciowej przyrządów niż odpowiednie wartości prądu w funkcji czasu. Dlatego w dalszych rozważaniach dotyczących określania zagrożeń eksplozyjnych, jakie mogą wystąpić w układach przekształtnikowych wykorzystywano całkę eksplozyjną. Oceniono, że badania wykonane na partii elementów o pewnej liczności i przyjęcie do dalszych rozważań minimalnej wartości tej całki pozwoli prognozować zagrożenia występujące w układach z przyrządami energoelektronicznymi.



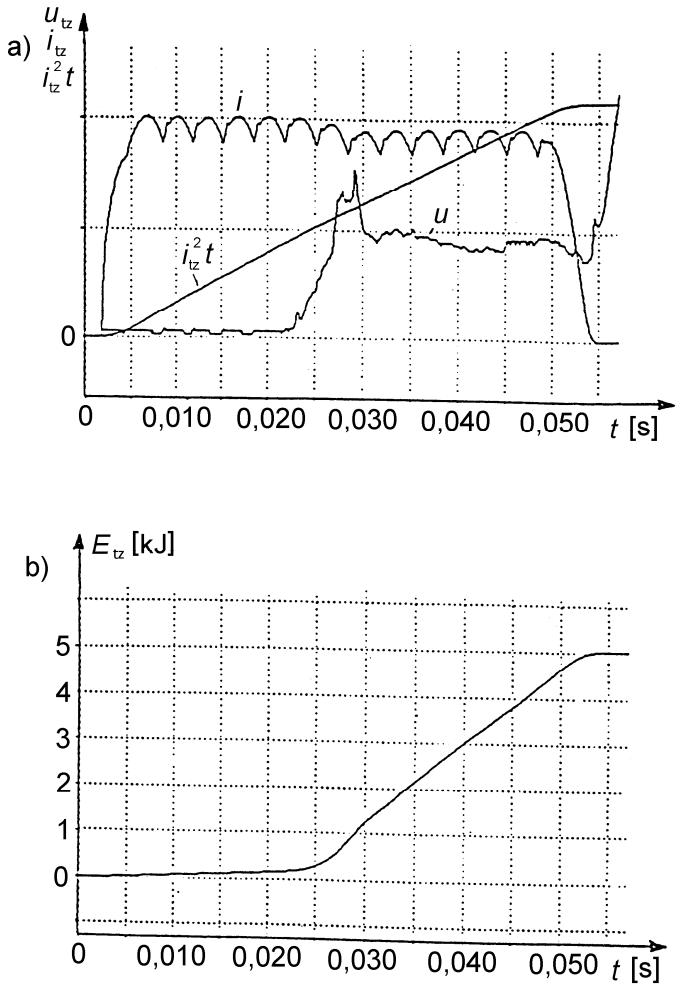

**Rys.5.8. Tranzystor IGBT o prądzie 400 A w obudowie modułowej – wynik próby wytrzymałości eksplozyjnej:** a) przebiegi prądu ($i_{tz}$ – 4 kA/dz) i napięcia ($u_{tz}$ – 25 V/dz) oraz energii ($E_{tz}$-1,0 kJ/dz) wydzielanej w tranzystorze podczas przepływu prądu zwarcia – wartość niszcząca 3,7 kJ, prąd niszczący $I_z$ = 9,1 kA, czas do eksplozji $T_{eks}$ = 22 ms, b) przebieg całki ($i_{tz}^2 t$) podczas próby zwarciowej, wartość niszcząca $1{,}5 \cdot 10^6$ A$^2$·s.

Na podstawie wyników badań określono (dla diod wkręcanych) stosunek wyznaczonej najniższej, w badanej partii diod o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 300 A całki eksplozyjnej do wartości tego parametru deklarowanej w materiałach firmowych. Stosunek ten wynosił $(14 \cdot 10^6 : 2 \cdot 10^5)$ A$^2 \cdot$ s = 70. Odpowiednio dla diod o konstrukcji pastylkowej o prądzie wywołującym eksplozję większym o około

15 %, stosunek ten przyjęto jako równy 100. Zależności te wykorzystywano do oszacowania zagrożeń eksplozyjnych w układach z diodami o zbliżonych parametrach i konstrukcji (których prób wytrzymałości eksplozyjnej nie prowadzono) do przyrządów badanych.

W podobny sposób prowadzono badania wytrzymałości eksplozyjnej tranzystorów IGBT o prądzie $I_C$ = 400 A w obudowie modułowej. Prądy w obwodzie zwarcia dobrano (na podstawie wyników badań wykonywanych poprzednio) na $I_Z \approx$ 4800 A przy czasie trwania próby $T_{eks}$ = 50 ms oraz $I_Z$ = 9500 A dla czasu $T_{eks}$ = 22 ms. Badaniom poddano próbkę 5-ciu elementów, przy czym za każdym razem doprowadzano do eksplozji obudowy tranzystora.

Na rysunku 5.8a) przedstawiono przebiegi prądu i napięcia tranzystora oraz wydzielanej w nim energii podczas próby prądem $I_Z \approx$ 9,1 kA a na rysunku 5.8b odpowiednio przebieg w czasie całki $\left(i_{tz}^2 t\right)$. Przebiegi prądu, napięcia i całki $\left(i_{tz}^2 t\right)$ zarejestrowane w czasie próby prądem $I_Z \approx$ 4,5 kA przedstawiono na rys.5.9, a na rys.5.9a) przebieg wydzielanej w tranzystorze energii. Wyniki prób 5-ciu tranzystorów zestawiono w tab.5.2. Wyniki badań wytrzymałości eksplozyjnej obudowy przyrządów półprzewodnikowych o zbliżonej obciążalności prądowej, lecz różnej konstrukcji (diody o tradycyjnej obudowie wkręcanej z izolatorem szklanym i tranzystory o obudowie modułowej z tworzywa sztucznego) wykazały istotne różnice w wytrzymałości obudowy na rozerwanie pod wpływem prądów zwarciowych. Prąd powodujący eksplozję obudowy diody (przy czasie trwania zwarcia około 50 ms) był przeciętnie około 4 ÷ 6 krotnie większy od odpowiedniego prądu powodującego eksplozję modułu tranzystorowego o zbliżonej obciążalności prądowej. Podobnie 5-7 krotnie większe były wartości energii eksplozyjnej. Odpowiedni stosunek całki $\left(i_{dz}^2 t\right)_{eks}$ do $\left(i_{tz}^2 t\right)_{eks}$ wynosił w tym przypadku w przybliżeniu 13 ÷ 40. Dane te potwierdzają, iż obudowy tradycyjne o konstrukcji wkręcanej a zwłaszcza pastylkowej wykazują zdecydowanie większą odporność na prądy zwarcia od obudowy modułowej stosowanej powszechnie w tranzystorach mocy. Jest to jedna z przyczyn, iż mimo istotnych zalet przyrządów w obudowie modułowej (prosty montaż konstrukcji przekształtnika oraz izolacja elektryczna struktury od radiatora) w układach dużej mocy nadal stosowane są diody i tyrystory w obudowach tradycyjnych.




**Rys.5.9. Tranzystor IGBT o prądzie 400 A w obudowie modułowej – wynik próby wytrzymałości eksplozyjnej:**
a) przebiegi prądu ($i_{tz}$ – 2,5 kA/dz) i napięcia ($u_{tz}$ – 40 V/dz) oraz całki ($i_{tz}^2 t$ – $5 \cdot 10^5$ $A^2$s/dz) podczas próby zwarciowej, wartość niszcząca $1{,}1 \cdot 10^6 A^2 \cdot$ s, prąd niszczący $I_z$ = 4,5 kA, czas zwarcia do eksplozji $T_{eks}$ = 53 ms, b) energia $E_{tz}$ wydzielana w tranzystorze podczas przepływu prądu zwarcia – wartość niszcząca 5 kJ.

## 5.2. Zagrożenia eksplozją przyrządów w układach energoelektronicznych. Zwarcia w prostownikach dużej mocy [65, 69]

Przedmiotem badań i analizy były również przypadki zwarć wewnętrznych w przekształtnikach mocy. Przeprowadzono badania symulacyjne mające na celu określenie zagrożeń eksplozją obudowy przyrządów półprzewodni-

kowych. Analizy wykonano dla zespołów prostownikowych układów zasilania trakcji kolejowej o następujących parametrach:
moc transformatora zespołu $S$ = 4400 kVA,
napięcie pierwotne $U_1$ = 15 kV,
napięcie wtórne $U_2$ = 2560 V,
napięcie zwarcia transformatora $u_Z$ = 10,5 % oraz $u_Z$ = 6 %,
straty w miedzi $\Delta P_{cu}$ = 36,3 kW.

Na podstawie tych danych określono parametry obwodu zwarcia:
napięcie fazowe transformatora $U_{2f}$ = 1480 V,
indukcyjność uzwojenia fazowego ($u_Z$ = 10,5 %) $L_{2f}$ = 496 μH ,
indukcyjność uzwojenia fazowego ($u_Z$ = 6 %) $L_{2f}$ = 282 μH,
rezystancja uzwojenia fazowego $R_{2f}$ = 12,3 mΩ,
rezystancja obciążenia $R_o$ = 1 Ω,
rezystancja obwodu zwarcia oraz uszkodzonej diody $R_{dz}$ = $R_Z$ = 0,1 mΩ,
indukcyjność dławika wygładzającego $L_F$ = 1,8 mH,
rezystancja dławika wygładzającego $R_F$ = 2 mΩ.

Rozpatrzono następujące przypadki zwarć układu:

- zwarcie zewnętrzne symetryczne po stronie prądu stałego,
- zwarcie wewnętrzne wywołane przebiciem jednej diody prostownika,
- zwarcie wewnętrzne wywołane przebiciem dwóch diod w połączonych szeregowo ramionach mostka,
- zwarcia wewnętrzne wywołane przebiciem dwóch diod prostownika przy dwóch zespołach pracujących na wspólne szyny połączonych przez dławiki wygładzające o indukcyjności $L_F$ = 1,8 mH.

Uszkodzenia tego rodzaju mogą wystąpić w wyniku oddziaływania na prostownik przepięć atmosferycznych lub łączeniowych od strony układu zasilania lub z linii prądu stałego bądź degradacji charakterystyk napięciowo prądowych przyrządów występujących zwłaszcza w układach energoelektronicznych o często i szybko zmieniającym się obciążeniu. Rozpatrywano przypadki dla zespołów prostownikowych z transformatorami o napięciu zwarcia $u_Z$ = 10,5 % oraz o napięciu $u_Z$ = 6 %. Zespoły prostownikowe z transformatorami o większym napięciu zwarcia są stosowane, kiedy wymagane jest ograniczenie prądów zwarciowych. Z kolei transformatory o małym $u_Z$ charakteryzuje mniejsza zależność napięcia wyjściowego od prądu obciążenia. Obydwa rozwiązania są stosowane w praktyce. Przyjęto, iż układy zabezpieczone są wyłącznikami prądu przemiennego zainstalowanymi po pierwotnej stronie transformatora prostownikowego o czasie działania równym 200 ms.

Dla podanych przypadków zwarć przeprowadzono analizy symulacyjne, których celem było wyznaczenie przebiegów prądów zwarcia w ramieniu

z uszkodzonym przyrządem półprzewodnikowym oraz całki $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$. Wyniki analiz przedstawiono na rys.5.10 do rys.5.14. W tabeli 5.3. zestawiono wartości całek $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$ określonych dla czasu równego 200 ms.

Rysunek 5.10 prezentuje przypadek zwarcia symetrycznego na zaciskach wyjściowych prostownika. Na te warunki zwarciowe dobierane są elementy półprzewodnikowe przekształtników i tego rodzaju stany awaryjne muszą one wytrzymać bez uszkodzeń podczas wieloletniej eksploatacji urządzenia (całka $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$ ma w tym przypadku jedynie charakter poglądowy).

Przy wystąpieniu zwarcia symetrycznego nie wystąpi zagrożenie eksplozją nawet, jeżeli cały prąd przepływa przez jedną z sześciu diod o $I_{\mathrm{F(AV)M}}$ = 300 A połączonych równolegle w ramieniu mostka [tab.5.3 i 5.4 poz.1].

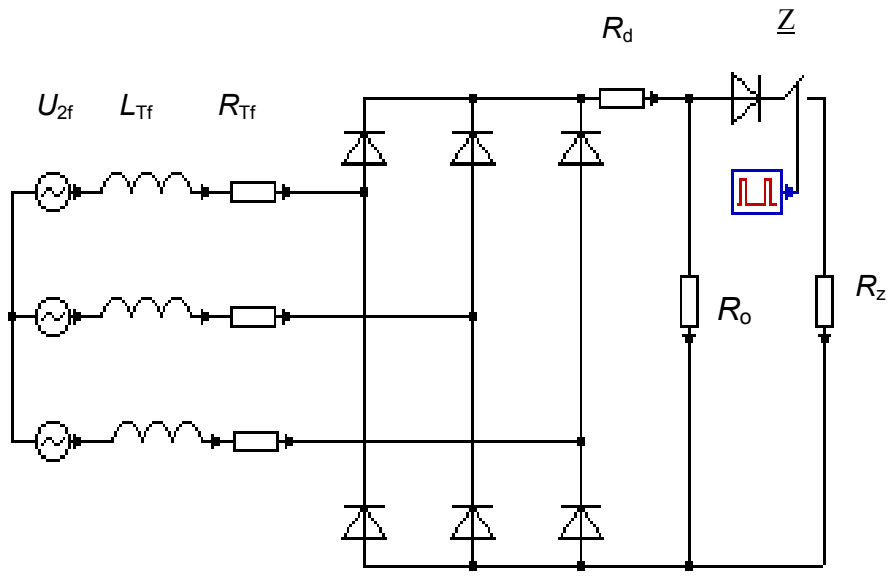
**TABELA 5.3**

Wartości całek $\left(i_{dz}^2 t\right)$ wyznaczone dla różnych rodzajów zwarć w prostowniku trakcyjnym.

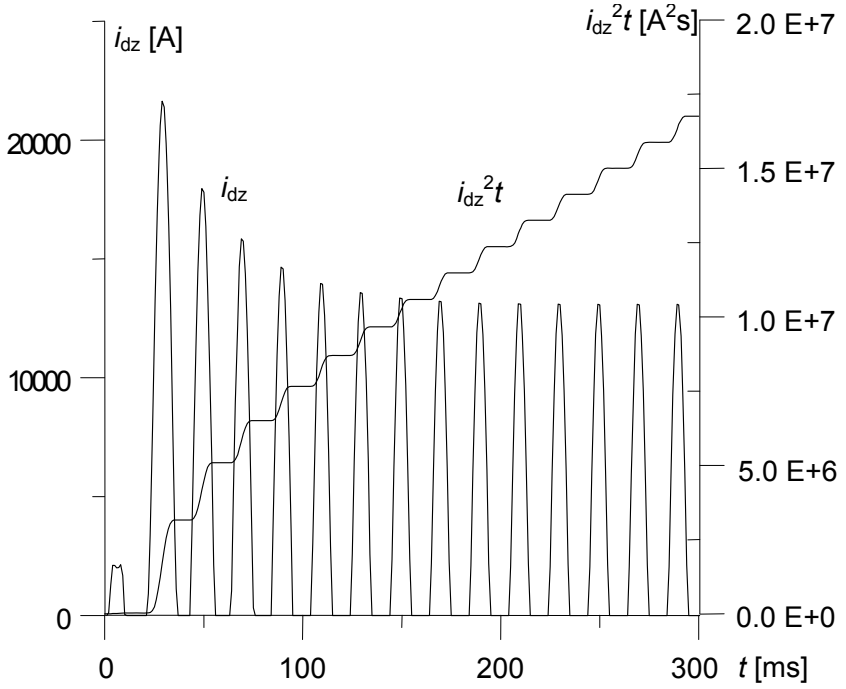
| Lp. | Rodzaj uszkodzenia numer rysunku | Napięcie zwarcia transformatora zespołu | Całka $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$ po 220 ms |
|---|---|---|---|
| - | - | % | $A^2 \cdot s$ |
| 1. | Zwarcie symetryczne na szynach prądu stałego (rys.5.10) | 10,5 | $1{,}2 \cdot 10^7$ |
| 2. | Uszkodzenie jednej diody w ramieniu prostownika (rys.5.11a,b) | 10,5 | $1 \cdot 10^8$ |
| 3. | Uszkodzenie jednej diody w ramieniu prostownika (rys.5.11a,c) | 6,0 | $2{,}3 \cdot 10^8$ |
| 4. | Uszkodzenie dwóch diod w ramieniu prostownika (rys.5.12) | 10,5 | $2{,}5 \cdot 10^7$ |
| 5. | Uszkodzenie dwóch diod w prostowniku pracującym na wspólne szyny z drugim prostownikiem (rys.5.13, 5.14a) | 10,5 | $1{,}5 \cdot 10^8$ |
| 6. | Uszkodzenie dwóch diod w prostowniku pracującym na wspólnej szyny z drugim prostownikiem (rys.5.13, 5.14b) | 6,0 | $4 \cdot 10^8$ |

Porównanie wartości całki $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$ w gałęzi prostownika z całką eksplozyjną przyrządu pozwala ocenić zagrożenie eksplozją dla danego rodzaju zwarcia. Przyjęto założenie, iż niezależnie od liczby przyrządów łączonych równolegle prąd zwarcia zamyka się tylko przez jeden element (grupę łączoną szeregowo), który uległ uszkodzeniu. W aspekcie wystąpienia zagrożenia eksplozją przyrządów jest to przypadek najbardziej niekorzystny, a także najbardziej prawdopodobny.

a)

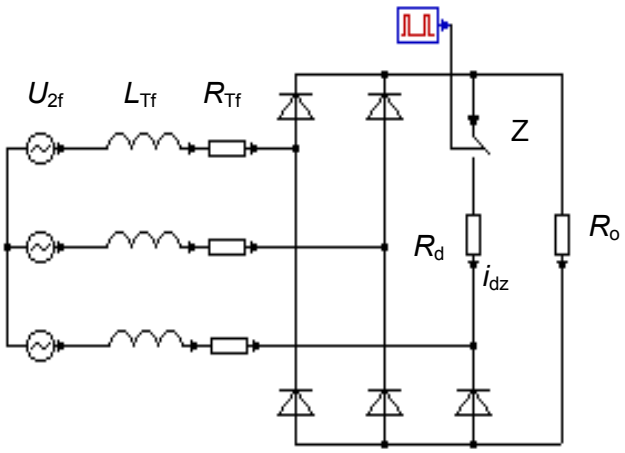



b)

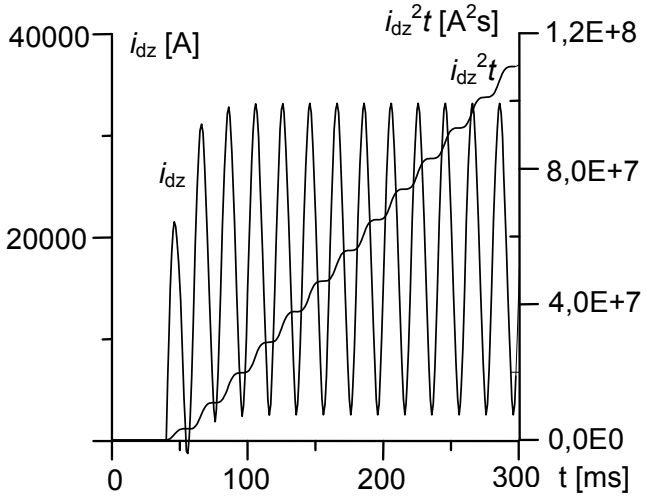



**Rys.5.10. Zwarcie zewnętrzne prostownika.**
a) schemat obwodu, b) przebieg prądu diody ($i_{dz}$) oraz całki ($i_{dz}^2t$) dla $u_z$ = 10.5 %.

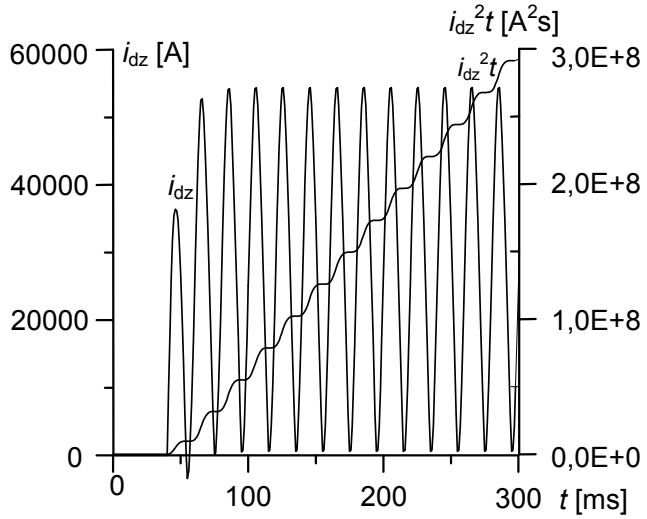
a)




b)

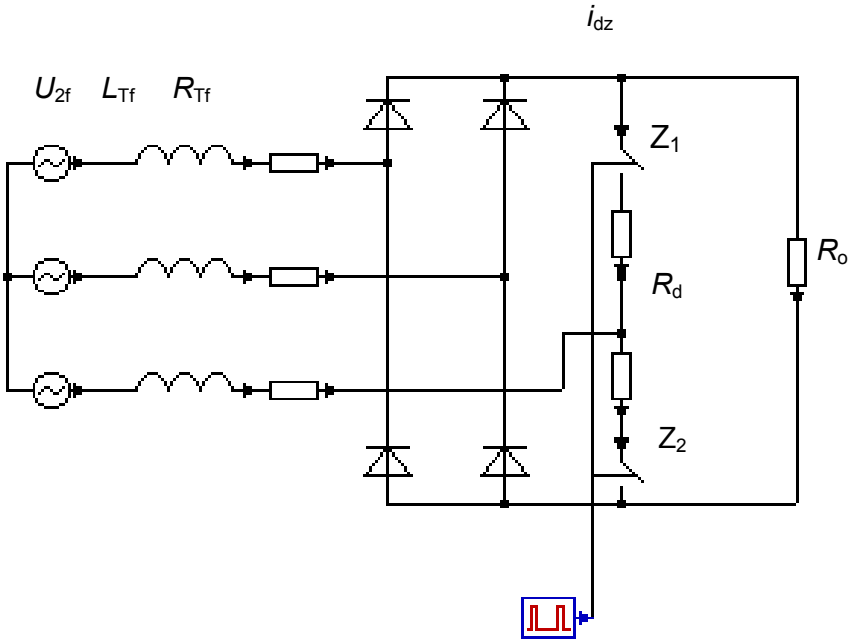



c)

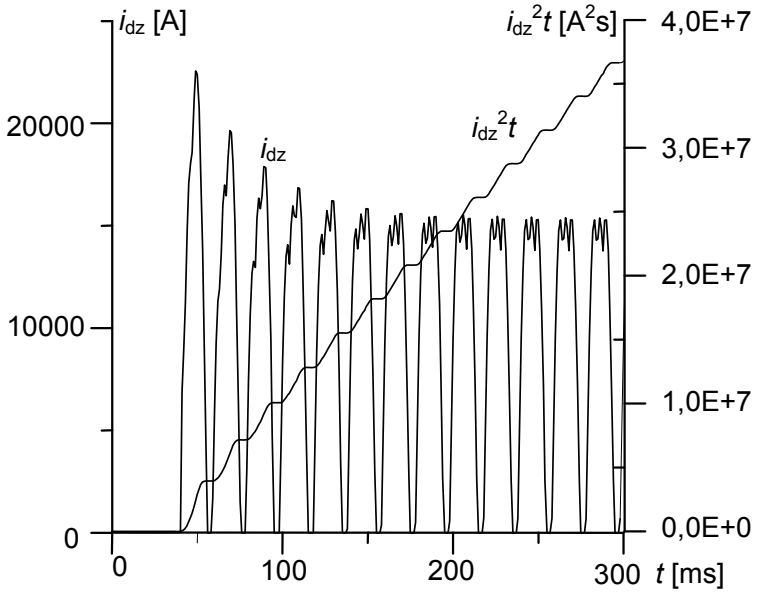



**Rys.5.11. Zwarcie wewnętrzne w prostowniku (uszkodzona jedna dioda).**
a) schemat obwodu, b) przebieg prądu ($i_{dz}$) oraz całki ($i_{dz}^2t$) , napięcie zwarcia transformatora $u_z$ = 10,5 %, c) przebieg prądu ($i_{dz}$) oraz całki ($i_{dz}^2t$), napięcie zwarcia transformatora $u_z$ = 6 %.

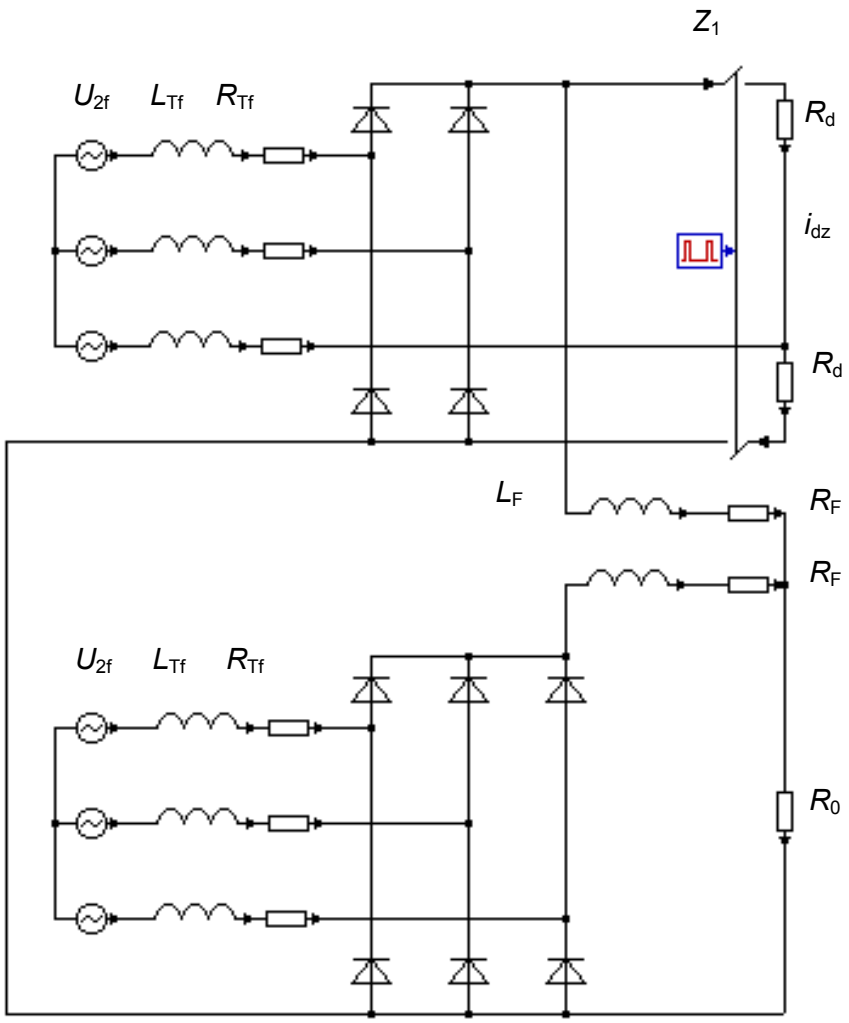
a)




b)




**Rys.5.12. Zwarcie wewnętrzne w prostowniku (uszkodzone dwie diody).**
a) schemat obwodu, b)przebieg prądu ($i_{dz}$) oraz całki ($i_{dz}^2t$) – napięcie zwarcia transformatora $u_z$ = 10.5 %.

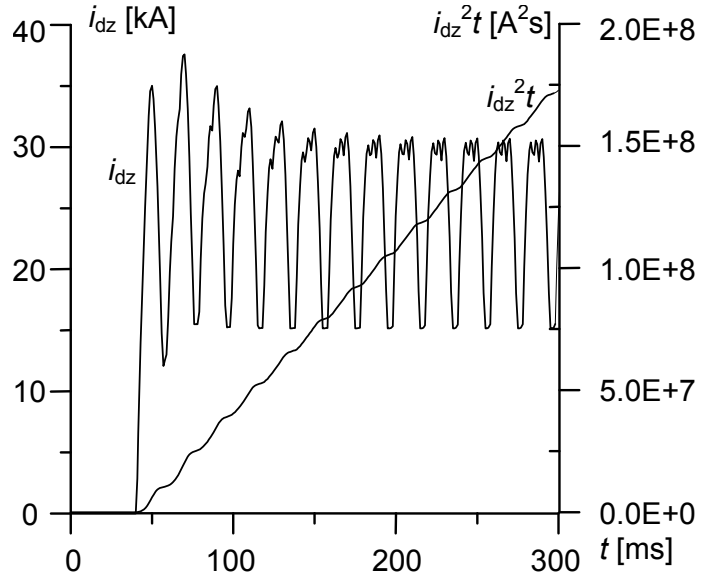



**Rys.5.13. Zwarcie wewnętrzne (uszkodzone dwie diody) w jednym prostowniku pracującym na wspólne szyny – schemat obwodu.**

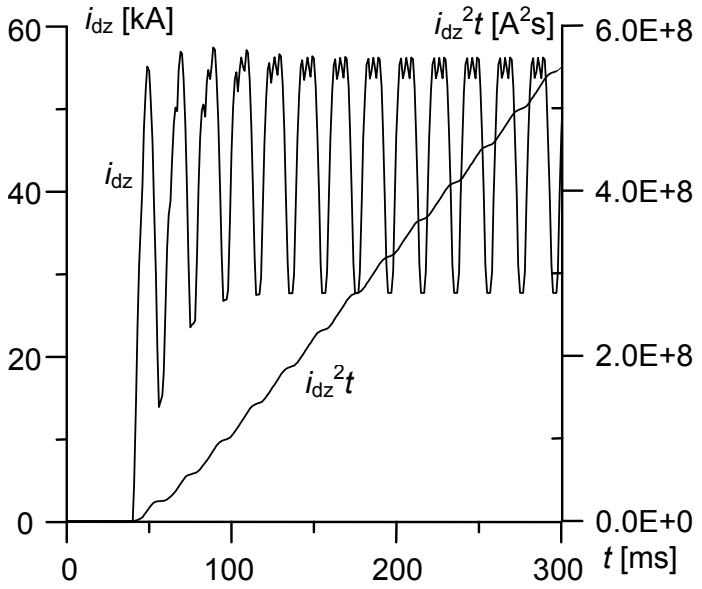
Największe wartości całki $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$ występują przy uszkodzeniu w prostowniku, pracującym na wspólne szyny z drugim prostownikiem o tych samych danych znamionowych, gdy obydwa układy zasilane są z transformatorów o napięciu zwarcia $u_Z$ = 6 % (poz.6 tab.5.3).

Wyniki określające zagrożenie eksplozją przyrządu zestawiono w tabeli 5.4. Przy ocenie możliwości wystąpienia eksplozji autor operuje określeniem „zagrożenie”, ponieważ przyjęte do analiz całki eksplozyjne dotyczą najmniejszych wartości z wyznaczonych dla danych przyrządów i powodujących destrukcję obudowy. Natomiast wartości całek eksplozyjnych przyrządów danego typu różnią się między sobą w stosunku kilkakrotnym, tak więc przekroczenie wartości $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)_{\mathrm{eks}}$ przyjętej jako miarodajna nie musi doprowadzić do eksplozji.

a)




b)




**Rys.5.14. Zwarcie wewnętrzne (uszkodzone dwie diody) w jednym z prostowników pracujących na wspólne szyny.**
a) przebieg prądu ($i_{dz}$) oraz całki ($i_{dz}^2$t) dla $u_z$ = 10.5 %; b)przebieg prądu ($i_{dz}$ ) oraz całki ($i_{dz}^2$t) dla $u_z$ = 6 %.

Reasumując można stwierdzić iż w odniesieniu do prostownika, w którym zastosowano 6 diod o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 300 A łączonych równolegle (rozwiązanie takie stosowane było w urządzeniach starszej generacji) zagrożenie eksplozją pojawia się w każdym z omawianych przypadków zwarć wewnętrznych.

Zagrożenia eksplozją występują również w odpowiednich urządzeniach z diodami o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 1000 A (poza przypadkiem przedstawionym w poz.2 tab.5.3.). Natomiast zastosowanie diod pastylkowych o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 3000 A praktycznie eliminuje możliwość rozerwania obudowy przy wystąpieniu jakiegokolwiek zwarcia wewnętrznego w prostowniku. Generalnie można stwierdzić, że zagrożenie eksplozją przyrządu półprzewodnikowego zależy od doboru tych elementów. W praktyce stosowane są bowiem rozwiązania z jednym elementem w ramieniu, dwoma bądź większą ich liczbą o małym prądzie znamionowym łączonych równolegle [65, 67, 69].

**TABELA 5.4**
Zagrożenia eksplozyjne diod stosowanych w prostownikach trakcyjnych.

| Lp. | Znamionowy prąd diody $I_{F(AV)}$, rodzaj obudowy | Liczba diod łączonych równolegle | Deklarowana całka $\left(i^2t\right)$ | Wyznaczona całka eksplozyjna $\left(i_{dz}^2 t\right)_{eks}$ | Zagrożenie eksplozją przy zwarciu wewnętrznym prostownika |
|---|---|---|---|---|---|
| | A | – | $A^2 \cdot s$ | $A^2 \cdot s$ | – |
| 1. | 300 wkręcana | 6 | $2{,}04 \cdot 10^5$ | $1{,}43 \cdot 10^7$ | Zagrożenie eksplozją dla wszystkich rozpatrywanych przypadków zwarć wewnętrznych. |
| 2. | 1000 pastylkowa | 2 | $1{,}07 \cdot 10^6$ | $1{,}07 \cdot 10^8$ | Zagrożenie w przypadkach 3, 4, 5, 6 z tab. 5.3. |
| 3. | 3000 pastylkowa | 1 lub 2 | $4{,}81 \cdot 10^6$ | $4{,}81 \cdot 10^8$ | Brak zagrożenia eksplozją |

Obecnie w związku z dostępnością na rynku diod i tyrystorów o konstrukcji pastylkowej i o prądzie ($I_{F(AV)M}$, $I_{T(AV)M}$) osiągającym 9 kA w większości przekształtników o mocy do około 10 MW stosuje się rozwiązania z nie więcej niż dwoma przyrządami łączonymi równolegle. Przy tego rodzaju przyrządach skręcanych w radiatorach dwustronnych z siłą docisku kilku ton, zjawisko eksplozji obudowy praktycznie nie występuje. Jednak w urządzeniach starszej generacji przy łączeniu równoległym wielu diod zwłaszcza o konstrukcji wkręcanej

występuje realne zagrożenie eksplozją. Również obecnie ze względów cenowych i konstrukcyjnych stosowane są rozwiązania z przyrządami wkręcanymi łączonymi równolegle. Dotyczy to przekształtników o prądach kilku a nawet kilkudziesięciu kiloamperów i napięciu rzędu kilkuset voltów. Urządzenia takie są tanie, proste w konstrukcji oraz montażu (polegającym na wkręcaniu wielu takich przyrządów w jedną szynę chłodnicy wodnej). W takim rozwiązaniu przebicie elementu z reguły spowoduje rozerwanie obudowy. Każdy przyrząd półprzewodnikowy powinien być wówczas chroniony osobnym bezpiecznikiem topikowym. Z innych przypadków zastosowań przekształtników w szczególny sposób zagrażających eksplozją przyrządów półprzewodnikowych należy wymienić prostowniki eksploatowane w układach elektrolitycznej rafinacji metali kolorowych. Przekształtniki te o prądzie kilka lub kilkanaście kiloamperów zasilają wspólne szyny, do których podłączone są wanny z roztworami używanymi w procesie uzyskiwania metalu. Ze względu na duże prądy w obwodzie prądu stałego nie są stosowane łączniki. Zespoły prostownikowe zabezpieczone są jedynie wyłącznikami prądu przemiennego. W przypadku zwarcia wewnętrznego wywołanego uszkodzeniem przyrządów półprzewodnikowych obwód zwarty zasilany jest z transformatora układu uszkodzonego jak również z innych zespołów pracujących na wspólne szyny (do czasu otwarcia wyłączników zespołów). Następnie przez pewien czas w obwodzie tym płynie prąd wywołany energią nagromadzoną w elektrolicie podczas procesu rafinacji. Awarie tego rodzaju są szczególnie groźne, mogą spowodować pożar instalacji o dużej wartości i zagrożenie obsługi.

Eksplozja obudowy przyrządu wystąpiła również w obwodzie niewielkiej mocy przewodzącym prąd rzędu kilkunastu amperów [69]. Przyczyną było w tym przypadku złe oszacowanie strat mocy wydzielanych w przyrządzie półprzewodnikowym przy przewodzeniu niewielkiego prądu w stosunku do znamionowych możliwości elementu. Przegrzanie przyrządu i eksplozja obudowy spowodowana była niewłaściwie dobranym układem chłodzenia. I tak diodę o prądzie $I_{\mathrm{F(AV)M}}$ = 100 A, zainstalowaną w układzie zwrotu energii z obwodów przepięciowych tyrystorów GTO do obwodu pośredniczącego prądu stałego zamontowano na szynie miedzianej o niewielkim przekroju bez radiatora. Oceniono, iż prąd obciążenia kilkakrotnie mniejszy od prądu znamionowego przyrządu nie wymaga stosowania elementu chłodzącego. Po kilkunastogodzinnej pracy nastąpiło rozerwanie obudowy, które spowodowało poważne zniszczenia w urządzeniu i konieczność wymiany znacznej części jego elementów jak kondensatory, elementy elektroniczne i inne. Przypadek ten wystąpił w trakcie badań w laboratorium opracowanego w Instytucie Elektrotechniki przekształtnika napędowego przeznaczonego do regulacji prędkości kątowej silników indukcyjnych o mocy 700 $\div$ 800 kW i napięciu 3 $\times$ 660 V.

### Zwarcie w falowniku napięcia

Obecnie falowniki zarówno prądu jak i napięcia o mocy do kilku megawoltoamperów budowane są w oparciu o przyrządy półprzewodnikowe wyłączalne takie jak tranzystory IGBT w obudowie modułowej z tworzyw sztucznych oraz tyrystory GTO a ostatnio IGCT[1)] w obudowie pastylkowej. Generalnie można stwierdzić, iż zwarcia wewnętrzne w falownikach prądu ze względu na brak baterii kondensatorów filtru oraz duże indukcyjności szeregowe w obwodzie prądu stałego ograniczające stromość narastania prądu zwarciowego (stałe czasowe obwodu zwartego osiągają w tym przypadku wartości rzędu dziesiątek milisekund) nie powodują z reguły eksplozji obudowy przyrządów półprzewodnikowych a zwłaszcza elementów w obudowach klasycznych.

Znacznie większe zagrożenia występują w falownikach napięcia [65, 69]. Na rysunku 5.15a) przedstawiono schemat prostownika zasilającego falownik napięcia o mocy 250 kW i napięciu 3 × 380 V. Układ zasilany jest z transformatora energetycznego o mocy 630 kVA o napięciu zwarcia $u_Z$ = 4,5 % i stratach w miedzi $\Delta P_{cu}$ = 10 kW.

Parametry zastępcze transformatora wynoszą:

- napięcie fazowe $U_{2f}$ = 220 V,
- indukcyjność uzwojenia fazowego $L_{2f}$ = 50 μH,
- rezystancja uzwojenia fazowego $R_{2f}$ = 4 mΩ.

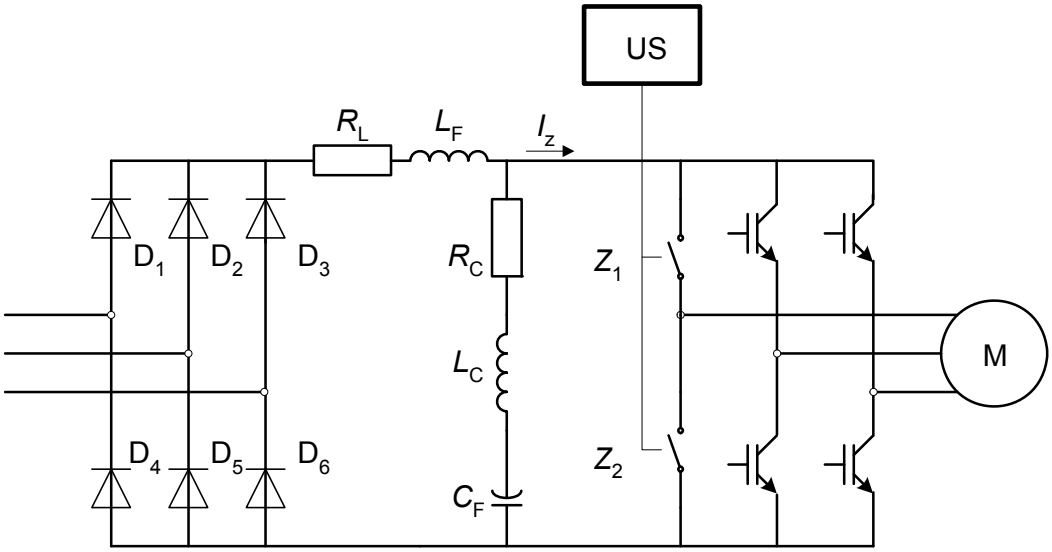
Na wyjściu prostownika dołączony jest filtr gamma o parametrach:

- indukcyjność dławika $L_F$ = 0,5 mH,
- rezystancja dławika $R_L$ = 0,6 mΩ,
- pojemność baterii kondensatorów $C_F$ = 19,8 mF,
- indukcyjność własna baterii $L_C$ = 37 nH,
- rezystancja własna baterii $R_C$ = 11 mΩ.

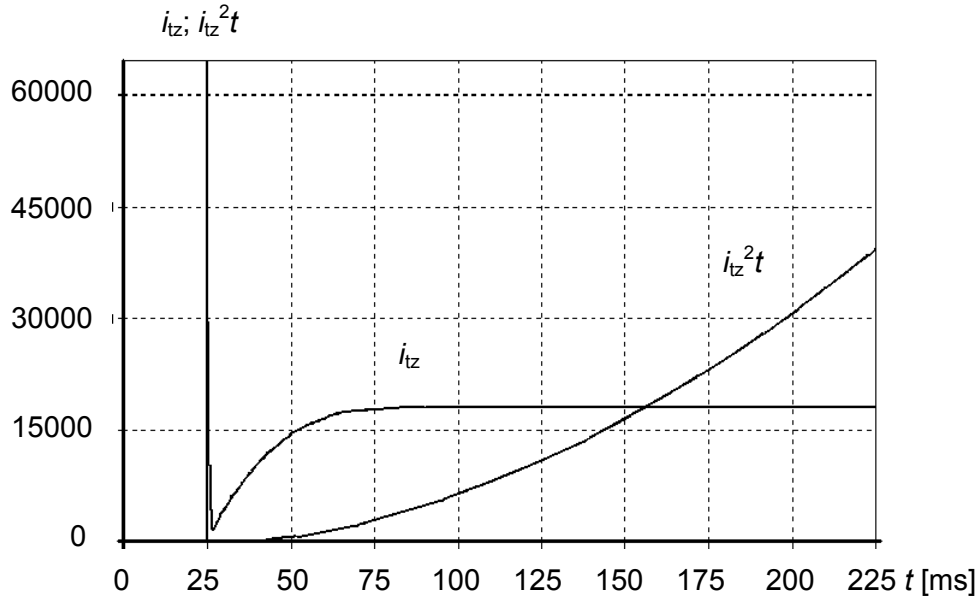
Zespół ten zasila falownik napięcia z tranzystorami IGBT. Rozpatrzono przypadek zwarcia wywołanego uszkodzeniem dwóch tranzystorów IGBT w połączonych szeregowo ramionach mostka. Na rysunku 5.15b) przedstawiono przebieg prądu w obwodzie zwartym $i_{tz}$ oraz całki $\left(i_{tz}^2 t\right)$ w czasie zwarcia o $t_z$ = 200 ms. Ustalony prąd zwarcia wynosi w tym przypadku 18 kA a po 200 ms całka $\left(i_{tz}^2 t\right)$ = 30 · $10^7$ $A^2$ · s. W przypadku tranzystorowych modułów o prądzie $I_C$ = 400 A, których eksplozyjne wartości całki $\left(i_{tz}^2 t\right)_{eks}$ = 1,1 · $10^6$ ÷ 1,5 · $10^6$ $A^2$ · s można spodziewać się, iż po zwarciu wystąpi eksplozja obudowy. Również w przyrządach tego rodzaju o prądzie 1200 A lub 1800 A

[1)] Integrated gate comutated thyristor.

a)




b)




**Rys.5.15. Zwarcie wewnętrzne w falowniku zasilanym z prostownika diodowego.**
a) schemat obwodu, b) przebieg prądu ($i_{tz}$) oraz całki ($i_{tz}^2$t *$10^3$A$^2$ · s/dz).

(o energii eksplozyjnej dwu- trzykrotnie większej niż badanego modułu [26]) efekt eksplozji można uznać jako bardzo prawdopodobny. Zagrożenie rozerwania przyrządu występuje tutaj już po 50 ms (całka $\left(i_{\mathrm{tz}}^2 t\right)$ w obwodzie zwartym wynosi $3 \cdot 10^6$ $\mathrm{A}^2 \cdot$ s. Potwierdziły to doświadczenia z badań i eksploatacji napędowych falowników napięcia o mocach $(50 \div 250)$ kW, gdzie zwarcia wewnętrzne powodowały eksplozje obudowy modułów tranzystorowych. W jednym z zaistniałych przypadków wystąpiła eksplozja modułu tranzystorowego pomimo stosowania bezpieczników topikowych w linii prądu przemiennego zasilającej przekształtnik. Równocześnie zaobserwowano, że te same zjawiska w układach z tyrystorami GTO w obudowach pastylkowych nie powodowały takich efektów.

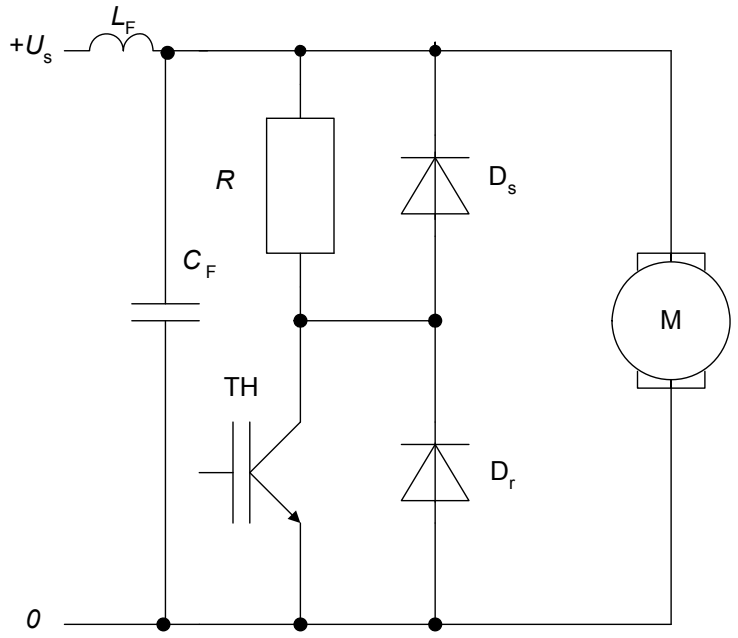
Jak wykazały badania symulacyjne (rys.5.15) główne zagrożenie eksplozją przyrządu półprzewodnikowego, przy zwarciu wewnętrznym w analizowanym falowniku napięcia, wywołane jest głównie prądem dopływającym z układu zasilania i zależy od czasu przepływu tego prądu. Natomiast sama energia zgromadzona w baterii kondensatorów filtru nie powoduje zagrożenia eksplozją tranzystorów falownika.

Ograniczenie tego zagrożenia można uzyskać przez zastosowanie prostownika sterowanego zasilającego falownik (w miejsce diodowego) powiązanego z układem blokady bramkowej i czujnikiem prądu umieszczonym w torze obwodu pośredniczącego – między baterią kondensatorów filtru a falownikiem. Czas reakcji tego rodzaju blokady na wystąpienie prądu zwarcia nie przekracza 8,5 ms, a więc jest kilkakrotnie krótszy od odpowiedniego czasu działania wyłączników elektromagnetycznych.

### Zwarcie w układzie impulsowej regulacji napięcia stałego

Innym przykładem układów z tranzystorami IGBT w obudowie modułowej, gdzie w praktyce podczas zwarć występowały eksplozje obudowy tych przyrządów wymienić można układy impulsowe do regulacji napięcia w obwodach prądu stałego [69]. Zdarzenia tego rodzaju zaobserwowano w układach impulsowego rozruchu i hamowania pojazdów trakcji miejskiej oraz w obwodzie zasilania falownika dla elektrotermii. Schemat obwodu, w którym wystąpiła eksplozja modułu z tranzystorem IGBT przedstawiono na rys.5.16. Rysunek ten przedstawia schemat układu hamowania pojazdu trakcyjnego z wytracaniem energii na rezystorze. Zdefiniowano tutaj dwa rodzaje zagrożeń mogących spowodować przepływ prądu zwarcia przez tranzystor i w efekcie eksplozję obudowy modułu. W pierwszym przypadku zwarcie w obwodzie prądu stałego wywołane jest przebiciem diody szeregowej $D_{\mathrm{S}}$, co pociąga za sobą przepływ prądu zwarcia przez tranzystor $T_{\mathrm{H}}$. Inne zagrożenie wywołane „przegrzaniem” tranzystora może być spowodowane zbyt krótką przerwą między zakończeniem

i początkiem kolejnych impulsów prądu w obwodzie impulsowej regulacji napięcia. Po zakończeniu każdego impulsu prądowego występuje przez pewien czas $t_s$ przepływ prądu (rozładowanie energii nagromadzonej w indukcyjności rezystora) przez diodę bocznikującą opornik hamowania. Jeżeli w tym czasie włączony zostanie tranzystor $T_H$ to przez ten przyrząd i „otwartą" diodę szeregową $D_S$ popłynie impuls prądu zwarcia o dużej wartości szczytowej i o dużej stromości narastania. Tego rodzaju impuls prądu zwarciowego powtarzany z częstotliwością pracy czopera może doprowadzić do przegrzania modułu tranzystorowego a następnie do jego eksplozji. Należy również podkreślić, iż eksplozji obudów nie zaobserwowano w układach napędu pojazdów trakcyjnych z tyrystorami GTO o obudowie klasycznej pomimo występujących uszkodzeń tych przyrządów.




**Rys.5.16. Schemat układu hamowania oporowego silnika prądu stałego pojazdu trakcyjnego.**

## 5.3. Zapobieganie zwarciom wewnętrznym w przekształtnikach mocy i ograniczanie ich skutków [69]

W układach na napięcia rzędu kilku kilowoltów (np. zasilanie trakcji kolejowej) – gdzie unika się instalowania bezpieczników topikowych – należy stosować inne środki przeciwdziałania uszkodzeniom przyrządów i występującym w efekcie eksplozjom ich obudów. Można wymienić następujące rozwiązania.

- Zamiast jednego elementu wysokonapięciowego należy stosować kilka przyrządów na niższe napięcie łączonych szeregowo, tak aby przy uszkodzeniu jednego z nich układ mógł nadal pracować poprawnie (dotyczy przyrządów w obudowach pastylkowych i wkręcanych).
- Dobierać napięcie zestawu półprzewodnikowego przy uwzględnieniu wartości szczytowej wytłumionych przepięć łączeniowych oraz atmosferycznych mogących pojawić się na przekształtniku zarówno od strony sieci zasilającej prądu przemiennego jak i od strony odbioru to znaczy linii prądu stałego. Wartości szczytowe tych przepięć mogą być kilkakrotnie większe od maksymalnych napięć pracy układu. Na przykład w układach zasilania trakcji kolejowej stawiany jest wymóg, aby prostownik o napięciu na wyjściu 3,3 kV wytrzymywał przepięcia o wartości szczytowej równej 15 kV.
- Stosować układy ochronników ograniczających wartości szczytowe występujących przepięć.
- Stosować układy bocznikujące dławiki o dużej indukcyjności (np. instalowane w układach filtrów po stronie prądu stałego), które spowodują wytracenie nagromadzonej w nich energii w przypadku wystąpienia przerwy w obwodzie, co przeciwdziała powstawaniu przepięć zagrażających uszkodzeniem przyrządów półprzewodnikowych.
- Unikać równoległego łączenia większej liczby przyrządów półprzewodnikowych; W przypadku rozwiązania z więcej niż $3 \div 4$ elementami łączonymi równolegle należy stosować bezpieczniki topikowe włączone w szereg z każdym z tych przyrządów.
- Prowadzić okresowe przeglądy przekształtników polegające głównie na pomiarach charakterystyk napięciowo prądowych przyrządów półprzewodnikowych w kierunku wstecznym i przewodzenia oraz wymieniać elementy, których parametry uległy degradacji.
- W układzie zasilania zespołu stosować szybkie wyłączniki prądu przemiennego (na przykład z sześciofluorkiem siarki) powiązane z selektywnie działającymi systemami sterowania ich wyłączeniem. Może to być zabezpieczenie różnicowo-prądowe z czujnikami umieszczonymi po wtórnej stronie transformatora zespołu na połączeniach z prostownikiem. Układ ten (w przypadku zwarcia asymetrycznego) inicjuje otwarcie wyłącznika zespołu po czasie nie przekraczającym 100 ms.
- W układach zasilania trakcji kolejowej starszej generacji były stosowane tzw. wyłączniki spolaryzowane prądu stałego na wyjściu zespołu prostownikowego. Po wystąpieniu zwarcia wewnętrznego w przekształtniku zasilającym linię wspólnie z innymi układami, kiedy obwód zwarty zasilany był również z innych zespołów, wyłącznik ten otwierał się reagując na kierunek przepływu prądu – od szyn zbiorczych do

uszkodzonego przekształtnika. Obecnie zaniechano tego rozwiązania, jednak przygotowywany jest układ automatyki, który ma je zastąpić.

- W falownikach napięcia ograniczenie czasu przepływu prądu zwarcia wewnętrznego, który stanowi zagrożenie eksplozyjne dla tranzystorów, można uzyskać przez zastosowanie prostownika sterowanego na wejściu oraz układu blokady bramkowej powiązanej z czujnikiem prądu włączonym w obwód prądu stałego. Innym rozwiązaniem są bezpieczniki szybkie zabezpieczające obudowy przyrządu przed eksplozją nie chroniące jednak tranzystorów przed uszkodzeniem. Rozwiązanie to proponowane przez firmę „Ferraz" nie znalazło szerszego zastosowania w praktyce przemysłowej.
- Pomimo stosowania różnych zabezpieczeń oraz systemów ochronnych nie da się całkowicie wyeliminować zagrożeń eksplozją obudowy przyrządów energoelektronicznych, występujących zwłaszcza w przekształtnikach dużej mocy. Dlatego też w urządzeniach tych należy stosować rozwiązania konstrukcyjne zabezpieczające inne podzespoły urządzenia oraz obsługę przed skutkami tego rodzaju awarii. Zestaw energoelektroniczny powinien być wyposażony w system osłon, który przeciwdziała przemieszczaniu się łuku elektrycznego do innych elementów układu oraz do metalowej obudowy, co może zagrażać bezpieczeństwu obsługi. Zagadnienie to staje się szczególnie aktualne w związku z występującą tendencją do zmniejszania gabarytów urządzeń, „ciasnego" upakowania podzespołów i elementów oraz zmniejszania rezerw prądowych i napięciowych stosowanych przy doborze przyrządów mocy.

## 5.4. Podsumowanie

◊ W wyniku przeprowadzonych badań i analiz określono, że parametrem najbardziej jednoznacznie określającym wytrzymałość eksplozyjną obudów przyrządów półprzewodnikowych jest energia wydzielana w przyrządzie w czasie przepływu prądu zwarciowego. Ze względu na losowo rozwijające się zjawiska przedłukowe i łukowe, występują złożone zależności między prądem i napięciem na przyrządzie podczas trwania zwarcia. Dlatego zarówno prąd powodujący eksplozję obudowy w danym czasie jak i wartość całki $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)_{\mathrm{eks}}$ i $\left(i_{\mathrm{tz}}^2 t\right)_{\mathrm{eks}}$ określają wytrzymałość eksplozyjną obudów przyrządów energoelektronicznych w sposób tylko przybliżony.

◊ Ponieważ energii eksplozyjnej przyrządów energoelektronicznych nie można transponować na dane obwodu zwarciowego, do określania

zagrożenia eksplozją przyrządów w układach przekształtnikowych można wykorzystywać całkę $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)_{\mathrm{eks}}$, $\left(i_{\mathrm{tz}}^2 t\right)_{\mathrm{eks}}$. Porównanie tej wartości z całką $\left(i_{\mathrm{dz}}^2 t\right)$ $\left(i_{\mathrm{tz}}^2 t\right)$ wyznaczoną na podstawie danych obwodu zwarcia wewnętrznego danego przekształtnika pozwala ocenić zagrożenie eksplozją przyrządu energoelektronicznego. Całka eksplozyjna jest w tym przypadku wielkością bardziej uniwersalną niż zależność prądu wywołującego eksplozję od czasu. Uwzględnia ona bowiem różne przebiegi prądu zwarcia, jakie mogą wystąpić w przyrządzie półprzewodnikowym.

◊ Badania wykazały iż obudowy tradycyjne – metalowe z izolatorami szklanymi, stosowane w konstrukcji diod i tyrystorów krzemowych, wykazują istotnie większą wytrzymałość eksplozyjną od obudów modułowych stosowanych powszechnie przy wytwarzaniu tranzystorów IGBT. Przy zbliżonej obciążalności prądowej diody w obudowach tradycyjnych wykazują 4-6 krotnie większe wartości prądu powodującego eksplozję przyrządu w danym czasie oraz energii eksplozyjnej – od tranzystorów IGBT o obudowach z tworzywa sztucznego. Odpowiedni stosunek wartości całek eksplozyjnych wynosi w tym przypadku nie mniej niż 10 : 1.

◊ Analiza symulacyjna układów prostownikowych mocy z diodami krzemowymi oraz falowników napięcia z tranzystorami IGBT wykazała, iż przy wystąpieniu zwarć wewnętrznych w tych układach istnieje realne zagrożenie eksplozją przyrządów. Zagrożenie to jest szczególnie wyraźne w przypadku równoległego łączenia tych elementów, kiedy zwarcie spowodowane jest uszkodzeniem przyrządów w jednej z grup łączonych równolegle. Zagrożenia eksplozyjne występują również w układach do impulsowej regulacji prądu stałego z tranzystorami IGBT.

◊ Doświadczenia eksploatacyjne oraz wyniki badań laboratoryjnych wykazują, iż eksplozja przyrządu półprzewodnikowego aczkolwiek jest wydarzeniem losowym to w przypadku wystąpienia powoduje destrukcję znacznej części urządzenia oraz może stanowić zagrożenie dla obsługi. Dlatego przy projektowaniu urządzeń z przekształtnikami mocy należy stosować szereg środków zapobiegających tego rodzaju przypadkom oraz ograniczających ich skutki podczas zaistnienia takiego zjawiska. Jako główne środki zapobiegawcze można wymienić:

- stosowanie rezerwy w zakresie przeciążalności prądowej i wytrzymałości przepięciowej przyrządów energoelektronicznych;
- okresowe pomiary charakterystyk napięciowo-prądowych przyrządów energoelektronicznych oraz wymiana elementów, których parametry uległy degradacji,

- zabezpieczenia różnicowo-prądowe (działające w przypadku wystąpienia zwarć wewnętrznych) powiązane z szybkim wyłącznikiem zespołu,
- bezpieczniki topikowe przy dużej liczbie przyrządów łączonych równolegle;
- układy ochrony przed przepięciami atmosferycznymi i łączeniowymi,
- system osłon metalowych przeciwdziałających przerzucaniu się łuku oraz innych stopionych materiałów będących wynikiem eksplozji – do pozostałych elementów przekształtnika oraz uziemionej obudowy,
- odpowiedni poziom izolacji między obwodem głównym a układem sterowania przekształtnika oraz systemami pomiarowo-kontrolnymi, który zapobiegnie oddziaływaniu skutków zwarć w obwodzie mocy na te układy,
- układy ochrony przeciw porażeniom obsługi.

# 6. DOBÓR PRZYRZĄDÓW PÓŁPRZEWODNIKOWYCH MOCY

Układy energoelektroniczne o mocach kilku megawatów są z reguły zasilane z sieci elektroenergetycznej poprzez własny transformator. Układy takie są projektowane indywidualnie przy uwzględnieniu zarówno wymagań dotyczących odbiornika jak i parametrów układu zasilania. Ważnym zagadnieniem w projektowaniu takich układów jest dobór przyrządów energoelektronicznych zapewniający odporność przekształtnika na zwarcia i przeciążenia przy uwzględnieniu konkurencyjnej ceny urządzenia.

W niniejszym rozdziale na przykładzie analizy stanów zwarciowych trakcyjnego zespołu prostownikowego o prądzie 1700 A i napięciu 3,3 kV zasilanego z linii elektroenergetycznej o napięciu 110 kV przedstawiono sposób weryfikacji doboru przyrządów energoelektronicznych do układu dużej mocy przy uwzględnieniu możliwych do wystąpienia stanów awaryjnych.

Prostownik zespołu typu PD-1,7/3,3 został opracowany i wyprodukowany w Instytucie Elektrotechniki oraz zainstalowany w jednej z podstacji zasilającej Centralną Magistralę Kolejową, gdzie przeszedł z wynikiem pozytywnym próby zwarciowe i eksploatacyjne.

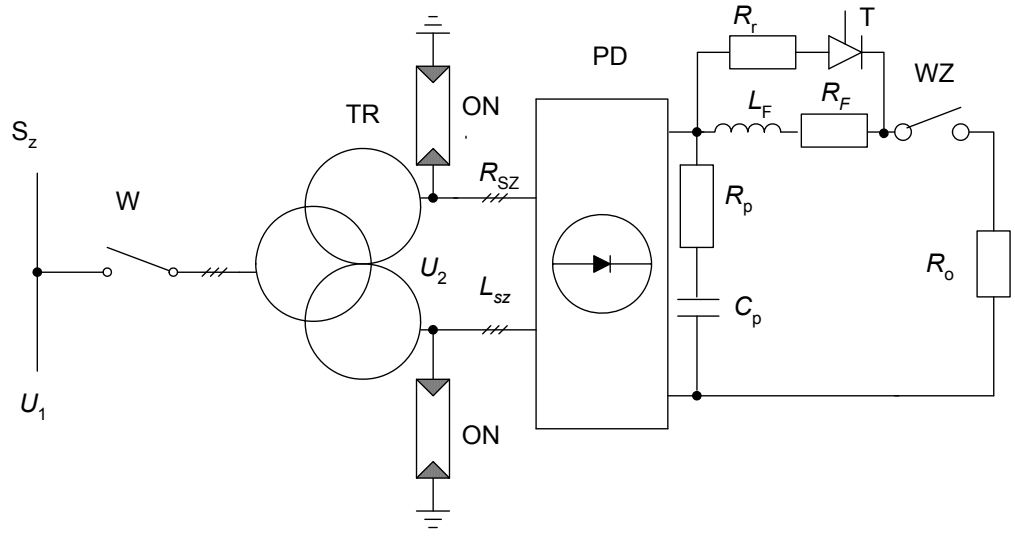
Obliczenia prądów zwarcia prowadzono metodą symulacyjną przy wykorzystaniu programu TCAD w sposób przedstawiony w rozdz.3. Wyniki obliczeń prądu zwarcia zostały zweryfikowane eksperymentalnie podczas prób przeprowadzonych na podstacji trakcyjnej po zainstalowaniu zespołu. Różnice w wartościach prądów obliczonego i pomierzonego dla przypadku zwarcia na zaciskach wyjściowych (za dławikiem wygładzającym) nie przekroczyły 10 %.

Jako kryterium poprawności doboru prądowego diod przyjęto przyrost temperatury złącza, przy założeniu że zwarcia powstają w warunkach znamionowej temperatury złącza diod prostownika i że występuje na nich napięcie wsteczne (rozdz.4). Sposób wyznaczania przyrostów temperatury struktury wywołanych cyklami impulsów prądu zwarciowego przedstawiono w rozdz.2.

Oceny zagrożeń eksplozyjnych obudowy przyrządów energoelektronicznych dokonano na podstawie wyników badań omówionych w rozdz.5.

## 6.1. Układ zasilania sieci trakcyjnej PKP o napięciu 3,3 kV z jednostopniową transformacją napięcia

Na rysunku 6.1 przedstawiono schemat ideowy układu zasilającego sieć trakcyjną 3,3 kV z prostownikiem PD-1,7/3,3 kV wprowadzonym do eksploatacji




**Rys.6.1. Schemat ideowy układu zasilania prostownika PD – 1,7/3,3.** $S_z$ – linia zasilająca; W – wyłącznik zespołu; TR – transformator zespołu; ON – ochronniki napięciowe; PD – prostownik diodowy; $R_{sz}$ – szynoprzewód; $L_F$ – indukcyjność dławika wygładzającego; $R_F$ – rezystancja dławika wygładzającego; $R_o$ – rezystancja obciążenia; WZ – wyłącznik prądu stałego.

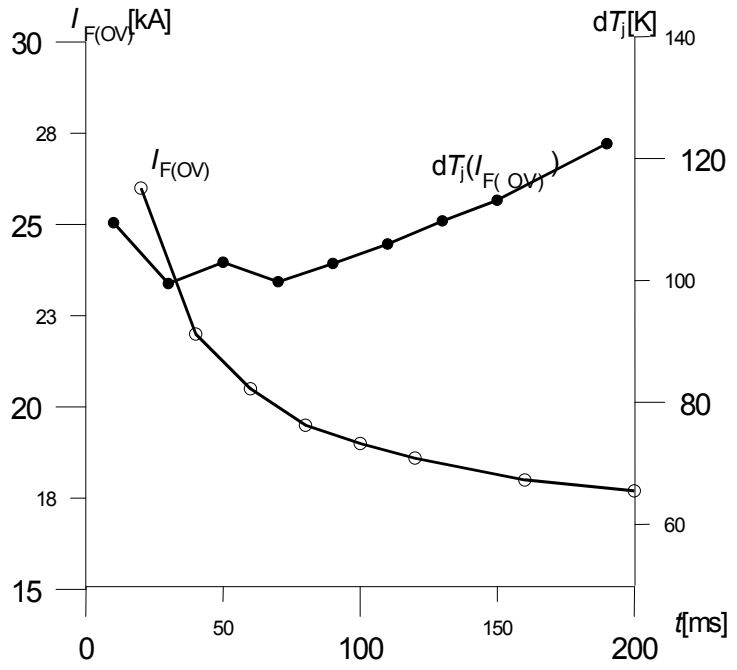
w podstacji trakcyjnej w miejscowości Huta Zawadzka. Układ jest zasilany linią napowietrzną 110 kV i składa się z wyłącznika, transformatora trójuzwojeniowego o dwóch uzwojeniach wtórnych (gwiazda, trójkąt), dwóch trójfazowych układów szynoprzewodów łączących uzwojenia wtórne transformatora z prostownikiem (długość 60 m) ograniczników przepięciowych włączonych między przewody fazowe transformatora a ziemię, prostownika diodowego (dwa trójfazowe mostki diodowe połączone szeregowo), dławika wygładzającego. Układ obciążony jest rezystorem o wartości wymuszającej prąd znamionowy zespołu. Parametry podzespołów zespołu prostownikowego sieci zasilającej i odbioru wynoszą:

- moc zwarciowa sieci zasilającej $S_z$ = 1400 MVA,
- moc transformatora prostownikowego $S_1$ = 6,3 MVA,
- napięcie uzwojenia pierwotnego transformatora $U_1$ = 110 kV,
- napięcie uzwojenia wtórnego transformatora $U_2 = U_{2f}$ = 2 × 1,3 kV,
- napięcie fazowe uzwojenia połączonego w gwiazdę $U_{3f}$ = 750 V,
- napięcie zwarcia transformatora $u_z$ = 11 %,
- straty w miedzi $\Delta P_{Cu}$ = 41,8 kW,
- indukcyjność połączeń między transformatorem a prostownikiem $L_{sz}$ = 13,8 μH,
- rezystancja połączeń między transformatorem a prostownikiem $R_{sz}$ = 1 mΩ,
- indukcyjność dławika wygładzającego $L_F$ = 6 mH,
- rezystancja dławika wygładzającego $R_F$ = 7 mΩ,
- rezystancja obciążenia $R_o$ = 2 Ω,
- prostownik diodowy dwie diody SD 2500 o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 3000 A i napięciu $U_{RRM}$ = 2500 V, połączone równolegle w ramieniu mostka.

Na rysunku 6.2. przedstawiono charakterystykę przeciążalności prądowej diody prostownika (deklarowaną przez producenta dla napięcia wstecznego równego $U_{RRM}$ i znamionowej temperatury pracy) oraz obliczone przyrosty temperatury złącza diody [$\mathrm{d}T_j(I_{F(0V)})$], jakie wystąpią na końcu cykli przeciążeniowych zgodnych z danymi deklarowanymi. Porównanie wartości $\mathrm{d}T_j(I_{F(0V)})$ z przyrostami temperatury złącza $\mathrm{d}T_j(i_{dz})$ wywołanymi prądem zwarcia pozwoli ocenić poprawność doboru diod prostownika do występujących w układzie stanów zwarciowych (rozdz.4).

W celu określenia prądów zwarciowych w diodzie prostownika obliczono parametry obwodu dla zwarcia symetrycznego i wewnętrznego:

- indukcyjność sieci zasilającej $L_S$ = 4,2 μH,
- indukcyjność jednego uzwojenia fazowego transformatora przy zwarciu symetrycznym $L_{2f}$ = 187 μH,




**Rys.6.2. Przeciążalność graniczna ($I_{F(OV)}$) dla różnych czasów przeciążenia oraz odpowiadające jej przyrosty temperatury d$T_j$ złącza diody o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 3000 A.**

- indukcyjność jednego uzwojenia fazowego transformatora przy zwarciu wewnętrznym w prostowniku $L_{2f}$ = 94 μH,
- rezystancja jednego uzwojenia fazowego transformatora $R_{2f}$ = 2,5 mΩ,
- kąt fazowy między napięciem zasilającym a chwilą wystąpienia zwarcia odpowiadający maksymalnej wartości prądu udarowego $\Psi = \varphi + \frac{\pi}{2}$,
- indukcyjność szynoprzewodu $L_{sz}$ = 13,8 μH,
- rezystancja szynoprzewodu $R_{sz}$ = 1,1 mΩ,
- rezystancja zwiernika $R_z$ = 0,
- indukcyjność całkowita obwodu fazowego dla zwarcia symetrycznego (przed dławikiem wygładzającym) $L_C$ = 205 μH,
- indukcyjność całkowita obwodu fazowego dla zwarcia niesymetrycznego $L_{C1}$ = 112 μH,
- rezystancja całkowita obwodu fazowego zwarcia $R_C$ = 3,6 mΩ.

Rezystancja i indukcyjność obwodu zwarcia za dławikiem wygładzającym stanowi sumę rezystancji i indukcyjności podanych jak wyżej oraz odpowiednich parametrów tego dławika.

## 6.2. Zwarcia występujące w trakcyjnym zespole prostownikowym [67, 68, 69]

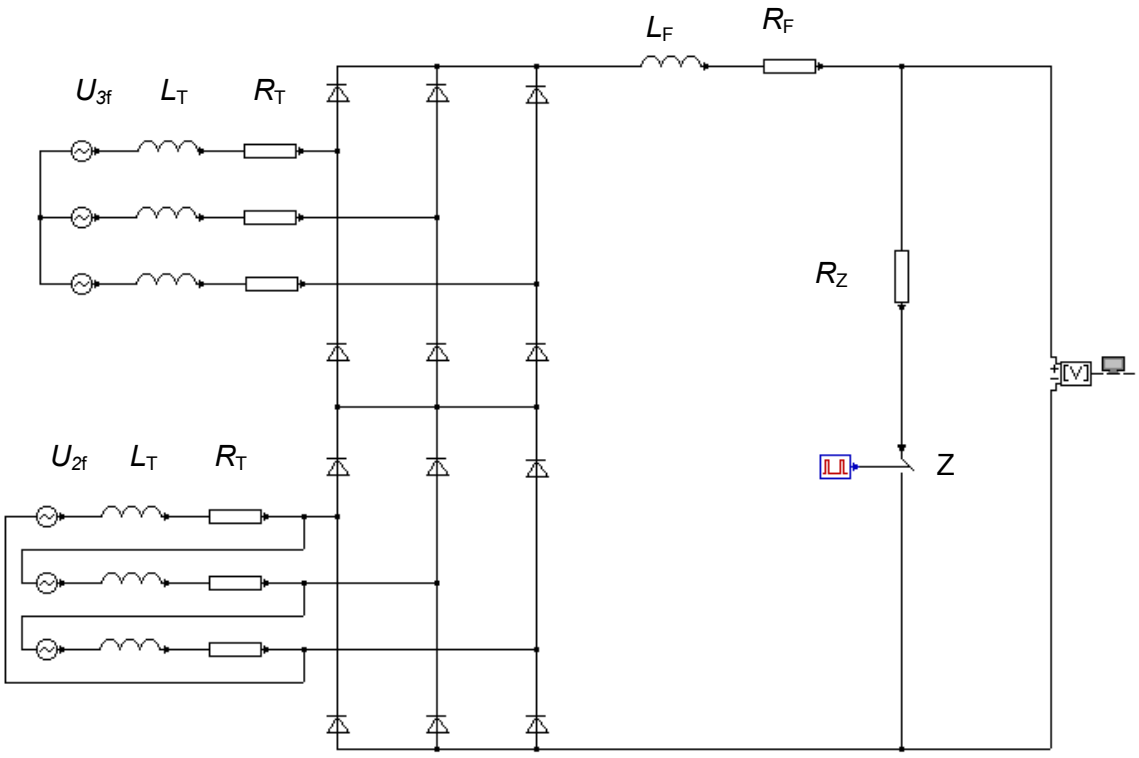
Przeanalizowano kilka rodzajów zwarć możliwych do wystąpienia w trakcyjnym zespole prostownikowym:

- zwarcie między biegunem dodatnim a ujemnym za dławikiem wygładzającym;
- zwarcie między biegunem dodatnim a ujemnym bezpośrednio na zaciskach wyjściowych zespołu prostownikowego;
- przebicie dwóch diod w ramieniu mostka połączonego z biegunem ujemnym;
- zwarcie do szyny ujemnej uzwojenia fazowego transformatora zasilającego mostek prostownikowy połączony z biegunem dodatnim;
- zwarcie do szyny ujemnej uzwojenia fazowego transformatora zasilającego mostek połączony z biegunem ujemnym.

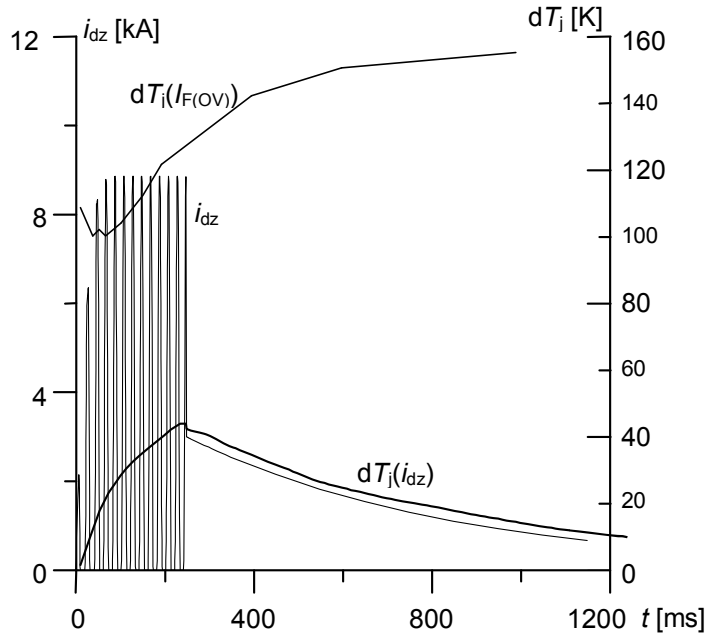
**Zwarcie między biegunem dodatnim a ujemnym za dławikiem urządzenia wygładzającego**

Stan awaryjny tego rodzaju występuje w warunkach trakcyjnych stosunkowo często a wywołany może być zjawiskiem ognia okrężnego powstającego na komutatorze silników trakcyjnych pojazdów szynowych, zwarciami w samych silnikach bądź w innych podzespołach zasilanych napięciem 3,3 kV (np. prądnica ogrzewcza). Zwarcia te wyłączane są głównie wyłącznikami prądu stałego o krótkim czasie działania (około 20 ms). W warunkach trakcyjnych uwzględniana jest możliwość zarówno uszkodzenia jak i nie zadziałania tego zabezpieczenia. Zwarcie wyłączane jest wówczas wyłącznikiem prądu przemiennego. Na rysunku 6.3 przedstawiono schemat ideowy zespołu prostownikowego z zaznaczonym miejscem wystąpienia zwarcia, na rys.6.4 – przebieg impulsów prądu diod prostownika (dla tego rodzaju zwarcia prąd w gałęzi mostka rozkłada się w przybliżeniu równomiernie między przyrządy łączone równolegle), odpowiadający mu przyrost temperatury diod oraz dopuszczalne przyrosty tej temperatury. Dla takiego zwarcia pomimo wyłączenia zasilania w czasie 200 ms w diodach prostownika będzie się utrzymywał prąd wywołany energią zgromadzoną w dławiku wygładzającym o dużej indukcyjności. Przyrost temperatury złącza od prądu pochodzącego z układu zasilania wynosi ok. 50 K. Natomiast prąd wywołany energią dławika wygładzającego nie wywołuje dalszego wzrostu temperatury diod. Aczkolwiek rezerwa w stosunku do

dopuszczalnego przyrostu temperatury (125 K) jest znaczna i mogłaby sugerować celowość doboru przyrządów o mniejszej przeciążalności prądowej, to bez uwzględnienia innych zagrożeń nie powinno się podejmować takiej decyzji. Ponadto dla tego często występującego stanu awaryjnego zachowanie rezerwy temperaturowej korzystnie wpływa na trwałość przekształtnika. Bowiem każdy szybki przyrost prądu i temperatury stanowi szok termiczny i mechaniczny dla struktury krzemowej. Większa liczba tego rodzaju narażeń prowadzi do degradacji charakterystyk napięciowo-prądowych przyrządu, mikropęknięć płytki krzemowej i w efekcie do uszkodzenia przyrządu. Producenci przyrządów energoelektronicznych podają, że nie powinny one być narażane na przeciążenia prądowe odpowiadające wartościom deklarowanym nie więcej niż 100 razy. W przypadku większej liczby spodziewanych narażeń wynikających ze stanów awaryjnych lub wymaganej przeciążalności roboczej urządzenia, należy przyjąć rezerwy w stosunku do danych deklarowanych. Brak jest w tym zakresie konkretnych zaleceń, ponieważ badania trwałościowe są kosztowne i czasochłonne, a uzyskane doświadczenia własne stanowią tajemnicę zawodową producentów przekształtników dużej mocy.



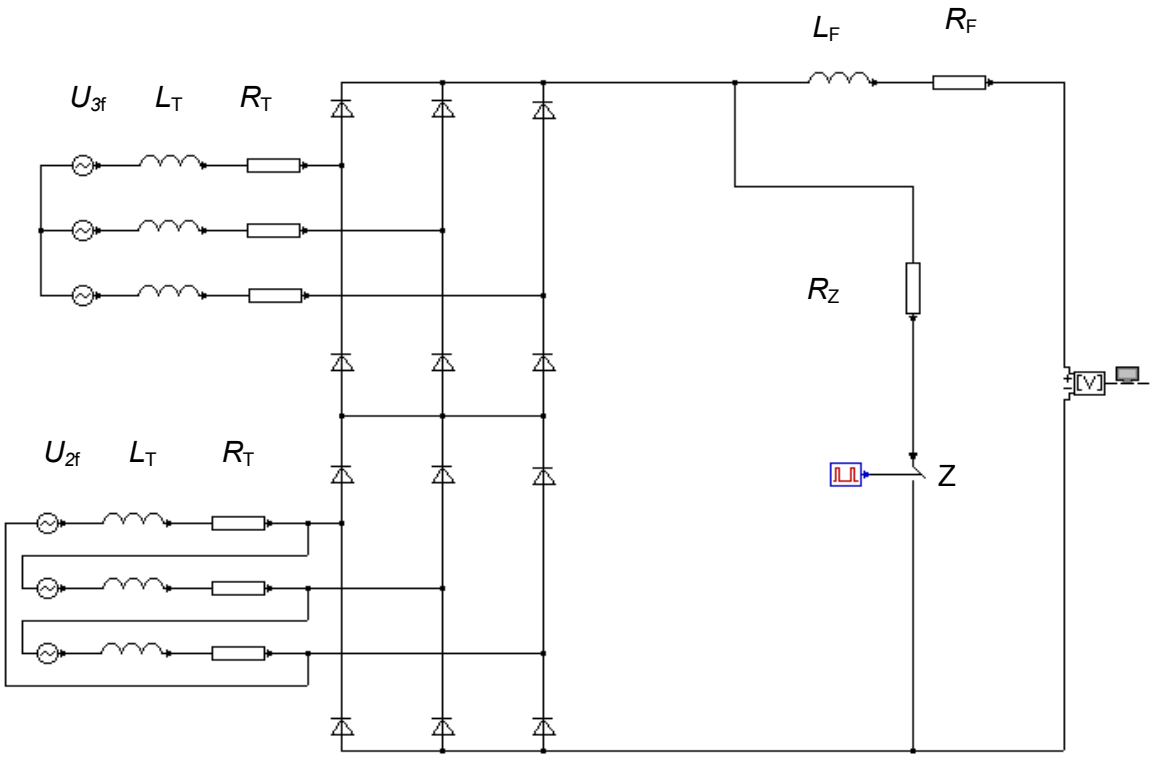

**Rys.6.3. Schemat ideowy prostownika w stanie zwarcia za dławikiem filtru.**




**Rys.6.4. Przebieg prądu – $i_{dz}$ i przyrostu temperatury złącza diody – d$T_j(i_{dz})$ oraz opuszczalnego przyrostu temperatury – – d$T_j(I_{F(OV)})$ w stanie zwarcia zewnętrznego prostownika.**

## Zwarcie między biegunem dodatnim a ujemnym na szynach wyjściowych zespołu

Zwarcia tego rodzaju, aczkolwiek uznać je można za zdarzenia losowe, jednak występują w warunkach eksploatacyjnych (taki stan awaryjny wydarzył się w czasie badań eksploatacyjnych omawianego w niniejszej pracy zespołu prostownikowego). Powstają one na przykład w wyniku pomyłek montażowych zaistniałych przy instalowaniu bądź przy przeglądach urządzeń, powodują je również pozostawione na konstrukcji narzędzia i części metalowe, które w wyniku drgań wywołanych pracą układu spadają na umieszczone w dolnej części urządzenia szyny wyjściowe. Zwarcia tego rodzaju wywoływane są również przez zwierzęta, które w okresie jesienno-zimowym przebywają na terenie podstacji, a zwłaszcza przy urządzeniach stanowiących źródła ciepła, jak obciążone prostowniki i tory prądowe. Te stany awaryjne zabezpieczane są jedynie przez wyłączniki w obwodzie zasilania transformatora. Przy projektowaniu trakcyjnych zespołów prostownikowych przyjmowane jest założenie, że winny one wytrzymywać wielokrotne zwarcia na szynach wyjściowych prostownika.



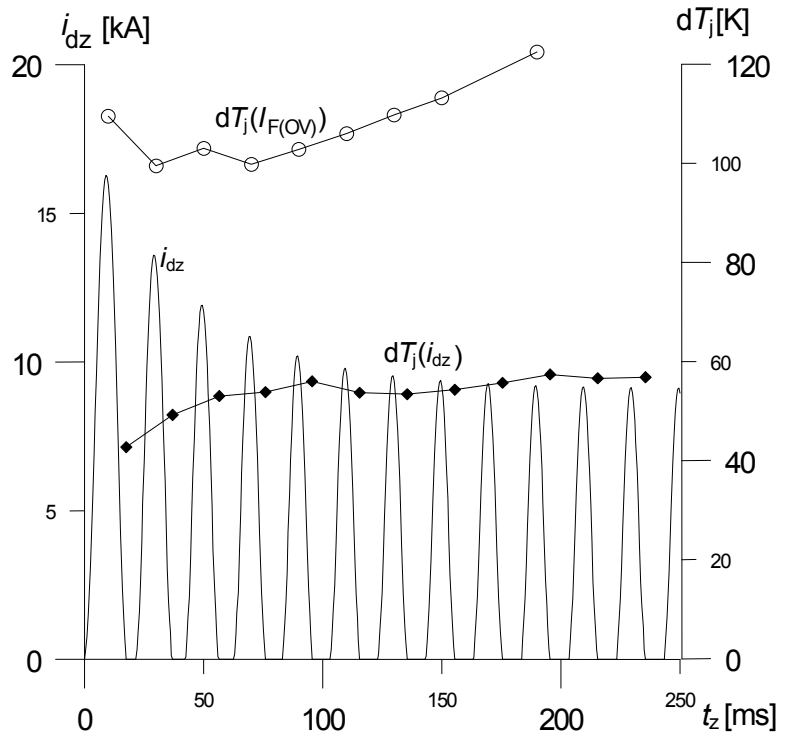

**Rys.6.5. Schemat obwodu prostownika w stanie zwarcia na szynach wyjściowych zespołu prostownikowego.**

Na rysunku 6.5 przedstawiono schemat zespołu prostownikowego z oznaczonym miejscem wystąpienia zwarcia. Na rysunku 6.6 podano przebieg prądu diod prostownika podczas tego stanu awaryjnego i przebieg przyrostu temperatury struktury krzemowej przyrządu w czasie trwania zwarcia oraz dopuszczalne wartości tego przyrostu obliczone na podstawie danych deklarowanych w materiałach firmowych. Wyznaczony w tym przypadku przyrost temperatury struktury krzemowej po czasie 200 ms wynosi około 60 K wobec określonego jako dopuszczalny w tych warunkach – około 125 K. Można wnioskować, iż rezerwa ta zapewni wytrzymanie (bez uszkodzeń diod) wielokrotnie powtarzanych opisanych wyżej zwarć i wieloletnią bezawaryjną pracę urządzeń.

### Przebicie dwóch diod w ramieniu mostka połączonego z biegunem ujemnym

Awaria tego rodzaju w praktyce rzadko występuje. Może być ona wywołana na przykład przegrzaniem i w efekcie przebiciem jednej z diod wywołanym nierównomiernym rozpływem prądu w przyrządach łączonych równolegle oraz jednoczesnym uszkodzeniem drugiej diody w następstwie przepięcia

od strony zasilania. Dane z praktyki eksploatacyjnej wykazują, że zdecydowana większość uszkodzeń diod i tyrystorów ma charakter napięciowy. Uszkodzenia wywołane są bądź przepięciami łączeniowymi i atmosferycznymi powstającymi w układach zasilania i odbioru przekształtnika bądź degradacją charakterystyk

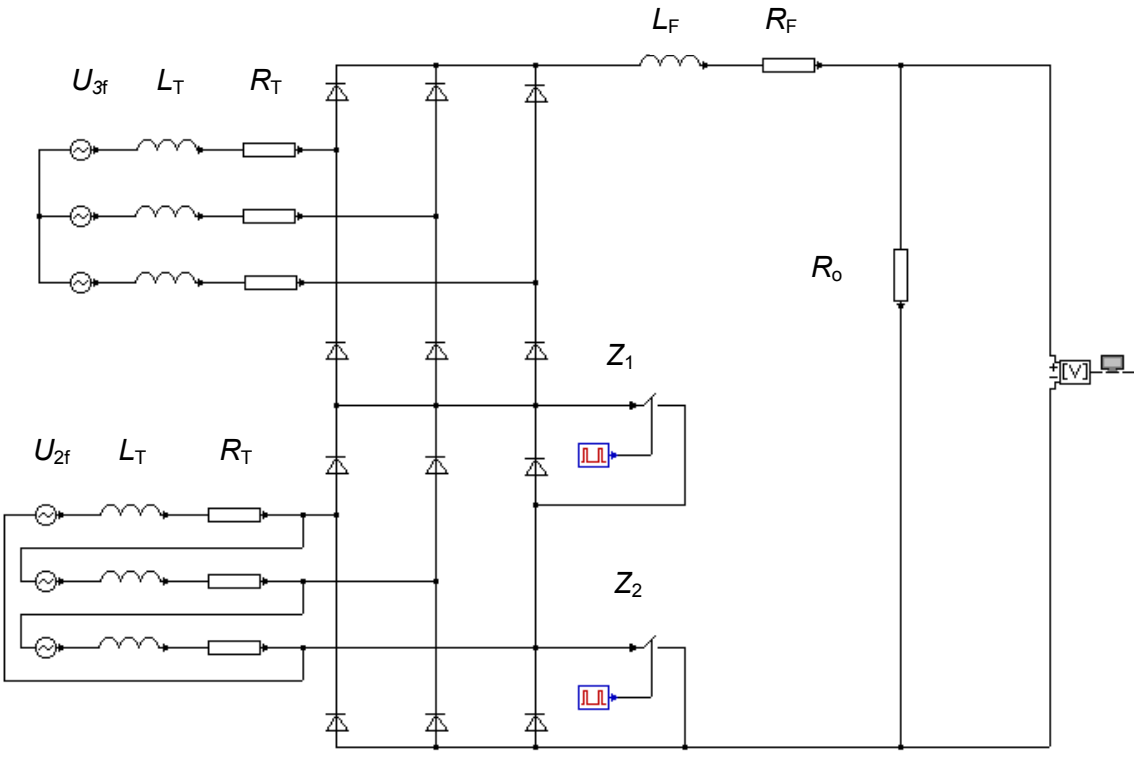



**Rys.6.6. Przebieg prądu diod prostownika – $i_{dz}$ , dopuszczalnego przyrostu temperatury złącza – d$T_j(I_{F(OV)})$ oraz przyrostu temperatury złącza – d$T_j(i_{dz})$ dla zwarcia między biegunem dodatnim a ujemnym na zaciskach wyjściowych zespołu prostownikowego.**

napięciowo-prądowych przyrządu w kierunku wstecznym lub obydwoma zjawiskami równocześnie. Degradacja charakterystyk napięciowo-prądowych związana jest z długoletnią eksploatacją urządzeń zwłaszcza w warunkach zmiennego obciążenia (jak to ma miejsce w prostownikach zasilających sieć trakcyjną). Innym czynnikiem powodującym to zjawisko są niedokładności procesu technologicznego przy wytwarzaniu struktur krzemowych, obróbce mechanicznej detali oraz montażu końcowym. Należy podkreślić, iż w populacjach przyrządów wytwarzanych nawet przez czołowe firmy światowe pewien procent elementów półprzewodnikowych wykazuje gorsze właściwości, które tylko w pewnej części wykryć można przez kontrolę parametrów przed zamontowaniem w przekształtniku. Inne przyrządy o gorszych właściwościach ujawniają swoje niedoskonałości dopiero w czasie eksploatacji urządzenia.

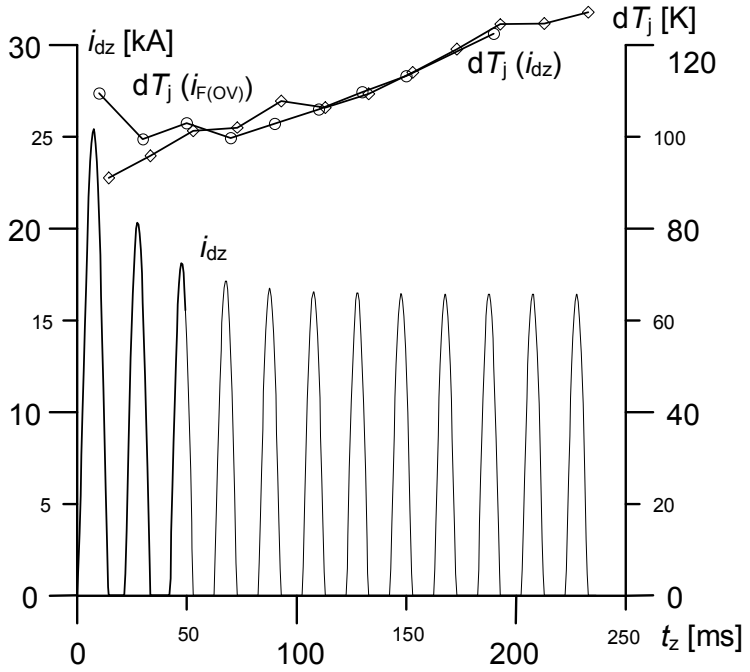
Nierównomierny rozpływ prądu w przyrządach łączonych równolegle wywoływany jest na ogół niestarannym montażem (przy założeniu prawidłowego doboru elementów do pracy grupowej) modułów (przyrząd energoelektroniczny – radiator) i złą jakością połączeń wewnątrz grupy przyrządów. Efekt nierównomiernego rozpływu prądu w przyrządach łączonych grupowo może być również wynikiem utleniania styków przyrząd-radiator (zmiana rezystancji połączeń) oraz degradacji charakterystyk napięciowo-prądowych elementów w kierunku przewodzenia, które to zjawiska towarzyszą długotrwałej eksploatacji przekształtników mocy. Są jeszcze inne przyczyny uszkodzeń przyrządów energoelektronicznych, które spotyka się w eksploatacji. W pracy przedstawiono jedynie przypadki najbardziej typowe, występujące stosunkowo często w praktyce eksploatacyjnej przekształtników dużej mocy.

Na rysunku 6.7 pokazano schemat ideowy obwodu prostownika z zaznaczonymi miejscami wystąpienia zwarcia. Na rysunku 6.8 zilustrowano przebieg prądu nieuszkodzonej diody prostownika $i_{dz}$ o największej wartości w jednym z przyrządów układu podczas trwania stanu awaryjnego. Prąd diody jest w tym przypadku wyraźnie większy niż dla omówionych poprzednio zwarć symetrycznych. Przyrost temperatury diody po czasie 200 ms osiąga wartość 125 K




**Rys.6.7. Schemat ideowy obwodu prostownika dla zwarcia wywołanego przebiciem dwóch diod w jednym ramieniu mostka prostownika.**

i odpowiada wartości wyznaczonej jako dopuszczalna. Biorąc pod uwagę stosunkowo niewielkie prawdopodobieństwo wystąpienia awarii tego rodzaju oraz margines bezpieczeństwa (który jest zachowywany przy deklarowaniu wartości dopuszczalnych w stosunku do prądu powodującego uszkodzenie przyrządu) oraz rezerwę napięciową również w tym przypadku można uznać, że pozostałe przyrządy przekształtnika nie ulegną uszkodzeniu podczas zaistnienia takiego stanu awaryjnego.

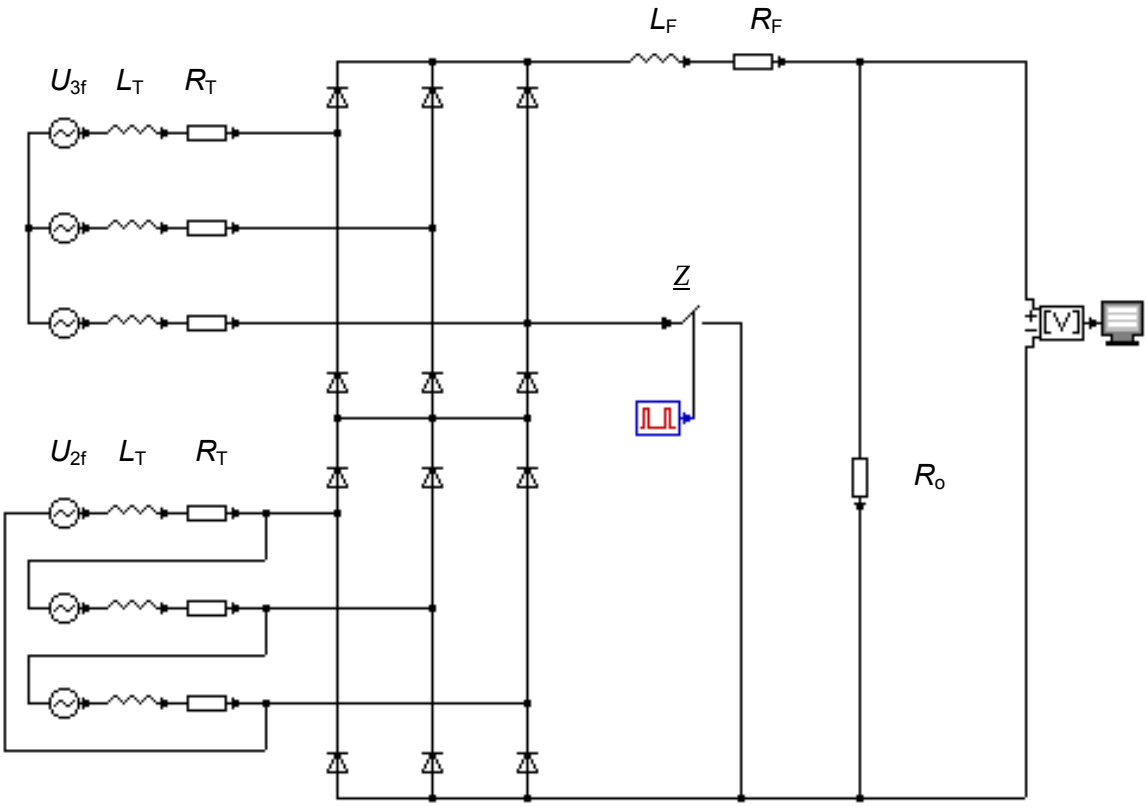



**Rys.6.8. Przebieg prądu diody prostownika – $i_{dz}$, dopuszczalnego przyrostu temperatury złącza – d$T_j$($I_{F(OV)}$) oraz przyrostu temperatury złącza – d$T_j$($i_{dz}$) w stanie zwarcia wywołanego przebiciem dwóch diod w ramieniu mostka prostowniko wego dołączonego do bieguna ujemnego.**

### Zwarcie do szyny ujemnej fazy transformatora zasilającego mostek prostownikowy połączony z biegunem dodatnim

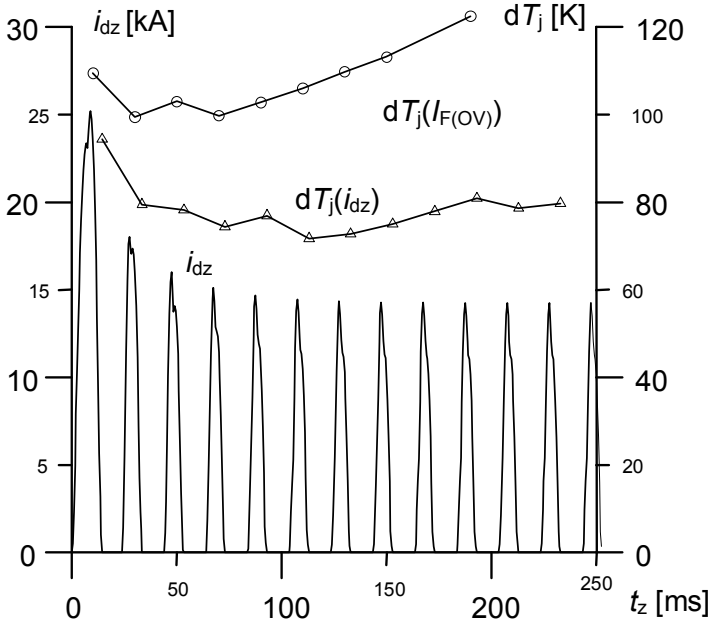
Stan awaryjny tego rodzaju może być wywołany przebiciem jednego z izolatorów, przez które wyprowadzone są końce strony wtórnej uzwojenia transformatora prostownikowego, przebiciem izolatora przewodu szynowego łączącego transformator zespołu z prostownikiem, bądź izolatora wspierającego szyny doprowadzające w samym prostowniku. Inną przyczyną takiego zwarcia jest przebicie ogranicznika przepięć włączonego między fazę transformatora a ziemię. W każdym przypadku wystąpienia zwarcia doziemnego jakiegokolwiek elementu zespołu pros-

townikowego (łącznie ze stroną wtórną transformatora zespołu) następuje połączenie elementów o różnym potencjale bieguna ujemnego i ziemi, a więc zamknięcie pętli zwarciowej. Zwarcia te są na ogół wywoływane przepięciami atmosferycznymi, łączeniowymi oraz uszkodzeniami elementów izolujących podzespoły zespołu prostownikowego od bieguna ujemnego bądź układów ochrony przeciwprzepięciowej dołączonych do tego bieguna lub ziemi. Jeden z takich przypadków spowodowany przebiciem ogranicznika przepięciowego włączonego między jedną z faz wtórnego uzwojenia transformatora (zasilającego mostek prostownikowy dołączony do bieguna dodatniego) a ziemię wystąpił w czasie wprowadzania do ruchu zespołu z prostownikiem PD-1,7/3,3 kV na jednej z podstacji trakcyjnych zasilających Centralną Magistralę Kolejową. Schemat ideowy zespołu prostownikowego z zaznaczonym miejscem opisanego zwarcia doziemnego przedstawiono na rys.6.9.




**Rys.6.9. Schemat ideowy obwodu prostownika dla przypadku zwarcia do bieguna ujemnego fazy uzwojenia transformatora zasilającego mostek prostownikowy dołączony do bieguna dodatniego.**

Na rysunku 6.10 przedstawiono przebieg prądu diody prostownika, odpowiadający mu przyrost temperatury struktury oraz obliczoną wartość tego przyrostu odpowiadającą prądom przeciążeniowym deklarowanym przez wytwórcę jako dopuszczalne. Przyrost temperatury struktury diody po czasie 200 ms wynosi tutaj 80 K wobec określonego jako dopuszczalny 125 K. Można więc stwierdzić, że diody prostownika są chronione przed skutkami zwarcia tego rodzaju, jeżeli zostanie ono wyłączone po czasie nie dłuższym niż 200 ms.

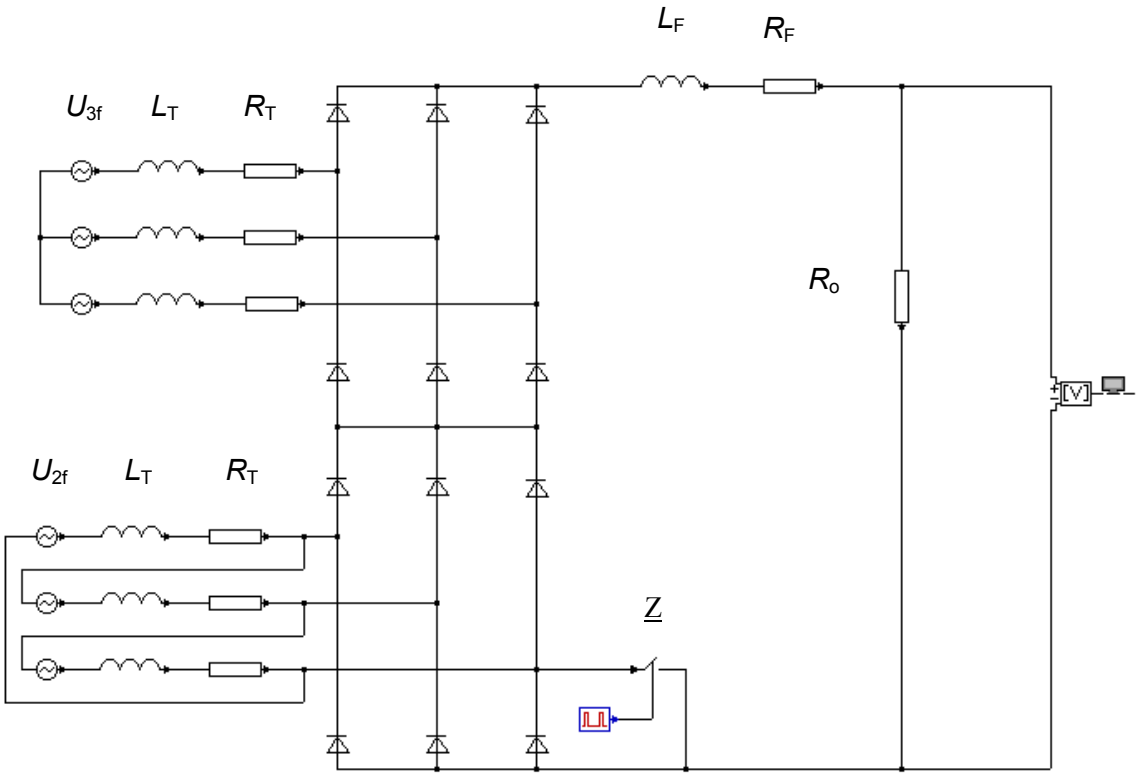



**Rys.6.10. Przebieg prądu diody prostownika ($i_{dz}$), dopuszczalnego przyrostu temperatury złącza [d$T_j(I_{F(OV)})$] oraz przyrostu temperatury złącza [d$T_j(i_{dz})$] dla zwarcia doziemnego uzwojenia fazowego transformatora zasilającego mostek prostowniczy dołączony do bieguna dodatniego.**

### Zwarcie do szyny ujemnej uzwojenia fazowego transformatora zasilającego mostek prostownikowy połączony z biegunem ujemnym

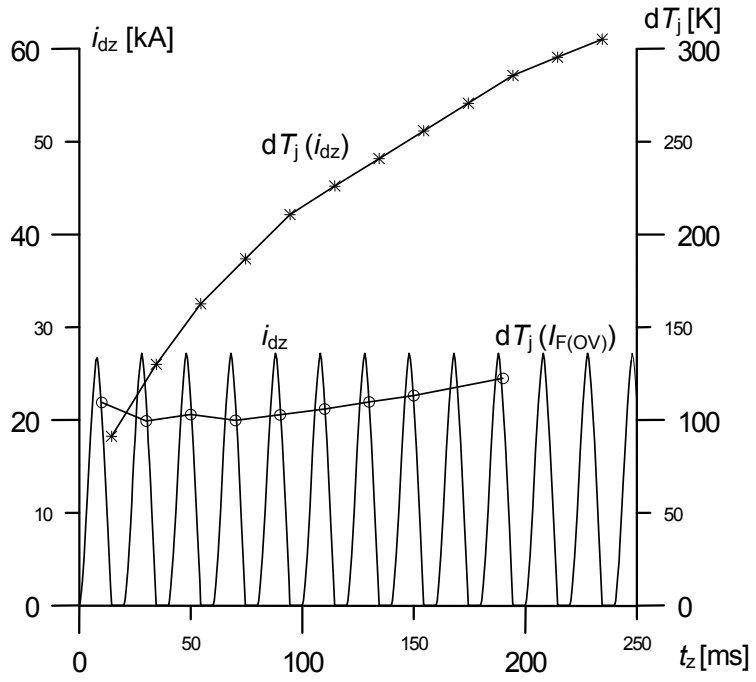
Zwarcie takie może być wywołane przyczynami opisanymi powyżej lub przebiciem diody połączonej z biegunem ujemnym. Natomiast skutki dla diod prostownika są zdecydowanie groźniejsze. Na rysunku 6.11 przedstawiono schemat ideowy zespołu prostownikowego z zaznaczonym miejscem wystąpienia zwarcia. Na rysunku 6.12 pokazano przebieg prądu diody w czasie trwania cyklu zwarciowego, odpowiadający mu przyrost temperatury złącza oraz dopuszczalny przyrost temperatury wyznaczony na podstawie danych deklaro-

wanych przez wytwórcę. Wartość szczytowa impulsów prądu zwarciowego diody prostownika wynosi ok. 27 kA, natomiast przyrost temperatury struktury krzemowej po 200 ms wynosi 290 K wobec dopuszczalnego (po tym czasie trwania przeciążania) przyrostu 125 K. Jedynie po pierwszym impulsie prądu zwarciowego powstający w jego efekcie przyrost temperatury struktury krzemowej jest mniejszy od dopuszczalnego. Tak więc dla tego przypadku zwarcia jedynie bezpieczniki topikowe mogą ochronić diody przed uszkodzeniem. Zastosowanie innych zabezpieczeń w postaci na przykład szybkich wyłączników o czasie działania nie dłuższym niż 100 ms nie chroni diod prostownika przed zniszczeniem.



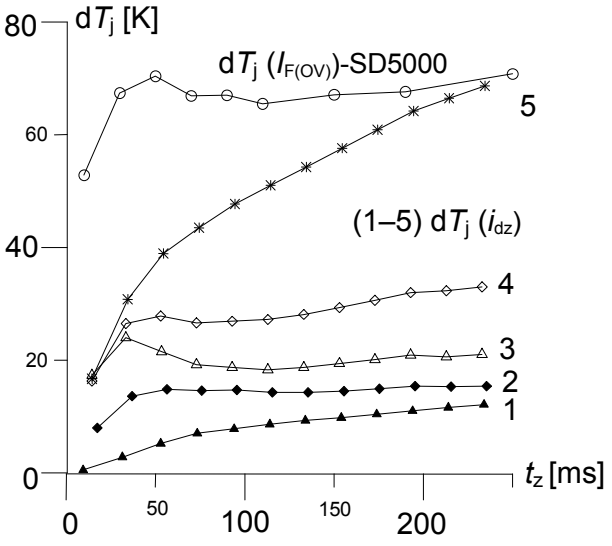

**Rys.6.11. Schemat ideowy obwodu prostownika dla zwarcia do bieguna ujemnego uzwojenia fazowego transformatora zasilającego mostek prostownikowy połączony z biegunem ujemnym zespołu.**

Praktycznie (w odniesieniu do układu bez bezpieczników, jakim jest m.in. prostownik trakcyjny) jedynym rozwiązaniem zabezpieczającym przyrządy energoelektroniczne jest zwiększenie ich dopuszczalnej przeciążalności prądowej.




**Rys.6.12. Przebieg prądu diody ($i_{dz}$),dopuszczalnego przyrostu temperatury złącza [d$T_j$($I_{F(OV)}$)] oraz przyrostu temperatury złącza [d$T_j$($i_{dz}$)] dla zwarcia do bieguna ujemnego fazy uzwojenia transformatora zasilającego mostek prostownikowy dołączony do tego bieguna.**

Odpowiednie analizy przeprowadzono dla diody o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 5000 A. Rysunek 6.13 ilustruje wynik tych analiz, dla wszystkich omówionych przypadków zwarć, w postaci przyrostów temperatury diody oraz wyznaczonego dla tego przyrządu przyrostu dopuszczalnego. Krzywe 1…5 odpowiadają stanom awaryjnym omówionym w odnośnych punktach opracowania.




**Rys.6.13. Dopuszczalne przyrosty temperatury złącza [d$T_j$($I_{F(OV)}$)] diody o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 5000 A dla różnych czasów trwania cykli przeciążeniowych oraz przyrosty temperatury złącza tej diody [d$T_j$($i_{dz}$)] wywołane prądem zwarcia dla stanów awaryjnych jak w prostowniku PD-1,7/3,3.**

Jak wynika z przedstawionych analiz zastosowanie w prostowniku PD-1,7/3,3 diod o prądzie 5000 A zabez-

pieczy ten układ przed skutkami wszystkich omówionych powyżej stanów awaryjnych. Jednak moduł składający się z diody, radiatora i klamry dociskowej będzie w tym rozwiązaniu nie mniej niż dwukrotnie droższy od odpowiedniego modułu z diodą o prądzie $I_{F(AV)M}$ = 3000 A. Ponieważ koszt modułów diodowych stanowi około 1/3 ceny całego urządzenia, to w przypadku zastosowania przyrządów o prądzie 5000 A w miejsce proponowanych diod o prądzie 3000 A cena prostownika wzrosłaby również o około 33 %. Innym skutkiem tego rozwiązania byłoby wyraźne zwiększenie gabarytów przekształtnika. Producentowi pozostaje więc wybór, czy oferować urządzenie droższe zapewniające maksimum odporności na różnego rodzaju stany awaryjne, czy też przekształtnik o niższej, konkurencyjnej cenie licząc się jednocześnie z tym, że niektóre (sporadycznie występujące) stany awaryjne mogą doprowadzić do uszkodzenia układu. W opisywanym rozwiązaniu wybrano tę drugą możliwość (z diodami o $I_{F(AV)M}$ = 3000 A) zwłaszcza, że konkurenci oferowali rozwiązania o gorszych parametrach przeciążeniowych.

## 6.3. Dobór przyrządów półprzewodnikowych i konfiguracji przekształtnika pod względem wymaganej wytrzymałości zwarciowej [69]

Wymagana przeciążalność prądowa przekształtnika często decyduje o doborze przyrządów energoelektronicznych do układów w określonych warunkach eksploatacyjnych. Należy tu rozróżnić układy o chłodzeniu powietrznym naturalnym oraz wymuszonym bądź cieczowym. Te ostatnie są o wiele bardziej narażone na skutki zwarć, ponieważ przy tej samej mocy znamionowej przekształtnika są w nich stosowane przyrządy półprzewodnikowe o mniejszych powierzchniach struktury i mniejszej przeciążalności prądowej. Chłodzenie naturalne, pomimo większego kosztu urządzeń, stosowane jest z reguły w układach bezobsługowych współpracujących z systemami zdalnego sterowania pracą urządzeń i diagnozowania ich stanu technicznego oraz ciągłego pomiaru parametrów eksploatacyjnych. Przypadek taki ma miejsce w nowoczesnych podstacjach trakcyjnych zasilających kolejową sieć jezdną. Każda awaria układu chłodzenia wymagałaby wyłączenia układu i dojazdu ekipy remontowej w celu usunięcia uszkodzenia. Układ chłodzenia wymuszonym powietrzem oraz cieczą są dodatkowymi czynnikami zwiększającymi awaryjność przekształtnika.

Innym czynnikiem wpływającym na wytrzymałość zwarciową przekształtnika jest konfiguracja jego układu elektrycznego. Urządzenia energoelektroni-

czne dużej mocy wymagają z reguły grupowego łączenia przyrządów lub układów (mostków) bądź stosowania obydwóch rozwiązań równocześnie. Łączenie mostków trójfazowych w prostownikach wymuszone jest również wymogiem ograniczenia amplitudy harmonicznych prądu generowanych przez przekształtnik do sieci zasilającej. W modernizowanych obecnie układach zasilania sieci jezdnej wprowadzane są prostowniki 12-pulsowe. Generalnie można stwierdzić, że konfiguracje szeregowe są korzystniejsze od równoległych zwłaszcza w przypadkach zwarć wewnętrznych przekształtnika. Na przykład przy połączeniu równoległym $n$ mostków prostowniczych trójfazowych prąd obciążenia (wartość średnia) jednego przyrządu wyniesie $I_d/3n$, gdzie przez $I_d$ oznaczono prąd wyprostowany na wyjściu układu. Przy projektowaniu urządzenia do tej wartości prądu zostanie dobrany przyrząd półprzewodnikowy prostownika. W przypadku zwarcia zewnętrznego symetrycznego prąd przeciążeniowy rozłoży się w przybliżeniu równomiernie na wszystkie przyrządy i nie spowoduje innych uszkodzeń przekształtnika. Jeżeli natomiast wystąpi zwarcie wewnętrzne całkowity prąd zwarcia, wynikający z mocy zwarciowej sieci zasilającej oraz impedancji obwodu, popłynie przez jeden uszkodzony przyrząd półprzewodnikowy. Może to doprowadzić do eksplozji elementu. W przypadku mostków łączonych szeregowo dioda dobierana jest na prąd obciążenia wynoszący $I_d/3$, czyli $n$ razy większy niż w układzie równoległym. Dla tego rozwiązania zagrożenie eksplozją przyrządu w przypadku zwarcia wewnętrznego praktycznie nie występuje.

W prostownikach trakcyjnych oraz w innych układach dużej mocy dość powszechnie stosowana jest obecnie konfiguracja szeregowego łączenia mostków prostownikowych zasilanych z transformatora trójuzwojeniowego o dwóch uzwojeniach wtórnych, których wektory napięć przewodowych przesunięte są o 30°. Taki właśnie układ zastosowano w opracowanych w kraju zespołach prostownikowych przeznaczonych do układów zasilania PKP.

Podobne skutki wynikają z równoległego bądź szeregowego łączenia przyrządów energoelektronicznych. Obecnie na rynku dostępny jest szeroki asortyment diod, tyrystorów i tranzystorów. W przypadku diod graniczne parametry prądowo-napięciowe osiągają $I_{F(AV)}$ = 9000 A oraz $U_{RRM}$ = 8000 V, podobne wartości parametrów granicznych występują w przypadku tyrystorów, sygnalizowane w literaturze maksymalne napięcie $U_{CE}$ tranzystora IGBT wynosi obecnie 6500 V. Konstruktor przekształtnika mocy ma więc wybór czy (przy danej mocy przetwarzanej w układzie) stosować więcej przyrządów mniejszych łączonych grupowo czy też mniej elementów o wyższych wartościach parametrów napięciowo-prądowych. Istotnym czynnikiem określającym wybór rozwiązania jest końcowa cena urządzenia, przy czym wpływ na konfigurację układu mają również uwarunkowania techniczne. Korzystne wydają się rozwiązania pośrednie. Jak już wspomniano konfiguracje równoległe w przypadku zwarć

wewnętrznych tworzą zagrożenia eksplozyjne. Jednak łączenie dwóch lub trzech elementów (jak to występuje w omawianym prostowniku trakcyjnym) jeszcze nie powoduje zagrożeń tego rodzaju. Z drugiej strony przyrządy o dużych prądach są stosunkowo drogie i konieczność ich wymiany w przypadku awarii bądź pogorszenia parametrów pociąga za sobą znaczne koszty. Również w celu zapewnienia wymaganej wytrzymałości napięciowej układu korzystniej jest stosować elementy łączone szeregowo niż jeden przyrząd o napięciu $U_{\mathrm{RRM}}$ dobrany do napięcia układu. Na przykład w przypadku prostownika trakcyjnego wymagana wytrzymałość (jednego mostka diodowego) na przepięcia przychodzące z linii prądu stałego wynosi 15 kV. Można więc stosować w ramieniu mostka jedną diodę o napięciu $U_{\mathrm{RRM}}$ = 7,5 kV (najczęściej wykonywana na specjalne zamówienie użytkownika a więc o wysokiej cenie zakupu), dwie diody o napięciu (3,8 ÷ 4) kV lub trzy na napięcie 2,5 kV. Ostatnie rozwiązanie można ocenić jako korzystniejsze z punktu widzenia warunków eksploatacji układu. W przypadku uszkodzenia mostka o jednym przyrządzie w ramieniu wystąpi zwarcie wewnętrzne w przekształtniku, co pociąga za sobą natychmiastowe wyłączenie zespołu. Natomiast jeżeli w ramieniu mostka połączone są szeregowo trzy przyrządy, to uszkodzenie jednego z nich umożliwia dalszą pracę układu przy obniżonej wytrzymałości napięciowej przekształtnika do 12,5 kV. Wytrzymałość ta jest wystarczająca dla większości zagrożeń występujących w warunkach eksploatacyjnych. Pozwala to na dalszą pracę zespołu i wymianę uszkodzonego elementu w dogodnym terminie.

Należy podkreślić, że dobór przyrządów energoelektronicznych i wynikająca stąd wytrzymałość napięciowa przekształtnika jest szczególnie ważnym parametrem eksploatacyjnym, ponieważ ponad 80% uszkodzeń przyrządów energoelektronicznych powodowanych jest zjawiskami o charakterze napięciowym, wynikającymi zarówno z degradacji parametrów przyrządów jak i powstającymi w wyniku niewytłumionych przepięć łączeniowych lub atmosferycznych.

Przy doborze przyrządu na warunki zwarciowe należy uwzględnić także rodzaj obudowy, w której umieszczona jest struktura półprzewodnikowa. Odpowiednie rozważania w tym zakresie przedstawiono w rozdz.5.

Zagadnienie jest o tyle ważne, że konstruktorzy chętnie stosują przyrządy półprzewodnikowe o obudowach elektroizolowanych (zwłaszcza w układach małej i średniej mocy) ze względu na prostotę montażu i izolację elektryczną struktury półprzewodnikowej od obudowy, natomiast producenci nie podają danych dotyczących zagrożeń eksplozyjnych dla elementów tego rodzaju.

## 6.4. Zabezpieczenia przyrządów energoelektronicznych przed skutkami oddziaływania prądów zwarciowych [14, 54, 57, 67, 68, 69]

W układach przekształtnikowych z tranzystorami mocy takich jak falownik napięcia oraz układy impulsowej regulacji prądu stałego, korzystne jest stosowanie bezpieczników topikowych, które co prawda nie ochronią przyrządów energoelektronicznych przed uszkodzeniem jednak zapobiegają zjawisku eksplozji obudowy. W falownikach napięcia bezpieczniki topikowe umieszczone są w przewodach fazowych zasilających prostownik układu, natomiast w układach impulsowej regulacji napięcia stałego bezpiecznik instalowany jest w obwodzie głównym kluczującego tranzystora. Są jednak układy, w których stosowanie bezpiecznika jest niewskazane, jak na przykład impulsowe układy hamowania pojazdów trakcyjnych. Przerwanie obwodu wywołane przepaleniem się bezpiecznika wstrzymuje proces elektrycznego hamowania pojazdu, który stanowi funkcję nadrzędną dla tego rodzaju urządzenia. Jedynym rozwiązaniem przeciwdziałającym skutkom zwarć jest wówczas zdecydowane „przewymiarowanie" prądowe tranzystora „czopera" (tak aby nie nastąpiła jego eksplozja do chwili wyłączenia zasilania przez wyłącznik główny).

W tranzystorowych falownikach napięcia nie stosuje się bezpiecznika w obwodzie prądu stałego ze względu na konieczność minimalizacji długości połączeń między baterią kondensatorów filtru prostownika a tranzystorami falownika. Nawet niewielkie długości tych połączeń wywołują przepięcia komutacyjne na tranzystorach zagrażające uszkodzeniom tych przyrządów. W prostownikach sterowanych i w układach AC/AC z prostownikami sterowanymi na wejściu dobre wyniki daje stosowanie blokady bramkowej przyrządów prostownika, połączonej z czujnikami prądowymi umieszczonymi na przewodach zasilających. W efekcie przekroczenia zadanej wartości prądu wywołanego stanem awaryjnym następuje blokada przyrządów prostownika i przerwany przepływ prądu w obwodzie zwartym. W prostownikach tyrystorowych czas działania tego rodzaju ochrony nie przekracza 8,5 ms, natomiast w układach tranzystorowych proces ten dokonuje się w czasie pojedynczych mikrosekund. Ten rodzaj zabezpieczenia przeciwzwarciowego jest stosowany również w tranzystorowych falownikach napięcia i układach impulsowej regulacji napięcia stałego, przy czym czynnikiem inicjującym działanie blokady bramkowej może być poziom napięcia nasycenia tranzystora. Wadą rozwiązania jest to, że przestaje ono działać w chwili uszkodzenia tranzystorów. System blokady bramkowej jest

szczególnie efektywny w przypadku prostowników tyrystorowych zasilających falowniki prądu w aspekcie ochrony tyrystorów bądź tranzystorów falownika. W przypadku wystąpienia zwarcia (przewrotu) w falowniku prąd narasta stopniowo (ze stałą czasową wynoszącą nie mniej niż dziesięć milisekund), co spowodowane jest oddziaływaniem indukcyjności szeregowej. Układ blokady bramkowej wyłączy prąd zwarciowy kiedy przekroczy on nieznacznie (o 20 % - - 30 %) zadaną wartość prądu ograniczenia. Pozwoli to ochronić tyrystory falownika przed uszkodzeniem, a tranzystory przed eksplozją bez potrzeby stosowania bezpieczników. Podobny efekt można uzyskać przez instalowanie na wejściu przekształtnika z prostownikiem diodowym łącznika tyrystorowego. Jednak rozwiązanie to jest niechętnie stosowane do zabezpieczeń przekształtników dużej mocy ze względu na koszt łącznika tego rodzaju, kilkakrotnie przekraczający cenę aparatu stykowego. Inna sytuacja występuje w falownikach napięcia, gdyż układ blokady bramkowej prostownika, w przypadku wystąpienia zwarcia w falowniku (uszkodzenia przyrządów) nie przeciwdziała rozładowaniu baterii kondensatorów filtru przez przyrządy półprzewodnikowe falownika, co może powodować, w przypadku tranzystorów zagrożenie eksplozją obudowy tych przyrządów.

W falownikach napięcia z tyrystorami klasycznymi bądź wyłączalnymi GTO i IGCT dopuszczalna, a nawet wskazana jest indukcyjność szeregowa (ze względu na ograniczoną dopuszczalną stromość narastania prądu w tych przyrządach) pomiędzy baterią kondensatorów filtru a falownikiem. W układach tego rodzaju dobre wyniki w zakresie ochrony tyrystorów przed skutkami zwarć falownika daje układ składający się z bezpiecznika oraz czujnika pomiarowego umieszczonego w torze prądu stałego. Czujnik ten połączony jest z bramką tyrystora impulsowego, włączonego między szyną dodatnią a ujemną, które zasilają falownik. W przypadku wystąpienia zwarcia wewnętrznego w falowniku lub zwarcia w układzie zasilanym przez falownik – włączony zostanie w ciągu kilku mikrosekund tyrystor impulsowy, który przejmie prąd zasilający obwód zwarty chroniąc tyrystory falownika. Równocześnie nastąpi przepalenie się bezpiecznika w obwodzie prądu stałego, a więc odłączenie obwodu zwartego od źródła zasilania i baterii kondensatorów filtru. Układ ten zastosowany w falowniku napięcia z tyrystorami GTO przeznaczonymi do regulacji prędkości kątowej silników indukcyjnych o mocy (700÷800) kW i napięciu $3 \times 660$ V z powodzeniem chronił tyrystory falownika przed skutkami występujących w czasie badań układu stanów awaryjnych [69]. Z kolei brak takiego układu ochronnego w rozwiązaniu pochodzącym z importu, eksploatowanym w jednej z elektrowni krajowych, stanowił przyczynę uszkodzeń tyrystorów (GTO) falownika i równoczesnego zniszczenia układu sterowania urządzenia. W układach z tyrystorami GTO (bez omówionego powyżej układu zwiernika) ważnym elementem ochrony tyrystorów przed uszkodzeniem jest system blokady impulsów wyłączających

w chwili, kiedy prąd tyrystora przekroczy wartość dopuszczalnego prądu wyłączalnego $I_{\mathrm{TQRM}}$. Stan taki może wystąpić w przypadku zwarcia w układzie, a zwłaszcza zwarcia między biegunem dodatnim a ujemnym przez tyrystory falownika. Próba wyłączenia tyrystora w tych warunkach powoduje przeważnie uszkodzenie przyrządu. Jest to istotna różnica w stosunku do tranzystorów mocy, w których przez działanie blokady bramkowej można wyłączyć prąd obwodu głównego w czasie kilku mikrosekund.

Przekształtniki energoelektroniczne są układami znacznie bardziej wrażliwymi na narażenia prądowe i napięciowe niż urządzenia elektrotechniki klasycznej takie jak maszyny elektryczne, transformatory lub aparaty. Przy zabezpieczaniu tych układów przed narażeniami należy uwzględnić następujące zalecenia:

- przy doborze przyrządów energoelektronicznych należy stosować rezerwy w zakresie wytrzymałości napięciowej i przeciążalności prądowej;
- należy stosować nie mniej niż dwa równolegle działające systemy w zakresie ochrony przeciwprzepięciowej i nadprądowej przekształtników. Przykładowy system zabezpieczeń przekształtnika trakcyjnego dużej mocy przedstawiono poniżej.

Zespół prostownikowy PD-1,7/3,3 kV (rys.6.1) wyposażony jest w następujące systemy zabezpieczeń nadprądowych:

- Wyłącznik główny zespołu, który wyłącza selektywnie zasilanie po stronie wysokiego napięcia przy wszystkich rodzajach zwarć w prostowniku i w transformatorze. Układ wyzwalania nadmiarowego jest wyposażony w system opóźniający tak, aby wyłączenie zasilania nie występowało w przypadku zwarć w sieci trakcyjnej wyłączanych przez szybkie wyłączniki prądu stałego oraz przy zwarciach w układach potrzeb własnych zasilanych z dodatkowego uzwojenia umieszczonego w transformatorze głównym i wyłączanych w inny sposób. Dlatego nawet w przypadku stosowania wyłączników szybkich (o czasie działania poniżej 100 ms) przyjmuje się, że ich działanie pobudzone nadmiarowo następuje w czasie nie krótszym niż 200 ms.

Układ wyzwalania wyłącznika głównego jest dodatkowo pobudzany z systemu różnicowo-prądowego połączonego z przekładnikami prądowymi umieszczonymi na przewodach łączących transformator z prostownikiem. Układ ten powoduje szybkie (w czasie poniżej 100 ms) wyłączenie napięcia zasilania

w przypadku wystąpienia zwarcia doziemnego bądź wewnętrznego w prostowniku i zaistnienia asymetrii prądów w przewodach zasilających przekształtnik.

- Wyłącznik prądu stałego instalowany na wyjściu z podstacji w linii zassilającej sieć jezdną. Jego funkcją jest szybkie wyłączanie (w czasie około 20 ms) zwarć w sieci jezdnej.

Ochrona przeciwprzepięciowa prostownika realizowana jest w sposób następujący:

- od przepięć atmosferycznych przychodzących z linii zasilającej przekształtnik chroniony jest przez ograniczniki przepięciowe (odgromniki) włączone między fazy uzwojeń wtórnych transformatora a ziemię;
- do każdej diody prostownika dołączony jest układ $RC$, którego celem jest tłumienie przepięć komutacyjnych i łączeniowych powstających w obwodzie zasilania;
- na wyjściu mostków diodowych prostownika włączone są układy $RC$, które chronią przekształtnik przed przepięciami atmosferycznymi i łączeniowymi generowanymi w sieci jezdnej;
- na słupach podtrzymujących sieć trakcyjną instalowane są iskierniki włączone między biegun dodatni a ziemię, które tłumią przepięcia o wartości szczytowej większej niż (13÷15) kV;
- dławik filtru jest zbocznikowany rezystorem połączonym szeregowo z tyrystorem, którego włączenie inicjowane jest przez układ pomiarowy w przypadku jeżeli wartość szczytowa napięcia na dławiku przekroczy określony poziom (na przykład przy wyłączeniu prądu zwarcia przez wyłącznik zasilaczowy). Energia dławika zostaje wówczas wytracona w tym rezystorze.

## 6.5. Podsumowanie

- Wymagana wytrzymałość zwarciowa przekształtników mocy warunkująca dobór przyrządów energoelektronicznych mocy do układu o określonych danych znamionowych w istotny sposób zależy od wartości parametrów układu zasilania przekształtnika takich jak:
  - moc zwarciowa sieci zasilającej;
  - rodzaj (napowietrzna, kablowa) i długość linii zasilającej układ;
  - napięcie zwarcia transformatora zespołu.

- Przyrządy energoelektroniczne są elementami wrażliwymi na narażenia prądowe a zwłaszcza napięciowe. Przy ich doborze do określonych układów przekształtnikowych wskazane jest stosowanie rezerw w stosunku do parametrów napięciowo-prądowych deklarowanych przez wytwórcę. W układach dużej mocy wartość szczytowa napięcia na przyrządzie nie powinna przekroczyć połowy wartości napięcia deklarowanego jako dopuszczalne. W zakresie obciążalności prądowej odpowiednie rezerwy zależne są od rodzaju chłodzenia przekształtnika, w przypadku chłodzenia wymuszonego winny one być większe niż dla układów z chłodzeniem naturalnym.
- Projektowanie przekształtnika dużej mocy pod względem warunków zwarciowych jest przedsięwzięciem o aspekcie zarówno technicznym jak i ekonomicznym. Urządzenie powstające w wyniku projektu stanowi zwykle kompromis między wymaganiami co do jego odporności na różnego rodzaju zagrożenia a ceną. Analizy prowadzone przy opracowaniu urządzenia winny uwzględniać wszystkie możliwości zagrożeń powstających w samym przekształtniku jak i pochodzące z sieci zasilającej oraz z układu zasilanego. Istotny czynnik stanowi wybór narażeń o dużym prawdopodobieństwie wystąpienia i zaprojektowanie samego przekształtnika oraz systemu zabezpieczeń tak, aby układ był na te narażenia odporny. Ważny jest tutaj element subiektywny, jakim jest doświadczenie i wiedza ekspercka projektanta.
- Ważnym czynnikiem ochrony przekształtników półprzewodnikowych przed skutkami zwarć jest zapobieganie eksplozjom obudowy przyrządów energoelektronicznych jako efektu prądów zwarciowych o dużych wartościach. Przy projektowaniu przekształtników należy uwzględniać rodzaj obudowy przyrządu energoelektronicznego. Przyrządy o obudowach modułowych z tworzywa sztucznego ulegają eksplozji przy prądzie kilkakrotnie mniejszym niż odpowiadające im elementy w obudowach tradycyjnych (metalowo-ceramicznych). Układy z przyrządami o obudowach modułowych winny być chronione bezpiecznikami topikowymi, które (w przypadku tranzystorów mocy) chociaż nie zabezpieczają przyrządu przed uszkodzeniem, to jednak przeciwdziałają eksplozji obudowy.
- Przy projektowaniu przekształtników dużej mocy, pod względem wytrzymałości na zwarcia wewnętrzne, korzystniejsze są konfiguracje szeregowe przyrządów lub układów w porównaniu z równoległymi. W przypadku konfiguracji równoległej całkowity prąd zwarcia wewnętrznego (wywołanego przebiciem przyrządu półprzewodnikowego) zamyka się przez przyrząd uszkodzony (o obciążalności prądowej mniejszej, niż przy łączeniu szeregowym). Może to doprowadzić do eksplozji

jego obudowy nawet ceramiczno-metalowej. Dla tego rodzaju rozwiązania, kiedy równolegle łączonych jest więcej niż 3÷4 przyrządów lub układów, zalecane jest stosowanie bezpieczników topikowych.

- Jedną z głównych przyczyn uszkodzeń przyrządów energoelektronicznych w przekształtnikach mocy i wywołanych tym zwarć wewnętrznych jest degradacja charakterystyk napięciowo-prądowych tych przyrządów występująca w czasie długotrwałej eksploatacji urządzeń. Istotnym czynnikiem zapobiegającym stanom awaryjnym jest okresowa (na przykład raz na pół roku) kontrola charakterystyk i wymiana przyrządów o parametrach odbiegających od deklarowanych.
- Doświadczenia wykazują, że około 2% przyrządów energoelektronicznych dostarczanych przez producentów wykazuje gorsze parametry napięciowo-prądowe od deklarowanych w katalogach firmowych. Dlatego przed zamontowaniem elementów w przekształtniku należy sprawdzić ich główne parametry za pomocą specjalistycznej aparatury. Zaleca się unikać montowania w urządzeniach zwłaszcza przyrządów o niestabilnych charakterystykach napięciowo-prądowych.
- Przyrządy energoelektroniczne są elementami wrażliwymi na narażenia napięciowe i prądowe. Ochrona przekształtników dużej mocy zwłaszcza zasilanych bezpośrednio z sieci energetycznych bądź zasilających odbiory zewnętrzne winna obejmować co najmniej dwa systemy ochrony przetężeniowej oraz odpowiednio przepięciowej.
- W przekształtnikach energoelektronicznych z tyrystorami wyłączalnymi i szybko narastającym prądzie zwarcia, należy stosować układy blokujące impulsy wyłączające po wystąpieniu prądu o dużej wartości. Próba wyłączenia przez tyrystor prądu przekraczającego wartość dopuszczalną – $I_{\mathrm{TQRM}}$ powoduje prawie zawsze zniszczenie przyrządu.
- Przy projektowaniu przekształtnika mocy z zabezpieczeniami przetężeniowymi, należy się liczyć z ewentualnością ich niezadziałania (wypadki takie występują w praktyce). Układ energoelektroniczny winien być skonstruowany w taki sposób, żeby w przypadku zwarcia wewnętrznego i eksplozji obudowy przyrządu półprzewodnikowego ograniczyć oddziaływanie tego zjawiska na inne fragmenty przekształtnika i wyeliminować zagrożenie dla obsługi, które pojawia się wraz z przeskokiem łuku elektrycznego do obudowy urządzenia. Do głównych środków przeciwdziałających zagrożeniom tego rodzaju należą: metalowe osłony umieszczone między poszczególnymi podzespołami przekształtnika i między torem prądowym a obudową, jak również odpowiedni poziom izolacji między obwodem głównym a układem sterowania (zgodny z zaleceniami norm). Osłony te mogą równocześnie stanowić elementy układu chłodzenia przekształtnika.

# 7. ZAKOŃCZENIE

Projektowanie przekształtników dużej mocy z uwzględnieniem stanów awaryjnych ma aspekty zarówno techniczne jak i ekonomiczne. Urządzenie powstające w wyniku projektu stanowi zwykle kompromis między odpornością na różnego rodzaju narażenia a ceną. Analizy prowadzone przy projektowaniu urządzenia winny uwzględniać wszystkie możliwości zagrożeń powstających w samym przekształtniku jak i skutki zaburzeń pochodzących z układu zasilania i odbioru. Przede wszystkim winny być rozważone narażenia o dużym prawdopodobieństwie wystąpienia. Przekształtnik wraz z jego systemem zabezpieczeń należy projektować w taki sposób, aby uzyskać wymagany poziom odporności na te narażenia. Ważny jest tutaj element subiektywny jak doświadczenie i wyczucie projektanta. Uznani autorzy podręczników akademickich z dziedziny energoelektroniki [8] podają, że przedstawione w nich zasady projektowania przekształtników dotyczą urządzeń o mocy nie przekraczającej 500 kW. Układy większej mocy (powyżej jednego magawata ) projektowane są na indywidualne zamówienia użytkowników przy uwzględnieniu zarówno specyfiki odbiornika jak i parametrów układu zasilania. Rozważania objęte tematyką niniejszej pracy dotyczyły zagadnień zwarciowych związanych z opracowywaniem i eksploatacją tego rodzaju urządzeń energoelektronicznych oraz doborem przyrządów półprzewodnikowych mocy do tych układów. Główne wyniki uzyskane na podstawie badań eksperymentalnych oraz analiz obliczeniowych i symulacyjnych można sformułować następująco:

- Wartości przejściowej impedancji cieplnej diody mocy obliczone na podstawie parametrów fizycznych i wymiarów geometrycznych elementów konstrukcyjnych różnią się od wartości tej impedancji wyznaczonej w sposób doświadczalny. Różnice spowodowane są tym, że w metodzie obliczeniowej przyjmuje się idealizowane warunki chłodzenia jak na przykład jednokierunkowy przepływ ciepła od struktury krzemowej do obudowy, ponadto gładkość powierzchni i brak odkształceń elementów konstrukcyjnych (które występują przy szybkich zmianach temperatury struktury krzemowej). Metoda obliczeniowa jest przydatna do projektowania przyrządu. Umożliwia ona ocenę wpływu poszczególnych elementów konstrukcyjnych na przejściową impedancję cieplną przyrządu. Natomiast przy wyznaczaniu ustalonej rezystancji cieplnej diody mocy różnice pomiędzy wartościami obliczonymi i wyznaczonymi eksperymentalnie są pomijalnie małe.

- Badania eksperymentalne pokazały, że spowodowane nadmiernym prądem przebicia napięciowe struktury diod i tyrystorów są charakterystyczne dla warunków, kiedy przed przeciążeniem przyrząd nagrzany jest do temperatury znamionowej i występuje na nim napięcie wsteczne. Pęknięcie płytki krzemowej jest charakterystyczne dla takich warunków, kiedy temperatura przyrządu przed przeciążeniem odpowiada temperaturze otoczenia lub nie występuje na nim napięcie wsteczne.
- Producenci deklarują dane dotyczące dopuszczalnej przeciążalności prądowej diod i tyrystorów jako liczbę półsinusoidalnych impulsów prądowych o stałej amplitudzie i czasie trwania 10 ms (przy danej temperaturze początkowej i napięciu wstecznym). W pracy opracowano metodykę postępowania i program obliczeniowy do wyznaczania temperatury struktury krzemowej występującej w czasie trwania danego cyklu przeciążeniowego. Tę temperaturę przyjęto jako kryterium doboru diod i tyrystorów do warunków zwarciowych występujących w przekształtnikach mocy, wówczas gdy przebiegi czasowe prądu w przyrządzie są inne niż podawane przez wytwórców w materiałach firmowych. Kryterium to wykorzystano do projektowania przekształtników dużej mocy.
- Przedstawiony sposób doboru diod i tyrystorów do warunków zwarciowych (na podstawie obliczeń temperatury struktury krzemowej) może także służyć do oceny prawidłowości wyboru przekształtnika do danych warunków środowiskowych.
- W wyniku przeprowadzonych badań i oceny ich wyników zaproponowana została eksperymentalna metoda badań przeciążalności prądowej diod i tyrystorów jako najbardziej wiarygodna. Uwzględnia ona wpływ czynników materiałowych, technologicznych i konstrukcyjnych trudnych do ilościowego określenia w sposób analityczny. Wykorzystana ona została w praktyce do badań konstruktorskich (określania parametrów granicznych nowoopracowywanych przyrządów) oraz przy wyznaczaniu dopuszczalnej przeciążalności prądowej diod i tyrystorów.
- W wyniku badań eksperymentalnych wyznaczono wartości prądów, energii i całek $i^2t$ powodujących eksplozje przyrządów energoelektronicznych o różnych rodzajach obudowy. Badania te wykazały większą odporność na występowanie eksplozji przyrządów o obudowach „tradycyjnych" niż przyrządów o obudowach modułowych z tworzywa sztucznego. Na podstawie przeprowadzonej analizy rezultatów eksperymentalnych zaproponowano całkę eksplozyjną $(i^2t)_{\mathrm{eks}}$ (dla czasów trwania zwarcia dłuższych niż 20 ms) jako parametr umożliwiający określanie zagrożenia eksplozją przyrządu w danym przekształtniku. W pracy podane są przykładowe wyniki badań symulacyjnych.

- W celu przeciwdziałania zjawiskom eksplozji oraz ograniczenia ich skutków w przypadku wystąpienia proponuje się następujące zalecenia:
  - układy energoelektroniczne dużej mocy winny być wyposażone w nie mniej niż dwa systemy ochrony przeciwprzepięciowej i przeciwprzetężeniowej;
  - przy doborze przyrządów energoelektronicznych wskazane jest stosowanie rezerw prądowych i napięciowych (zwykle wynoszących około 50 % w stosunku do parametrów deklarowanych);
  - przed montażem układu należy dokonać weryfikacyjnych pomiarów charakterystyk napięciowo-prądowych przyrządów półprzewodnikowych za pomocą specjalistycznej aparatury. Badania tego rodzaju winny być wykonywane również okresowo podczas eksploatacji urządzenia;
  - konstrukcja przekształtnika winna zapewniać ochronę pozostałych elementów urządzenia przed destrukcyjnym oddziaływaniem łuku elektrycznego w przypadku wystąpienia eksplozji przyrządu oraz gwarantować bezpieczeństwo obsługi przed porażeniem. Zagrożenie tego rodzaju występuje w wyniku przerzucenia się łuku elektrycznego do obudowy przekształtnika.

# LITERATURA

**Wydawnictwa książkowe**

1. Bolkowski S.: *Elektrotechnika teoretyczna*. PWN, Warszawa, 1988.
2. Dulniew G.N.: *Wymiana ciepła w urządzeniach elektronicznych i ich elementach*. WNT, Warszawa 1967.
3. Janke W.: *Zjawiska termiczne w elementach i układach półprzewodnikowych*. WNT, Warszawa, 1992.
4. Januszewski S., Świątek H.: *Miernictwo półprzewodnikowych przyrządów mocy*. WKiŁ, Warszawa, 1996.
5. Januszewski S., Świątek H., Zymmer K.: *Półprzewodnikowe przyrządy mocy. Właściwości i zastosowania*. WKiŁ, Warszawa, 1999.
6. Kahl T.: *Sieci elektroenergetyczne*. WNT, Warszawa, 1981.
7. Kurzawa S: *Liniowe obwody elektryczne*. PWN, Warszawa, 1974.

8. Mohan N., Underland T.M., Robbins N.P.: *Power electronics converters application and design (2 end ed.) New York*, J.Wiley 1995.
9. Nowak M., Barlik R.: *Poradnik inżyniera energoelektronika*. WNT, Warszawa 1998.
10. Pelc T., Borczyński J.: *Odprowadzanie ciepła z przyrządów półprzewodni*kowych. WKiŁ, Warszawa, 1986.
11. Tunia H., Barlik R.: *Teoria przekształtników*. Wyd. Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 1992 r.
12. Tunia H., Winiarski B.: *Podstawy energoelektroniki*. Wyd. 3 WNT, Warszawa 1987.
13. Tunia H., Winiarski B.: *Energoelektronika*. WNT, Warszawa 1994.
14. Żyborski J., Lipski T., Czucha J.: *Zabezpieczenia diod i tyrystorów*. Wyd. 2 WNT, Warszawa 1985.
15. Praca zbiorowa: *Poradnik fizykochemiczny*, WNT Warszawa 1974.
16. Praca zbiorowa: *Encyklopedia techniczna*. Materiałoznawstwo, Wyd. 2, WNT Warszawa 1975.

**Artykuły w periodykach i referaty konferencyjne**

17. Aloisi P.A.: *Thermomechanical degradation and thermal fatigue*. Proc. of International Conference ESREF`93, s. 253-257, Bordeaux, październik 1993.
18. Arai K. et al.: *Development of new concept packaging third generation IGBT modules U series*. Proc. of the International Conference Power Conversion – PCIM`96, s. 11-16, Nürnberg, maj 1996.
19. Bagieński J., Januszewski S., Zymmer K.: *Próby określenia granicznej prądowej wytrzymałości przeciążeniowej energoelektronicznych diod krzemowych. Nowoczesne materiały i przyrządy półprzewodnikowe*. PWN, s. 671 ÷ 677, Warszawa, 1972.
20. Blackburn D.: *Failure mechanisms and nondestructive testing of bipolar and MOS gated transistors*. Proc. of the International Conference European Power Electronics and Applications EPE-MADEP Firenze, s. 252 … 257, 1991.
21. Böhm T.: *Short-circuit current computation for power transmission networks using analytical methods*. Proc. of the 8th International Symposium on Short-Circuit Currents in Power Systems, Bruxelles , październik 1998.
22. Borras R. et al.: *Avalanche capability of today`s power semiconductors*. Proc. of the International Conference European Power Electronics and Applications EPE`93, vol. 2, Materials and Devices, s. 167-172, Brighton 1993.
23. Brunner H. et al.: 3300 V *IGBT module for traction application*. Proc. of the International Conference European Power Electronics and Applications EPE`95 vol. 1, pp. 56-59, Sevilla, wrzesień 1995.
24. Coquery G. et al.: *Reliability of the* 400 A *IGBT modules for traction converters-contribution on the power fatigue influence on life expectancy*. Proc. of the International Conference European Power Electronics and Applications EPE`95 vol. 1, s. 60-65, Sevilla, wrzesień 1995.
25. Eckel H.G., Sack L.: *Optymalization of the short circuit behaviour of NPT - IGBT by the gate drive*. Proc. of the International Conference European Power Electronics and Applications EPE`95, Sevilla, wrzesień 1995.
26. Gekenidis S. et al.: *Explosion tests on IGBT high voltage modules*. Proc. of International Conference ISPSD`99, Toronto, maj 1999.

27. Gawecka H., Januszewski S.: *Problemy konstrukcyjne przekształtników z modułami tranzystorów bipolarnych z izolowaną bramką IGBT dużej mocy*. Wiadomości Elektrotechniczne nr 9, 1999.

28. Hagino H. at al.: *En experimental and numerical study on the forward biased SOA of IGBT`s*. IEEE Trans. on Electron Devices nr 3, 1996.

29. Hayasaki Y. et al.: 3,3 kV *and* 2,5 kV *Press pack IGBT switching performance and mechanical reliability*. Proc. of the International Conference Power Conversion PCIM`97, s. 205-215, Nürnberg, czerwiec 1997.

30. Januszewski S., Stańczak W., Świątek H., Zymmer K.: *Influence of short-circuits current on the operation of very high power converter equipments.* Prace Instytutu Elektrotechniki nr 172, s. 97-110, 1992.

31. Januszewski S., Stańczak W., Świątek H., Zymmer K.: *Investigation of explosion consequences of semiconductor device enclosure in very high power converters.* Proc. of the 5th International Symposium on Short-Circuit Currents in Power Systems. Warszawa, wrzesień 1992.

32. Januszewski S., Stańczak W., Świątek H., Zymmer K.: *The peak case nonrupture current of high power semiconductor devices*. Proc. of the International Conference Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC`94, Warszawa, wrzesień 1994.

33. Januszewski S., Kociszewska-Szczerbik M., Stypułkowska E., Świątek H., Świątek G.: *New generation semiconductor devices failures in power electronic equipments*. Proc. of the International Conference Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC`94, Warszawa, wrzesień 1994.

34. Januszewski S., Kociszewska-Szczerbik M., Stypułkowska E., Świątek H., Świątek G.: *Investigation of destroyed parts of surface of high power semiconductor devices in service conditions*. Proc. of the 6th European Symposium Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis ESREF`95, Bordeux, październik 1995.

35. Januszewski S., Kociszewska-Szczerbik M., Świątek H., Świątek G.: *Causes and mechanisms of semiconductor device failures in power converter service conditions*. Proc. of the 6th International Conference European Power Electronics and Applications EPE`95, vol. 1, s. 625-630, Sevilla, wrzesień 1995.

36. Januszewski S., Świątek H., Zymmer K.: *Wytrzymałość eksplozyjna przyrządów półprzewodnikowych dużej mocy jako kryterium oceny ich przydatności do zastosowań w przekształtnikach energetycznych*. VI Sympozjum Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki PPEE, Gliwice-Ustroń, marzec 1995.

37. Januszewski S., Stańczak W., Świątek H., Zymmer K.: *Internal short-circuits in high power converters with IGBT transistors*. Proc. of the 7th International Symposium on Short-Circuit Currents in Power Systems. Warszawa, wrzesień 1996.

38. Januszewski S., Kociszewska-Szczerbik M., Świątek H., Zymmer K.: *IGBT transistor failures in high power converters*. Proc. of the 3th International Seminary Power Semiconductor ISPS`96, Prague, wrzesień, 1996.

39. Januszewski S., Kociszewska-Szczerbik M., Świątek H.: *Uszkodzenia półprzewodnikowych przyrządów mocy w warunkach eksploatacyjnych*. Konferencja nt. Energoelektronika w Zastosowaniach Przemysłowych EZP`96, Instytut Elektrotechniki, Warszawa, 1996.

40. Januszewski S., Stańczak W., Świątek H., Zymmer K.: *Badania eksplozyjnej wytrzymałości półprzewodnikowych przyrządów mocy w warunkach zwarciowych*. Konferencja Energoelektronika w Zastosowaniach Przemysłowych EZP`96, Warszawa, 1996.

41. Januszewski S., Świątek H., Zymmer K.: *Consequences of internal short-circuits in very high power converters*, Proc. of the International Symposium on Industrial Electronics - ISIE`96, vol. 1, s. 519-524, Warszawa, czerwiec 1996.

42. Januszewski S., Świątek H., Zymmer K.: *Some experiences concerning of starting and service of high power IGBT converters*. Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications EPE`97, Trondheim, wrzesień 1997.

43. Januszewski S., Kociszewska-Szczerbik M., Świątek H.: *Skutki uszkodzeń tranzystorów IGBT dużej mocy w warunkach eksploatacyjnych*. Konferencja: Bezpieczne Urządzenia Energoelektroniczne SPES`98, Warszawa-Międzylesie, 24-27 listopad 1998.

44. Januszewski S., Świątek H., Zymmer K.: *Zagrożenia eksplozją przyrządów energoelektronicznych podczas zwarć przekształtników dużej mocy*. Konferencja: Bezpieczne Urządzenia Energoelektroniczne SPES`98, Warszawa-Międzylesie, 24-27 listopad 1998.

45. Januszewski S., Kociszewska-Szczerbik M., Świątek H.: *Some observation dealing with the failures of IGBT transistors in high power converters*. Microelectronics Reliability, vol 38, s. 1325-1330, 1998.

46. Januszewski S., Zymmer K.: *Problemy eksploatacji układów energoelektronicznych z tyrystorami wyłączalnymi GTO*. Prace Instytutu Elektrotechniki, zeszyt 198, 1998.

47. Januszewski S., Zymmer K.: *Stany awaryjne w eksploatacji przekształtników dużej mocy*. VI Konferencja Racjonalizacja Użytkowania Energii i Środowiska. Gdańsk, październik 1998.

48. Januszewski S., Kociszewska-Szczerbik M., Pytlak A., Świątek H., Zymmer K.: *Wpływ uszkodzeń półprzewodnikowych przyrządów mocy na bezpieczeństwo urządzeń energoelektronicznych*. Prace Instytutu Elektrotechniki, zeszyt 203, 1999.

49. Januszewski S., Kociszewska-Szczerbik M., Świątek H.: *Uszkodzenia tranzystorów dużej mocy w warunkach eksploatacyjnych*. Wiadomości Elektrotechniczne nr 1, 1999.

50. Januszewski S., Świątek H., Zymmer K.: *Zapobieganie zagrożeniom eksplozją przyrządów energoelektronicznych przy zwarciach w przekształtnikach dużej mocy*. Wiadomości Elektrotechniczne nr 3, 1999.

51. Januszewski S., Zymmer K.: *Overcurrent protection coordination in converters with IGBT transistors*. Proc. of the International Conference European Power Electronics and Applications EPE`99, Lausanne, wrzesień 1999.

52. Januszewski S.: *Obudowy pastylkowe z dociskiem zewnętrznym tranzystorów IGBT umożliwiające chłodzenie obustronne*. Wiadomości Elektrotechniczne nr 12, 1999.

53. Januszewski S., Gawecka H.: *Zwarcia w układach przekształtnikowych*. Wiadomości Elektrotechniczne nr 8, 2000.

54. Januszewski S., Świątek H., Zymmer K.: *Zapobieganie zagrożeniom eksplozją przyrządów energoelektronicznych przy zwarciach w przekształtnikach dużej mocy*. Wiadomości Elektrotechniczne nr 3, s. 120-124, 1999.

55. Januszewski S., Zymmer K., Sakowicz S.: *Influence of semiconductor device explosion strength on safe design of high power converters*. Proc. of the 14th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics EDPE, the High Tatras, 3-5 październik 2001.

56. Januszewski S., Zymmer K.: *Uszkodzenia dyskretnych przyrządów energoelektronicznych dużej mocy w warunkach eksploatacyjnych*. Elektronizacja nr 11, 2002.

57. Pytlak A., Świątek H., Zakrzewski Z., Zymmer K.: *Analiza zwarć występujących w przekształtnikach częstotliwości i metody ich ochrony*. Prace Instytutu Elektrotechniki zeszyt 203, 1999.

58. Ramminger S. et. al.: *Crack mechanism in wire bonding joints*. Microelectronics Reliability vol. 38, s. 1301-1305, 1998.

59. Shen Z.J. i in.: *Current sensing characteristics of IGBT`s under short circuit conditions*. Proc. of International Conference European Power Electronics and Applications EPE`95, Sevilla, wrzesień 1995.

60. Samos I.L. et. al.: *Power semiconductors empirical diagrams expressing life as a function of temperature excursion*. IEEE Trans. on Magnet. nr 1, vol. 29, 1993.

61. Świątek H., Zymmer K.: *Próby zdolności przeciążeniowej diod krzemowych produkcji krajowej typu* BY200 i BY200R. Biuletyn Informacyjny Elektrotechnika 1/71.

62. Świątek H. Zymmer K.: *Badania granicznej przeciążalności prądowej diod krzemowych*. Przegląd Kolejowy Elektrotechniczny 7/72.

63. Wheeler P.W.: *The control and optimalisation of IGBT turn-off characteristics under short circuit conditions*. Proc. of the International Conference European Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC`98. Prague, wrzesień 1998.

64. Zymmer K., Sakowicz S.: *Analiza stanów zwarciowych w półprzewodnikowych przyrządach mocy*. Prace Instytutu Elektrotechniki, zeszyt 204, s. 13-44, 2000.

65. Zymmer K., Sakowicz S.: *Badania wytrzymałości eksplozyjnej obudów przyrządów energoelektronicznych i zagrożenia występujące w układach przekształtnikowych*. Prace Instytutu Elektrotechniki, zeszyt 209, 2001.

66. Zymmer K., Sakowicz S., Januszewski S.: *High power semiconductor device thermal stresses during short-circuit states*. Proc. of the European Conference on Power Electronic and Motion Control, EPE-PEMC, Koszyce, wrzesień 2000.

67. Zymmer K., Sakowicz S., Januszewski S.: Short-circuits In high power supply systems sof 3 kV DC traction lines. Proc. of the 10th International Symposium on Short Circuits in Power Systems, Łódź, październik 2002.

68. Zymmer K., Sakowicz S.: *Projektowanie przekształtników dużej mocy w aspekcie doboru przyrządów energoelektronicznych do warunków zwarciowych*. Prace Instytutu Elektrotechniki, zeszyt 210, s. 29-64, 2002.

69. Zymmer K. i wykonawcy: Sprawozdanie z realizacji projektu badawczego KBN pt.: *Zjawiska zwarciowe w przekształtnikach dużej mocy w aspekcie koordynacji zabezpieczeń przeciążeniowych przyrządów energoelektronicznych*, nr 8T 10A 029 17, Warszawa, listopad 2001.

70. Materiały firmowe producentów przyrządów energoelektronicznych: Lamina, Siemens, Eupec, Semikron, ABB, International Rectifier, Westcode, Toshiba, Hitachi, Mitsubishi, Fuji.

71. PN-IEC 60747-2 *Przyrządy półprzewodnikowe. Przyrządy dyskretne i układy scalone. Diody prostownicze*.

72. PN-IEC 60747-6 *Przyrządy półprzewodnikowe. Przyrządy dyskretne i układy scalone. Tyrystory*.

*Rękopis dostarczono, dnia 5.12 2003 r.*
***Recenzent wydawniczy: prof. dr hab. inż. Leszek Frąckowiak***

# SHORT – CIRCUIT AND OVERCURRENT HAZARDS OF SEMICONDUCTOR POWER DEVICES

K. ZYMMER

**SUMMARY** *The present paper is related to problems concerning*

- *Short-circuit strength;*
- *Explosion strength of cases;*
- *Matching of semiconductor devices to short-circuit conditions occurring power electronic converters of high power.*

*The second chapter discusses problems related to determining the steady state thermal resistance and transient thermal impedance of power electronic devices, by computational and experimental methods. An example of determining these parameters for a real power electronic device is presented. Basing on the worked out computer program, temperature calculations are carried through for the silicone structure of power electronic devices loaded by current impulses of varying duration time and amplitude. The calculation results have been experimentally verified.*

*In the third chapters calculations of currents in a 3-phase bridge system are carried out for a symmetrical short-circuit. The calculations have shown that short-circuit current pulses in the bridge arm containing a power electronic device can change their peak values and time duration during one short-circuit cycle. This creates difficulties when diods and thyristors are being selected for those conditions because the corresponding data declared by manufacturers concern half sinusoidal current pulses of constant peak value and a duration time of ten milliseconds.*

*The fourth chapter discusses the defect mechanisms of diods and thyristors caused by excessive short-circuit currents. Results of experimental work are shown, which indicate to the fact that there are different causes of defects of those devices, being characteristic for the conditions prevailing before short-circuit occurrence, determined by inverse voltage and temperature. The silicon structure temperature has been introduced into short-circuit calculations of converters as a criterion of selecting diods and thyristors to conditions occurring in converters. An experimental current overload capacity (destructive testing method) is suggested as being the most reliable one, because it accounts for technological, material and production factors which are difficult to be accounted for by computational methods.*

*The fifth chapter presents results of experimental tests of explosion strength of diods and thyristors in traditional cases (pellets and the screwed in ones as well as of transistors in module type cases made of plastics. Investigations showed that cases explosions, caused by excessive short-circuit current flow, occur in devices in module type cases at current values being several times lower than in corresponding devices in traditional cases. Experimentally determined values of current, energy and the $i^2t$ integral causing the cases to explode are given. It has been established that the most reliable factor*

*determining the explosion strength of power electronic devices is the energy emitted in the device as a result of short-circuit current. As this energy can not be calculated basing on parameters of the short-circuit in a given converter, the integral $i^2t$ is used to estimate the cases explosion hazards in power electronic systems. This value is calculated for short-circuit cases in a high power rectifier and a voltage inverter.*

*Basing on the computational methods worked out according to the foregoing chapters, a verification is carried out in the sixth chapter, of the selection of diodes for a high power rectifier with the short circuit condition taken into account. This rectifier was developed and carried out at of the Electrotechnical Institute and it was introduced into operation at a substation supplying with power the traction network of a rapid traffic line.*





**Doc. dr inż. Krzysztof Zymmer** ukończył Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej w 1962 r. i w tym też roku rozpoczął pracę w Instytucie Elektrotechniki w Warszawie. Podczas swojej praktyki zawodowej zajmował się opracowywaniem metod badań, układów pomiarowych oraz badaniami własności półprzewodnikowych przyrządów mocy w stałej współpracy z Z.E."Lamina" z Piaseczna. Obszar szczególnych zainteresowań autora stanowiły:

- wytrzymałość przeciążeniowa i zwarciowa przyrządów energoelektronicznych,
- zjawiska dynamiczne w stanach przejściowych oraz obciążalność prądowa tych elementów przy podwyższonych częstotliwościach.

Pracę doktorską obronił w 1983 r., a na stanowisko docenta w Instytucie Elektrotechniki został powołany w 1990 roku. Od 1991 roku kieruje Zakładem Przekształtników Mocy w Instytucie Elektrotechniki. Jest autorem i współautorem około stu artykułów i referatów na krajowe i międzynarodowe konferencje naukowe.