

XVI Seminarium
ZASTOSOWANIE KOMPUTERÓW W NAUCE I TECHNICE' 2006
Oddział Gdański PTETiS
Referat nr 10

**DYNAMICZNY MODEL
UOGÓLNIIONEGO ŁĄCZNIKA ENERGOELEKTRONICZNEGO
DO SYMULACJI UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKOWYCH**

Krzysztof IWAN¹, Jarosław ŁUSZCZ²

1. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
tel: (058) 347 1363 fax: (058) 341 0880 e-mail: kiwan@pg.gda.pl
2. Politechnika Gdańska, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-952 Gdańsk
tel: (058) 347 2386 fax: (058) 341 0880 e-mail: jlusz@ely.pg.gda.p

W referacie zaproponowano strategię modelowania, w której po określeniu postaci modelu dobiera się numeryczne metody obliczeniowe stosowane w symulacji. Przedstawiono opracowany uogólniony, nieliniowy model tranzystora mocy IGBT. Przyjęto, że do określenia parametrów tego modelu powinna wystarczać znajomość standardowych, katalogowych parametrów i charakterystyk. Przedstawiono model zaciskowy o klasycznej strukturze, odwzorowujący z wystarczającą dokładnością dynamikę łącznika oraz jego charakterystyki statyczne. Obliczenia symulacyjne przeprowadzono w specjalnie skonstruowanym programie, dostosowanym do silnie nieliniowego charakteru modelu, w którym testowano model jednostki komutacyjnej w układzie z obciążeniem rezystancyjnym. Przedstawiono krótką dyskusję uzyskanych w symulacji rezultatów, w której wskazano na przybliżony charakter katalogowych parametrów opisujących własności dynamiczne tranzystorów. W podsumowaniu podkreślono przydatność opracowanego modelu tranzystora jako modelu szerokopasmowego oraz wskazano na zalety zaproponowanego sposobu modelowania układów przekształtnikowych.

1. WSTĘP

Modelowanie łączników energoelektronicznych, nierozzerwalnie związane z symulacją układów przekształtnikowych, ma historię równie długą, jak same łączniki. Postać opracowywanych modeli ewoluowała wraz z rosnącymi wymaganiami stawianymi podejmowanymi badaniami. Obserwowany w literaturze ostatnich lat rozwój modeli łączników energoelektronicznych w znacznym stopniu służy powiększeniu dokładności dotąd uproszczonych symulacji, np. związanych z kompatybilnością elektromagnetyczną oraz z efektami cieplnymi wynikającymi ze strat mocy występujących w łącznikach. Wiarygodność szczegółowych badań wymaga wtedy pogłębienia adekwatności modeli łącznika podczas przełączania. Modele uwzględniające występujące wtedy zjawiska przyjęto nazywać modelami szerokopasmowymi lub dynamicznymi.

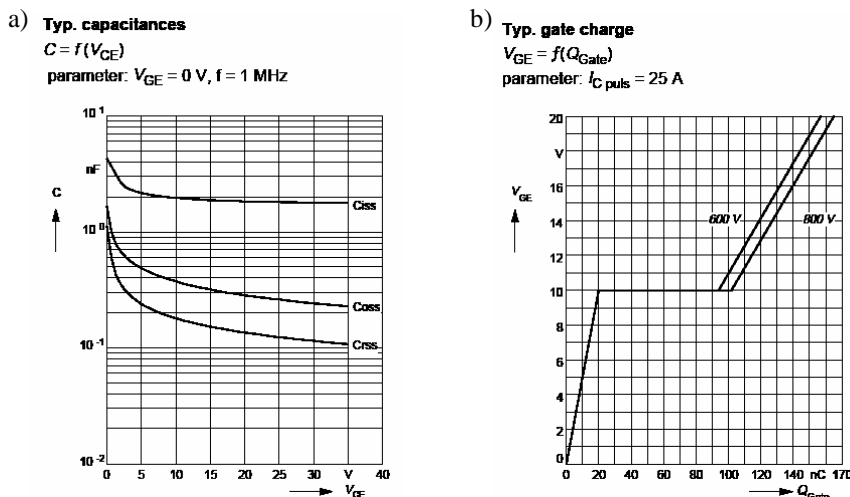
Implementacja modeli dynamicznych w modernizowanym symulatorze TCad [1, 2] napotkała na trudności związane z ograniczoną dokładnością zastosowanych tam metod numerycznych. Dlatego podjęto prace nad modelem niezależnym od TCad, przy czym założono, że uzyskanie zadowalającego modelu umożliwi prawidłowy dobór metod numerycznych i algorytmów do modernizacji symulatora TCad.

2. POSTAĆ DYNAMICZNEGO MODELU ŁĄCZNIKA

Spośród możliwych sposobów przedstawienia procesów zachodzących w łącznikach energoelektronicznych wybrano powiązanie modelu z danymi katalogowymi udostępnianymi przez producentów tranzystorów mocy. Dlatego od początku prac nad dynamicznym modelem łącznika energoelektronicznego (opisanych w [3]), przyjęto następujące dwa założenia wiążące model z danymi katalogowymi:

- powinno być możliwe określenie parametrów modelu na podstawie danych katalogowych,
- model w stanach dynamicznych powinien zachowywać się w sposób zgodny z danymi katalogowymi.

Dane katalogowe standardowo zawierają stosunkowo dużo informacji o procesach przełączania. Poniżej (rys.1) przedstawiono dwie charakterystyki katalogowe, szczególnie przydatne do określenia modelu – zależność pojemności zaciskowych od napięcia u_{CE} oraz zależność napięcia bramka-emiter od ładunku wprowadzanego/wyprowadzanego do bramki. Prawidłowe odwzorowanie tych procesów oznacza uzyskanie w symulacji takich przebiegów prądów i napięć, że zachowane zostaną katalogowe wartości parametrów opisujących włączanie i wyłączanie tranzystora.

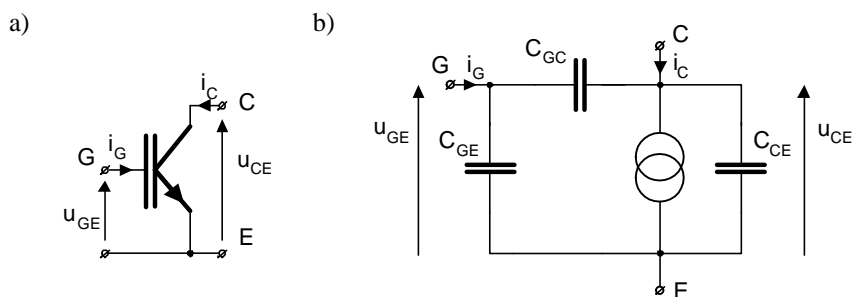


Rys. 1. Katalogowe charakterystyki tranzystora BUP314D (katalog SIEMENS)

a) $C_{ies}, C_{oes}, C_{res} = f(u_{CE})$, b) $u_{GE} = f(Q_{GATE})$

Ponieważ informacje katalogowe odnoszą się do klasycznego modelu zaciskowego, dlatego przyjęte założenie powiązania modelu z danymi katalogowymi wyznacza strukturę modelu. Model taki można przedstawić w postaci obwodu z trzema nieliniowymi pojemno-

ściami i sterowanym nieliniowym źródłem prądowym, połączonymi jak na schemacie z rysunku 2b.



Rys. 2. Struktura obwodowego modelu tranzystora
a) symbol z oznaczeniem zacisków, prądów i napięć, b) schemat modelu

Inną formą opisu tych samych zjawisk jest zależność prądowo-napięciowa, z użyciem ładunków i nieliniowej przewodności $g_{CE}(u_{GE})$, wyrażona równaniem (1).

$$\begin{bmatrix} i_G \\ i_C \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Q_{ies} & - Q_{res} \\ - Q_{res} & Q_{oes} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & g_{CE}(u_{GE}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_{GE} \\ u_{CE} \end{bmatrix} \quad (1)$$

gdzie: Q_{ies} i Q_{oes} – ładunek wejściowy i wyjściowy, Q_{res} – ładunek sprzężenia kolektora i bramki

Definiując dynamiczne pojemności C_{ies} , C_{oes} i C_{res} zależnościami (2), po zastosowaniu podstawienia (3) uzyskuje się równanie (4).

$$C_{ies} = \frac{dQ_{ies}}{du_{GE}}; \quad C_{oes} = \frac{dQ_{oes}}{du_{CE}}; \quad C_{res} = \frac{dQ_{res}}{du_{GE}} = \frac{dQ_{res}}{du_{CE}} \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt} Q(u) = \frac{dQ(u)}{du} \cdot \frac{du}{dt} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_G \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{ies} & - C_{res} \\ - C_{res} & C_{oes} \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{GE} \\ u_{CE} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & g_{CE}(u_{GE}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_{GE} \\ u_{CE} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Równoważność modelu obwodowego z rysunku 2b z równaniem (1) następuje wtedy, gdy spełnione są warunki (5).

$$C_{ies} = C_{GE} + C_{GC}; \quad C_{oes} = C_{CE} + C_{GC}; \quad C_{res} = C_{GC} \quad (5)$$

Pomimo, że zależności (1÷5) są znane, tutaj przypomniano je w przekonaniu, że prawidłowa interpretacja umownych pojemności jest niezbędna do właściwego postępowania przy rozwiązywaniu nieliniowego zagadnienia (4) bądź przy definiowaniu parametrów modelu obwodowego.

3. METODY OBLICZENIOWE

Model o przedstawionej postaci jest szczególnie nieliniowy przy niewielkich napięciach u_{CE} , czyli także w stanach przełączania. Wykonanie poprawnych obliczeń wymaga zatem, z jednej strony, zachowania ciągłości charakterystyk oraz, z drugiej strony, zachowania wysokiej precyzji obliczeń. Uchyb obliczeniowy, który w analizach układów liniowych może być tolerowany, w układach nieliniowych powoduje efekt pojawiania się w obliczanym procesie dodatkowej energii. Dlatego brak dbałości o dokładność rozwiązania układu równań nieliniowych powoduje nie tylko uzyskiwanie rezultatów obciążonych dużym błędem, ale często także szybką utratę zbieżności obliczeń. Wobec tego jest konieczne zastosowanie w algorytmie obliczeń pętli, w której warunkiem zakończenia jest osiągnięcie rozwiązania z zadaną dokładnością.

Można natomiast dopuścić niewielkie uproszczenia przy określaniu funkcji opisujących poszczególne pojemności dynamiczne. Z jednej strony, wpływ dokładności odwzorowania charakterystyk katalogowych na rezultat symulacji nie jest bardzo wyraźny. Z drugiej strony, częstotliwość podawana w warunkach pomiaru katalogowych charakterystyk opisujących pojemności (1MHz) nie odpowiada rzeczywistym warunkom pracy tranzystorów, w których czas trwania poszczególnych etapów przełączania jest na poziomie 100 ns.

Wobec złego uwarunkowania modelu ze szczególną dbałością dobrano metody obliczeniowe. Ponieważ dynamiczne pojemności są określone jako zależne od napięcia u_{CE} (a nie od napięć „własnych”), dlatego zrezygnowano z obwodowego ujęcia modelu. Podjęcie do symulacji zagadnienia (4) nie wymaga żadnych dodatkowych przeliczeń charakterystyk, a sztuczność pojemności dynamicznych uzależnionych od jednego napięcia przestaje stanowić dodatkowe utrudnienie.

Wysoką dokładność obliczeń osiągnięto za pomocą algorytmu zmiennokrokowego z kontrolą błędów. Do numerycznego całkowania zastosowano interpolacyjny algorytm Eulera, a obliczenia uzyskiwanego układu równań nieliniowych (6) zrealizowano metodą iteracji Newtona.

Wewnętrzną część algorytmu zorganizowano zatem tak, że przy sformułowaniu opisu modelu w formie ogólnej jako równanie $F(X) = 0$, po przyjęciu początkowej iteracji wektora szukanych zmiennych X_i określano wektor prawych stron (uchybu) $F(X_i)$ oraz jacobian $J(X_i)$. Wektor poprawek dX obliczano metodą Gaussa z równania (7) i korygowano rozwiązanie zgodnie z (8).

$$F(X_i) = 0 \quad (6)$$

$$J(X_i) \times dX = -F(X_i) \quad (7)$$

$$X_{i+1} = X_i + dX \quad (8)$$

Badając wpływ metod numerycznych sprawdzono przydatność różnych metod całkowania. Stosowanie metod ekstrapolacyjnych powodowało utratę zbieżności obliczeń podczas przełączania. Podwyższenie rzędu metod interpolacyjnych nie przyniosło istotnego przyspieszenia obliczeń. Podkreślić należy, że do zapewnienia prawidłowego przebiegu symulacji jest niezbędne zachowanie wysokiej precyzji obliczeń numerycznych. Wobec obecności w modelu silnie nieliniowych składników oznacza to konieczność starannej organizacji obliczeń. Jest to szczególnie istotne przy konstruowaniu programu ogólnego, w

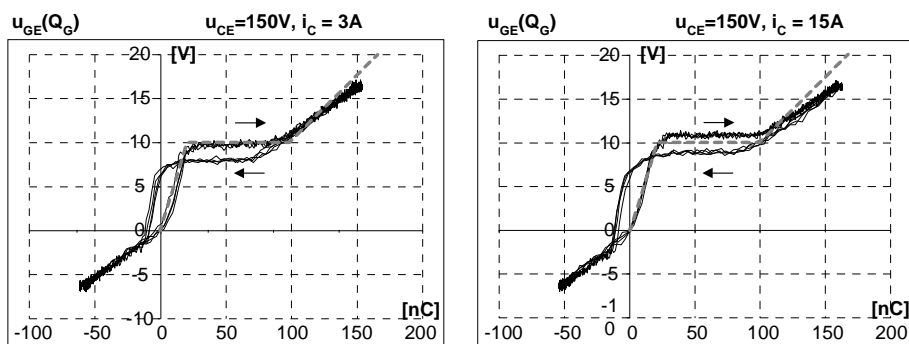
którym opisywany model może być tylko jednym z wielu składników złożonego modelu układu przekształtnikowego.

4. REZULTATY SYMULACJI

Przedstawiony model użyto do symulacji idealnej jednostki komutacyjnej, złożonej ze źródła napięciowego, rezystancji i tranzystora. W rezultacie obliczeń uzyskano przebiegi obrazujące cztery charakterystyczne fazy przełączania, czyli przeładowywania pojemności wejściowej oraz „siodła” w przebiegu napięcia u_{GE} . Jednak wartości czasów określanych dla opisu przełączania, odczytane z rezultatów symulacji, okazały się znacznie zaniżone w stosunku do parametrów katalogowych i pomiarów.

Ponieważ obliczenia zostały przeprowadzone prawidłowo, fiasko użycia opracowanego modelu świadczy o błędnym określeniu jego parametrów, a za tym o konieczności korekcji charakterystyk opisujących składniki modelu. Ponieważ procesy obserwowane w rzeczywistości zostały odtworzone w symulacji, dlatego strukturę modelu uznano za prawidłową. Podobnie jak w [4], uznano, że katalogowe charakterystyki pojemności zaciskowych mierzone przy częstotliwości 1MHz przy niewielkich wartościach prądu kolektora nie nadają się do bezpośredniego określenia pojemności zaciskowych opracowanego modelu. Charakterystyki te wymagają korekcji szczególnie w obszarze przewodzenia, czyli przy niewielkich napięciach u_{CE} . Wniosek ten potwierdza niepełna zgodność pomiędzy charakterystykami z rysunku 1, ponieważ odwrotność nachylenia charakterystyki $u_{GE}(Q_G)$ w obu obszarach poza „siodłem” powinny być równe pojemności wejściowej C_{ies} . Jeszcze większe wątpliwości są związane z określeniem pojemności C_{res} , decydującej o czasie narastania i opadania. Dokładniej kwestie te opisano w [3].

W celu weryfikacji danych katalogowych przeprowadzono pomiary w układzie przyjętym do symulacji. Ponieważ pojemności C_{ies} i C_{res} można określić na podstawie charakterystyki $u_{GE}(Q_G)$, dlatego sprawdzono jej kształt przy przełączaniu różnych prądów kolektora. Na rysunku 3 przedstawiono charakterystyki dla kilku kolejnych przełączeń z dwóch prób – dla prądu kolektora na poziomie 10% i 50% maksymalnego.



Rys. 3. Charakterystyki $u_{GE}(Q_G)$ tranzystora BUP314D dla różnych wartości prądu i_C , linią przerywaną zaznaczono katalogową charakterystykę dla $i_C=25A$

Okazuje się, że katalogowa charakterystyka $u_{GE}(Q_G)$ odpowiada jedynie włączaniu tranzystora. Dla prawidłowego określenia modelu wyłączanego tranzystora jest konieczne skorygowanie tej charakterystyki, np. przez uzależnienie charakterystyki $g_{CE}(u_{GE})$ od wyłąc-

czanego prądu kolektora, zgodnie ze statycznymi charakterystykami katalogowymi $I_C(U_{GE})$. Ocenia się, że analiza charakterystyki $u_{GE}(Q_G)$ umożliwi uzyskanie informacji wystarczających do prawidłowego określenia parametrów omawianego modelu.

5. PODSUMOWANIE

Zastosowanie udoskonalonej metody obliczeń nie zapewniło zadowalającej dokładności symulacji procesu przełączania tranzystora. Opracowany model uwzględnia rzeczywiste procesy, jednak procedura określenia jego parametrów wymaga udoskonalenia. Ponieważ model uwzględnia zjawiska występujące podczas przełączania tranzystora, dlatego może być przydatny do symulacji krótkotrwałych procesów związanych z komutacją łączników i jako taki jest przydatnym modelem szerokopasmowym.

Podporządkowanie metod obliczeniowych postaci modelu pozwala na konstruowanie programu symulacyjnego umożliwiającego dokładne analizy.

Praca naukowa finansowana ze środków budżetowych na naukę w latach 2005-2006 jako projekt badawczy.

6. BIBLIOGRAFIA

1. Iwan K, Chrzan P.J., Łuszcz J.: Symulator nowoczesnych układów przeksztaltnikowych TCad 7, Przegląd Elektrotechniczny 2004 R. 80 Nr 10 s. 925-927, ISSN 033-2097.
2. Iwan K, Chrzan P.J., Łuszcz J.: Zaawansowane symulacje układów przeksztaltnikowych z zastosowaniem symulatora TCad 7, Przegląd Elektrotechniczny 2004 R. 80 Nr 10 s. 928-930, ISSN 033-2097.
3. Iwan K, Turzyński M., Chrzan P.J.: Szerokopasmowy model uogólnionego łącznika energoelektronicznego, VII Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2005, Łódź, 23-25 listopada 2005, s. 157-162, ISBN 83-912711-3-7
4. Lembeye Y., Schanen J.L., Keradec J.P.: Experimental Characterization of Insulated Gate Power Components: Capacitive Aspects, IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting, New Orleans, 5-9.10.1997, ISSN: 0093-9994

A DYNAMICAL MODEL OF POWER ELECTRONIC SWITCH FOR POWER CONVERTER SYSTEM SIMULATION

The paper presents a new modelling strategy for extremely nonlinear systems, in particular power electronics circuits with the IGBT switches. The proposed method is based on the numerical calculation method correlation with the already predetermined model category. Specific parameters used in the investigated transistor model are derived only from the datasheet specification. The demonstrated and proved behavioural model is adequate enough for detailed simulations of the static and enormously dynamic switching characteristics of the power electronics switches used in power electronics converters. The algorithm employed in the developed simulation environment is especially accommodated for extraordinarily nonlinear switching phenomena. Detailed simulation of switching process of the power electronics transistor with the proposed method allow to perform some broad band modelling, appropriate for the power electronics converter electromagnetic compatibility (EMC) analysis.