in 4G Communication Systems // MIXDES. 2003. 4. Корляков А.В., Лучинин В.В. Перспективная элементная база микросистемной техники. 200. 5. An Introduction to MEMS, Prime Faraday Technology Watch. 2001. 6. Крэйгхед Х.Г. Наноэлектромеханические системы. – 2000. 7. A classification table of technical terms in Micromachine Technology. – 2000. 8. Kensall D. Wise, Microelectromechanical systems development in Japan. – 2001. 9. G. Benjamin Hocker, MEMS-BASED SENSORS, 1999. 10. Kevin S. Bailey, Micro-Robotics and Neuroscience. – 2001.

<u>Від редколегії</u>

У віснику "Електроенергетичні та електромеханічні системи". 2003 р., № 479 в статті "Проектування мікроелектромеханічних структур для вбудованих систем з використанням сучасних САПР" замість М.М. Лобур треба читати М.В. Лобур.

> **Krzysztof Posobkiewicz, Krzysztof Górecki, Janusz Zarębski** Gdynia Maritime University, Department of Marine Radioelectronics, Poland

MODELOWANIE CHARAKTERYSTYK PRZETWORNICY BUCK Z MONOLITYCZNYM REGULATOREM LT1073 W PROGRAMIE SPICE

© Posobkiewicz Krzysztof, Górecki Krzysztof, Zarębski Janusz, 2003

In the paper a new electrothermal model of LT1073 pulse regulator is presented and tested. This model has been implemented in SPICE and SwitcherCAD tools. The BUCK dc-dc chopper comprising LT1073 has been investigated. The results of measurements as well as simulations by SPICE and SwitcherCAD are presented and compared.

Wprowadzenie. Ważną grupę współczesnych układów zasilających o wysokiej sprawności stanowią przetwornice dławikowe. Przy konstruowaniu tych układów coraz częściej wykorzystuje się monolityczne regulatory impulsowe, zwłaszcza chętnie stosowane w zakresie mocy wyjściowych do kilkuset watów. Cechą charakterystyczną rozważanych regulatorów jest integracja w jednej strukturze, zarówno bloków sterowania, zabezpieczeń, jak również elementu kluczującego, którym jest najczęściej tranzystor MOS, tranzystor bipolarny lub tranzystor Darlingtona.

Wielkością fizyczną wpływającą, często bardzo istotnie, na charakterystyki i parametry elementów półprzewodnikowych jest temperatura. Temperatura wnętrza elementu półprzewodnikowego jest sumą temperatury otoczenia oraz nadwyżki temperatury wynikającej ze zjawiska samonagrzewania, wywołanego wydzielaniem w elemencie energii elektrycznej i zamianie jej na ciepło przy nieidealnym chłodzeniu. Uwzględnienie zjawiska samonagrzewania w analizie, nazywanej analizą elektrotermiczną, wymaga sformułowania specjalnego rodzaju modeli elementów, tzw. modeli elektrotermicznych.

Do badań wybrano regulator LT1073 oferowany przez firmę Linear Technology [2] wraz z bezpłatnym programem SwitcherCAD [3] zawierającym firmowy model tego układu. Program SwitcherCAD przeznaczony jest do projektowania i symulacji układów elektronicznych konstruowanych w oparciu o układy scalone firmy Linear Technology oraz zawiera modele około 80 % układów scalonych tego producenta przeznaczonych do zastosowań impulsowych [3]. Istotną wadą tego programu jest brak możliwości edycji zaimplementowanych w nim modeli układów scalonych oraz brak informacji o uwzględnionych w modelach zjawiskach fizycznych.

Przeprowadzone przez autorów symulacje układu LT1073 z wykorzystaniem wbudowanego w programie SwitcherCAD modelu tego układu, zweryfikowane eksperymentalnie w układzie przetwornicy BOOST, wykazały, że stosunkowo dobra zgodność wyników pomiarów i obliczeń występuje jedynie w wąskim zakresie zmian napięcia wejściowego i rezystancji obciążenia przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, natomiast poza tym zakresem rozbieżności między wynikami eksperymentu i symulacji dochodzą nawet do kilkuset procent [4, 5]. W modelu firmowym pominięto występujący w strukturze układu scalonego blok wzmacniacza błędu wykorzystywany stabilizatorze z przetwornicą BUCK, co uniemożliwia wykonanie obliczeń tego układu w programie SwitcherCAD z wykorzystaniem modelu wbudowanego w tym programie.

W pracy zweryfikowano doświadczalnie elektrotermiczny model regulatora LT1073 oparty na wcześniej opracowanym autorskim modelu tego układu [1, 4, 5] i uzupełniony o blok wzmacniacza błędu. Badania wykonano w układzie przetwornicy BUCK. Wyniki pomiarów porównano z wynikami obliczeń wykonanymi za pomocą programów SPICE oraz SwitcherCAD, po uprzednim zaimplementowaniu opracowanego modelu w tych programach.

Opis regulatora LT1073. LT1073 jest popularnym regulatorem przeznaczonym do współpracy z przetwornicami dławikowymi. Napięcie zasilania układu w przetwornicach BUCK wynosi od 1V do 36V. Wbudowany w regulatorze LT1073 tranzystor bipolarny charakteryzuje się maksymalnym prądem kolektora $i_{Cmax} = 1,5A$ oraz maksymalnym napięciem kolektor-emiter $u_{CEmax} = 50V$, a dopuszczalna moc rozpraszana w układzie wynosi 500mW [2]. Schemat blokowy rozważanego układu regulatora przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Schemat blokowy regulatora LT1073.

Zasada działania układu LT1073 jest oparta na bramkowaniu impulsów oscylatora sterującego element kluczujący mocy. Komparator C porównuje napięcie na wejściu pętli sprzężenia zwrotnego FB z napięciem odniesienia ze źródła UREF. Jeżeli napięcie na wejściu FB zmaleje poniżej 212mV, komparator włącza oscylator OSC pracujący z częstotliwością 19kHz. Sygnał oscylatora jest wzmacniany w obwodzie wyjściowym OW przez driver D zapewniający wysterowanie tranzystora kluczującego Q₁. Włączenie oscylatora powoduje narastanie napięcia wyjściowego stabilizatora oraz napięcia w pętli sprzężenia zwrotnego. Kiedy napięcie na wejściu FB przekroczy poziom porównania, oscylator jest wyłączany. Występowanie w komparatorze niewielkiej histerezy charakterystyki przejściowej zapewnia stabilność pętli sprzężenia zwrotnego bez konieczności stosowania zewnętrznej kompensacji częstotliwości.

Struktura modelu regulatora LT1073. W oparciu o schemat blokowy regulatora LT1073 oraz opis jego działania [2] opracowano model tego układu uwzględniając wszystkie jego bloki funkcjonalne. Reprezentację obwodową opracowanego modelu przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Reprezentacja obwodowa modelu regulatora LT1073

Wzmacniacz błędu (blok WB) zamodelowano za pomocą sterowanego źródła napięciowego E_W o wydajności proporcjonalnej do różnicy napięć na wejściu SET oraz napięcia odniesienia 212mV. W modelu uwzględniono także za pomocą sterowanego źródła prądowego G_{WE} wejściowy prąd polaryzujący oraz rezystancję wyjściową R_{wy} wzmacniacza.

Z kolei wydajność źródła napięcia odniesienia UREF uwzględniono w modelu komparatora. Komparator (blok C) zamodelowano za pomocą trzech sterowanych źródeł napięciowych E₁, E₂, E₃.

Głównym elementem oscylatora (blok OSC) jest źródło napięciowe E_{OSC} . Impulsy prostokątne na zaciskach źródła E_{OSC} oraz zależność parametrów impulsów sterujących tranzystor od temperatury wnętrza elementu T_j , która może zmieniać się w czasie trwania analizy, zamodelowano poprzez zastosowanie układu złożonego ze źródła prądowego I_1 o stałej

wydajności, kondensatora C_1 , przełącznika S_1 , źródła napięciowego V_1 , sterowanego źródła napięciowego E_5 , rezystora R2 oraz kondensatora C_2 . Natomiast źródła sterowane E_4 i E_6 modelują zależność czasu trwania impulsu i okresu sygnału sterującego tranzystor od napięcia panującego między zaciskami VIN i ILIM rozważanego układu scalonego oraz od temperatury. Zgodnie z zasadą działania regulatora LT1073, sygnał z wyjścia oscylatora wysterowuje bazę tranzystora kluczującego wtedy, gdy napięcie na wyjściu komparatora jest wysokie, natomiast prąd bazy jest równy zero, gdy napięcie na wyjściu komparatora jest w stanie niskim

Stopień wyjściowy układu LT1073 (blok OW) zawiera tranzystor bipolarny oraz obwód sterujący. Tranzystor bipolarny zamodelowano przy wykorzystaniu wbudowanego w programie SPICE modelu tego elementu, przyjmując następujące wartości parametrów: IS=50fA, CJE=40pF, CJC=10pF, TF=25ns, TR=50ns, BF=100, BR=5, RC=0.1 Ω , RE=0.1 Ω . Z kolei ograniczenie prądu bazy na skutek przekroczenia maksymalnej wartości prądu kolektora modeluje źródło prądowe G₂.

Model termiczny układu (blok MT), sformułowany zgodnie z zasadami podanymi w pracy [6], składa się ze źródła prądowego p_{th} o wydajności równej mocy czynnej wydzielanej w układzie, źródła napięciowego V_{Ta} o wydajności równej temperaturze otoczenia oraz połączonych szeregowo dwójników $R_{ti}C_{ti}$ modelujących i-tą termiczną stałą czasową przejściowej impedancji termicznej układu scalonego.

Ze względu na fakt, iż praktycznie cała moc wydzielana jest w tranzystorze kluczującym w opisie wydajności źródła p_{th} przyjęto moc wydzielaną tylko w tym elemencie, równą iloczynowi prądu kolektora I_{SW} i napięcia między kolektorem i emiterem U_{SW} tranzystora kluczującego. Szczegółowe zależności wykorzystane w modelu można znaleźć w pracy [1].

Wyniki badań i wnioski. Opisany model zaimplementowano w programach SPICE oraz SwitcherCAD w postaci podukładu. W celu zweryfikowania poprawności tego modelu przeprowadzono pomiary oraz symulacje z wykorzystaniem obydwu programów w przedstawionym na rys. 3 katalogowym układzie aplikacyjnym przetwornicy BUCK przy nominalnym obciążeniu oraz różnych wartościach napięcia zasilania, zarówno dla zamkniętej, jak i otwartej pętli sprzężenia zwrotnego. Wyniki pomiarów i obliczeń w programie SPICE oraz SwitcherCAD przedstawiono na rys. 4–6.



Rys. 3. Schemat aplikacyjny regulatora LT1073



Rys. 4. Charakterystyka przejściowa przetwornicy BUCK z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego



Rys. 5. Charakterystyka przejściowa przetwornicy BUCK z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego



Rys. 6. Zależność wartości maksymalnej prądu tranzystora kluczującego I_{swmax} od napięcia wejściowego w przetwornicy BUCK z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego

Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua

Jak widać, uzyskano dobrą zgodność zmierzonych i obliczonych charakterystyk przetwornicy BUCK z rozważanym regulatorem. Wyniki obliczeń w programie SwitcherCAD i SPICE praktycznie pokrywają się. Z kolei różnice pomiędzy wynikami pomiarów i symulacji zarówno z zamkniętą, jak i otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego nie przekraczają 12 %. W symulacjach potwierdzono dużą szybkość wykonywania obliczeń przez program SwitcherCAD. Przykładowo, wykonanie analizy stanów przejściowych układu aplikacyjnego rozważanego regulatora z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego w przedziale czasu 0 do 30ms w programie SPICE zajmuje 10408s, natomiast w programie SwitcherCAD tylko 861s. Tak więc obliczenia w programie SwitcherCAD są wykonywane 12-krotnie szybciej.

1. Górecki K., Zarębski J., Posobkiewicz K. Elektrotermiczny model regulatora LT1073 dla programu SPICE. Artykuł w przygotowaniu. 2. LT1073 – Micropower DC/DC Converter Adjustable and Fixed 5 V, 12 V. Linear Technology corporation, 2000. 3. LTspice/SwitcherCADIII. Linear Technology. <u>http://www.linear.com/software</u>. 4. Posobkiewicz K., Górecki K., Zarębski J. Modelowanie scalonego stabilizatora impulsowego w programie SPICE. VIII Konferencja Naukowo-Techniczna Zastosowanie Komputerów w Elektrotechnice ZKwE'2003, Poznań, 2003. – T. 1. – S. 337. 5. Zarębski J., Górecki K., Posobkiewicz K. Modelling temperature influence on the characteristics of the monolithic voltage regulator LT1073 in SPICE. 10-th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems MIXDES 2003, Łódź, 2003. – P. 342. 6. Zarębski J. Modelowanie, analiza i pomiary przebiegów elektrotermicznych w elementach półprzewodnikowych i układach elektronicznych. Prace Nauk. WSM w Gdyni, 1996.

> Janusz Zarębski, Krzysztof Górecki, Piotr Jasicki Gdynia Maritime University, Department of Marine Radioelectronics, POLAND

MODEL TRANZYSTORA COOLMOSC2 DLA PROGRAMU SPICE

© Zarębski Janusz, Górecki Krzysztof, Jasicki Piotr, 2003

In the paper a new class of power unipolar transistors called CoolMOSC2 proposed by Infineon Technologies is considered. The detailed form of this macromodel of the considered device for SPICE is presented. The usefulness of this macromodel has been tested on the example of SPP07N60C2 transistor. The selected SPICE characteristics have been compared with the results of measurements.

Wprowadzenie. W układach impulsowego przetwarzania energii kluczowe znaczenie mają obecnie tranzystory MOS mocy z uwagi na ich znakomite właściwości statyczne i dynamiczne.

W segmencie wysokonapięciowych tranzystorów MOS mocy ($U_{BR} \le 1000V$) duże nadzieje można wiązać z pojawieniem się na rynku w 1998 roku nowego produktu firmy Infineon Technologies – tranzystora CoolMOS [1].

Jak wynika z dostępnej literatury [1–5], tranzystor CoolMOS jest intensywnie udoskonalany. Cechą charakterystyczną pierwszej generacji omawianych tranzystorów CoolMOSS5 (1998) było radykalne zmniejszenie rezystancji R_{ON}, druga generacja CoolMOSC2 (2000) legitymowała się zmniejszeniem ładunku bramki, a stąd skróceniem czasów przełączeń, natomiast w trzeciej