

Mirosław PUCZKO¹, Igor MURASHKO²

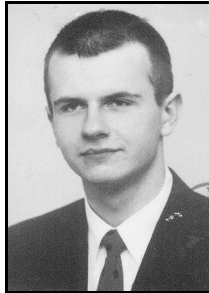
¹POLITECHNIKA BIAŁOSTOCKA, WYDZIAŁ INFORMATYKI

²UNIwersytet Informatyki i Radioelektroniki w Mińsku, Wydział Informatyki, Białoruś

Techniki zmniejszania poboru mocy wykorzystywane podczas wbudowanego samotestowania

Mgr inż. Mirosław PUCZKO

Pracuje na Wydziale Informatyki Politechniki Białostockiej w Katedrze Systemów Komputerowych. Zajmuje się metodami i algorytmami związanymi z obniżaniem mocy w układach wbudowanego samotestowania.



e-mail: mpuczeko@ii.pb.bialystok.pl

Ph.D. Igor MURASHKO

Pracuje na Uniwersytecie Informatyki i Elektroniki w Mińsku. Zajmuje się algorytmami związanymi z wbudowanym samotestowaniem a także projektowaniem układów cyfrowych.



e-mail: iamurashko@yahoo.com

Streszczenie

W badaniach przeprowadzono próbę obniżenia rozpraszanej mocy generatora pseudolosowych wektorów testowych i analizatora sygnatur, które są wykorzystywane podczas wbudowanego samotestowania urządzeń cyfrowych BIST (ang. Built-In Self-Testing). Zaproponowano nową strukturę układu, która pozwala obniżyć moc wydzielaną w trakcie przeprowadzania samotestowania. Podstawowa idea powyższego sposobu opiera się na takiej modyfikacji elementów BIST, w której zamiast przerzutników –D wykorzystuje się przerzutniki –T.

Słowa kluczowe: niski pobór mocy, test-per-clock, wbudowane samotestowanie, przerzutnik –T –D

Low power BIST

Abstract

The power dissipation calculation of pseudorandom Test Pattern Generator (TPG) and Signature Analyzer (SA) in BIST is presented in this paper. The new idea, presented in the paper of test generation in BIST (Built-In Self-Test) allows reducing power dissipation during testing of the digital circuit. The main idea of proposed design is using flip-flops of type T.

Keywords: low power, test-per-clock, flip-flop –T –D, BIST

1. Wstęp

Jednym z ważniejszych parametrów, określających efektywność projektowania urządzeń cyfrowych, jest zużycie energii. Po pierwsze, ilość potrzebnej energii określa czas pracy urządzeń cyfrowych, których zasilanie uzależnione jest od autonomicznych źródeł zasilania (akumulatorów, baterii itp.). Po drugie, maksymalna wydajność współczesnych układów cyfrowych jest często ograniczona nie czynnikami technologicznymi, a wydzielaniem ciepła [1]. Podczas testowania układu cyfrowego rozpraszana jest większa moc, niż podczas normalnej pracy układu. Po pierwsze, aby skrócić czas testowania, przeprowadza się go na maksymalnie możliwej częstotliwości pracy urządzenia, podczas gdy robocza częstotliwość jest zazwyczaj niższa. Po drugie, testując należy koniecznie zagwarantować wykrycie wszystkich możliwych niesprawności i błędów. Prowadzi to do znacznego wzrostu aktywności przełączeniowej urządzenia cyfrowego. Jak zostało przedstawione w [2], energia potrzebna w trakcie testowania wzrasta 2-3 krotnie. Po trzecie, przy testowaniu aktywnie pracują i zużywają energię urządzenia wbudowanego samotestowania Built-In Self-Testing BIST, które nie są wykorzystywane podczas normalnej pracy.

W chwili obecnej przy wbudowanym samotestowaniu największe zastosowanie mają metody oparte na skanowaniu układu cyfrowego, które polegają na wykorzystaniu pełnego bądź częściowego skanowania ścieżką [3]. W uproszczonej formie proces testowania BIST można przedstawić w następujący sposób.

Pierwszy wektor testowy jest wprowadzany do systemu przez ścieżkę skanującą SC (ang. Scanninh Path). Przesunięcie informacji następuje pod wpływem taktów zegara. Po zakończeniu wprowadzenia wektora testowego, w celu zapisania zmian w odpowiednich pozycjach ścieżki skanującej, następuje takt synchronizacji. Następnie na wyjścia CUT podawana jest odpowiedź testowanego układu. Jednocześnie na wejście ścieżki skanującej podawany jest nowy wektor testowy. Tak więc, jeżeli ścieżka skanująca CS zbudowana jest z k -elementów, potrzebne jest $k+1$ taktów zegarowych. Taka realizacja skanowania jest nieefektywna, z punktu widzenia zużywanego energii. Po pierwsze we współczesnych BIST wykorzystuje się dużo przerzutników –D (elementów pamięci). Nawet przy wykorzystaniu wielu ścieżek skanujących, liczba pozycji w każdej z nich może osiągać kilka tysięcy. W takim przypadku, do podania nowego testowego kompletu konieczne jest kilka tysięcy taktów synchronizacji. Jednocześnie zużywana jest duża ilość energii, ponieważ dla każdego nowego wektora testowego potrzebny jest jeden takt synchronizacji. Po drugie przy przesunięciach danych w ścieżce skanującej w CUT zachodzą dodatkowe (niepotrzebne) przełączenia, które wywołują zużycie energii. Dlatego do zmniejszenia zużycia energii wykorzystuje się technikę „test-per-clock” [4].

W danej pracy przedstawiony jest nowy sposób rozwiązania problemu minimalizacji rozpraszanej mocy w układach BIST przy użyciu techniki „test-per-clock”. Sedno sposobu zawiera się w zaprzestaniu podawania impulsów synchronizacji na przerzutniki, których stan nie zmienił się w bieżącym takcie synchronizacji. Pozwala to wyeliminować niepotrzebne przełączenia w układzie BIST, dzięki czemu zmniejsza się zarówno zużycie energii, jak i średnia moc rozpraszana.

2. Analizy mocy rozproszonej

Zużywana moc w schematach CMOS może być podzielona na dwa rodzaje: statyczną i dynamiczną. Jak przedstawiono w [2], dominującą jest moc dynamiczna, ponieważ w stanie statycznym przez elementy schematu CMOS prąd praktycznie nie przepływa, a napięcie jest równe prawie zero. Natomiast moc dynamiczna jest wywoływana przelotowymi prądami, ładowaniem i rozładowywaniem pojemności logicznych elementów w momencie przełączeń.

Projektowanie samotestowania BIST oparte jest na różnych standardowych elementach bibliotecznych układów, takich jak elementy logiczne, elementy pamięci itd. Wielu producentów układów BIST wykorzystuje do syntezy swoje własne biblioteki elementów, które różnią się od siebie szeregiem parametrów, takich jak funkcje logiczne elementów, czas przejścia sygnału, zużywana moc, przełączeniowa aktywność, wyjściowy opór itp. W pracy przyjęto poniższe oznaczenia: C_0 - wejściowa pojemność elementu logicznego, V_{dd} - napięcie zasilające, E_0 - energia potrzebna na jedno przełączenie w węzle $E_0 = \frac{1}{2} C_0 V_{dd}^2$. Pojemność

węzła C_j jest wprost proporcjonalna do liczby wejść logicznych elementów z_j , podłączonych do jednego węzła, tzn. $C_j = z_j C_0$.

Biorąc pod uwagę powyższe założenia energia zużywana przez układ w trakcie jednego taktu synchronizacji, będzie zapisana następująco:

$$E_{CLK} = E_0 \sum_j z_j \alpha_j \quad (1)$$

gdzie α_j - przełączeniowa aktywność j -węzła. Wyrażenie $z_j \alpha_j$ określimy jako średnią aktywność przełączeniową WSA $_j$ (ang. Weighted Switching Activity) węzła j i będziemy wykorzystywać jako ocenę rozpraszanej w tym węzle energii. Średnią aktywność przełączeniową całego schematu w ciągu jednego taktu synchronizacji zapiszemy jako:

$$WSA_{CLK} = \sum_j WSA_j, \text{ gdzie } WSA_j = z_j \alpha_j \quad (2)$$

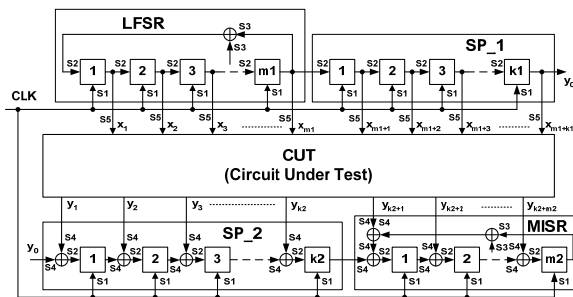
podstawiając (2) za (1), otrzymamy:

$$E_{CLK} = E_0 WSA_{CLK} \quad (3)$$

Dzieląc dane wyrażenie na długość impulsu synchronizacji, otrzymamy moc rozproszoną. W ten sposób, do oceny mocy rozproszonej konieczna jest znajomość średniej aktywności przełączeniowej każdego węzła.

3. Architektura wbudowanego samotestowania

Na rys. 1 przedstawiono typową architekturę BIST, która realizuje technikę samotestowania „test-per-clock”. Jako źródło testu wykorzystuje się $m1$ -bitowy liniowy rejestr przesuwający ze sprzężeniem zwrotnym LFSR (ang. Linear Feedback Shift Register) i $k1$ -bitową ścieżkę skanującą SP_1 (ang. Scanning Path), a jako urządzenie kompaktacji odpowiedzi wykorzystuje się $k2$ -bitową ścieżkę skanującą SP_2 i $m2$ -bitowy wielowejsiowy rejestr sygnatur MISR (ang. Multi Input Signature Register).



Rys. 1. Schemat funkcjonalny układu BIST z techniką „test-per-clock”

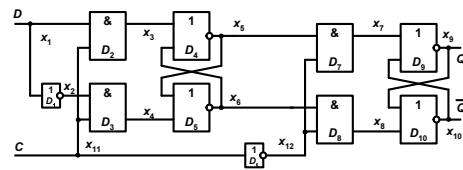
Fig. 1. „Test-per-clock” BIST technique

Oprócz ogólnych wymagań, takich jak minimalne nakłady na aparaturę i maksymalna szybkość działania, dla każdego z elementów BIST stawiane są specyficzne wymagania. Generator wektorów testowych TPG (ang. Test Pattern Generator) powinien gwarantować wysoką jakość (niezależność) wektorów testowych, które są opisane okresem generowanego ciągu oraz rodzajem wielomianu pierwotnego. Kompaktor odpowiedzi powinien gwarantować duże prawdopodobieństwo wykrycia niesprawności. Użycie jako bazowego elementu BIST przerzutników $-D$ nie zawsze pozwala osiągnąć wysoką jakość znaczących wskaźników. W [5] pokazano, że zastosowanie przerzutników $-T$ w LFSR pozwala wystarczająco znacznie zwiększyć przesunięcie fazowe. W [6] zaprezentowano przesunięcie ścieżki skanującej, które jest wykorzystywane jako źródło testów. W [7] pokazano, że zastosowanie przerzutników $-T$ pozwala zwiększyć wiarygodność analizy, ponieważ minimalna ilość n -bitowych nieujawnionych błędów jest równa trzy (przy wykorzystaniu przerzutników $-D$ n -bitowa ilość jest równa dwa). W danej pracy badana jest efektywność wykorzystania przerzutników $-T$ z punktu widzenia zużycia energii. Jak przedstawiono w [8], przerzutnik $-T$ może być zrealizowa-

ny w różny sposób. W pracy wykorzystuje się realizację przerzutnika $-T$ na podstawie przerzutnika $-D$, która zachowuje wykorzystane elementy biblioteczne z przerzutnika $-D$.

4. Analiza przełączeniowej aktywności przerzutnika $-D$ i $-T$

Przeprowadzimy analizę porównania przerzutników $-D$ i $-T$, stosowanych w samotestowaniu BIST. Na rys. 2 przedstawiono schemat synchronicznego dwustopniowego przerzutnika $-D$.

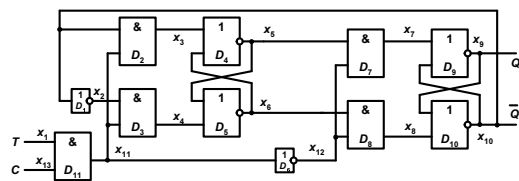


Rys. 2. Podstawowy schemat przerzutnika $-D$

Fig. 2. Flip-flop D -type

Wszystkie węzły przerzutnika (x_1 - x_{12}) podzielimy na dwie części: obwód synchronizacji (element D_6 , węzły x_{11} , x_{12}) i obwód danych (elementy D_1 - D_5 , D_7 - D_{10} , węzły x_1 - x_{10}). W pracy przyjęto, że opóźnienie sygnału w elementach logicznych jest równe zero. Zapis informacji na pierwszym stopniu przerzutnika (elementy D_1 - D_5) następuje po narastającym taktie synchronizacji, a zapis informacji w drugim stopniu przerzutnika następuje po opadającym taktie. Przy obliczaniu przełączeniowej aktywności przerzutnika będziemy brać pod uwagę, iż zmiany logicznego stanu na wejściu D mogą nastąpić tylko po opadającym taktie synchronizacji, gdy zmienia się stan w elemencie kompaktującym.

Po podaniu jednego impulsu synchronizacji (0-1-0) na wejścia układu synchronizacji (x_{11} , x_{12}) nastąpi dziesięć przełączeń (sześć w węzle x_{11} i cztery w węzle x_{12}). Liczba przełączeń w obwodzie danych (węzły x_1 - x_{10}) zależy od stanu wyjścia przerzutnika w danym taktie. Oznaczmy przez a_i – logiczny poziom na wejściu D w i -taktie pracy, a_{i-1} – logiczny poziom w $(i-1)$ -taktie pracy. Wtedy przy $a_{i-1} = a_i$ w przerzutniku nastąpią cztery przełączenia – dwa w węzle x_3 (albo x_4) i dwa w węzle x_7 (albo x_8). W przypadku gdy $a_{i-1} \neq a_i$ nastąpi 13 przełączeń (dwa w węzle x_1 , jedno w x_2 , dwa w x_3 (albo x_4), dwa w x_5 , dwa w x_6 , dwa w x_7 (albo w x_8), jedno w x_9 i jedno w x_{10}). Analogicznie obliczymy aktywność przełączeniową przerzutnika $-T$ (rys. 3).



Rys. 3. Podstawowy schemat przerzutnika $-T$

Fig. 3. Flip-flop T -type

Przy $T=1$, w bieżącym taktie przerzutnik zmienia swój stan, i wystąpieniu na wejściu synchronizacji jednego impulsu synchronizacji (0-1-0) w obwodzie synchronizacji (x_{11} , x_{12} , x_{13}) nastąpi 12 przełączeń (6 w węzle x_{11} , 4 w węzle x_{12} , i 2 w węzle x_{13}). Przy $T=0$, w bieżącym taktie przerzutnik nie zmienia swego stanu, w obwodzie synchronizacji nastąpią tylko dwa przełączenia w węzle x_{13} . W obwodzie danych przy $T=0$ nie będzie przełączeń za wyjątkiem przełączeń w węzle x_1 . Biorąc pod uwagę, że przerzutniki są wykorzystywane do projektowania LFSR, MISR, prawdopodobieństwo zmiany logicznego stanu na informacyjnym wejściu przerzutnika jest równe 0.5. W ten sposób, przy $T=0$ w obwodzie danych średnio będzie następować 0.5 przełączeń w ciągu jednego taktu. Przy $T=1$ w obwodzie danych średnio będzie następowało 13.5 przełączeń (1 w x_2 , dwa w x_3 (albo x_4), dwa w x_5 , dwa w x_6 , dwa w x_7 (albo w x_8), jedno w x_9 , trzy w x_{10} i 0.5 w węzle x_1). Średnia przełączeniowa aktywność obwodu

synchronizacji α_C i obwodu danych α_D w ciągu jednego taktu synchronizacji dla przerzutnika $-T$ i $-D$ przedstawiono w tab. 1.

Tab. 1. WSA dla przerzutników $-T$ i $-D$
Tab. 1. WSA for flip-flop type- T and type- D

Opis	-D		-T	
	α_C	α_D	α_C	α_D
przerzutnik nie zmienia swojego stanu	10	4	2	0
przerzutnik zmienia swój stan	10	13	12	13
Średnio	10	8.5	7	7

5. Obliczanie przełączeniowej aktywności BIST

W poniższym rozdziale obliczymy tylko przełączeniową aktywność samego układu BIST, zbudowanego z przerzutników $-D$. Przełączenia powstałe w testowanym układzie nie będą brane pod uwagę. W pracy założono, że każde wejście do CUT (ang. Circuit Under Test) jest wejściem do logicznego elementu, a każde wyjście podłączone jest do odpowiedniej pozycji w ścieżce skanującej SP_2 albo układu MISR.

Dlatego podzielimy wszystkie węzły układu na 5 podzbiorów. Pierwszy podzbiór S1 zawiera wejścia synchronizacji przerzutników ($/S1/=m1+k1+m2+k2$, gdzie $/S1/-$ moc zbioru S1). Drugi podzbiór S2 zawiera wejścia informacyjne przerzutników ($/S2/=m1+k1+m2+k2$). Trzeci podzbiór S3 zawiera wejścia sprzężenia zwrotnego LFSR i MISR. Układ sprzężenia zwrotnego LFSR składa się z wielowejściowego sumatora modulo dwa, który z reguły jest realizowany na dwuwejściowych bramkach XOR. Minimalna liczba wejść jest równa dwa ($\min/S3/=2$). Maksymalna liczba wejść odpowiada przypadkowi, gdy wielomian pierwotny posiada wszystkie niezerowe współczynniki i jest równe $2m1-2$ ($\max/S3/=2m1-2$). Średnia ilość węzłów sprzężenia zwrotnego wynosi $m1$. Analogicznie, dla MISR średnia liczba wejść sumatora modulo dwa w układzie sprzężenia zwrotnego jest równa $m2$. W ten sposób $/S3/=m1=m2$. Podzbiór S4 zawiera wejścia sumatorów modulo dwa, rozmieszczonych w SP_2 i MISR, które wykonują kompaktację danych testowanego schematu z wyjść $y1...y_{k2+m2}$, a także sumator rozmieszczony na wejściu MISR, w ten sposób $/S4/=2(k2=m2=1)$. Podzbiór S5 zawiera wejścia testowanego schematu $x1...x_{k1+m1}$, dlatego $/S5/=k1+m1$.

Przełączeniową aktywność wejść synchronizacji oznaczymy, jako WSA_{S1} . Biorąc pod uwagę, iż liczba wejść synchronizacji jest równa $m1+k1+m2+k2$, przełączeniowa aktywność wejść $\alpha_C=10$ (tab. 1), otrzymamy $WSA_{S1}=10(m1+k1+m2+k2)$. Analogicznie dla podzbioru S2 ($\alpha_D=8.5$), $WSA_{S2}=8.5(m1+k1+m2+k2)$. Przełączeniowa aktywność wejść, wchodzących do podzbioru S3 i S5, jest równa 0.5 (na tych wejściach jest podawana pseudolosowa sekwencja i prawdopodobieństwo zmiany logicznego stanu w każdym takcie jest równa 0.5) [9]. Dlatego $WSA_{S3}=0.5(m1+m2)$ i $WSA_{S5}=0.5(m1+k1)$. Jak zostało pokazane w [10] przełączeniowa aktywność wyjść, wchodzących do podzbioru S4, zależy od aktywności logicznych bramek AND albo OR, które jest zawsze mniejsze od 0.5 jeśli przełączeniowa aktywność na wejściach S4 jest równa 0 (założono model układu bez opóźnień) a dla bramek XOR wynosi 0.5. W niniejszych rozważaniach zakładamy, że aktywność przełączeniowa na wyjściach testowanego układu wynosi 0.5. W pracy przy obliczeniach założono, iż przełączeniowa aktywność na wyjściach testowanego układu wynosi 0.5, z czego wynika $WSA_{S4}=0.5(2k2+2m2+1)$.

Zapiszmy średnią aktywność przełączeniową układu BIST, zbudowanego z przerzutników $-D$:

$$WSA_{DF} = 10(m1+k1+m2+k2) + 8.5(m1+k1+m2+k2) + 0.5(m1+m2) + 0.5(2k2+2m2+1) + 0.5(m1+k1) = 19.5m1 + 19k1 + 20m2 + 19.5k2 + 0.5 \quad (4)$$

Przy wykorzystaniu przerzutników $-T$ zmieni się jedynie WSA_{S1} i WSA_{S2} . Dlatego analogicznie zapiszemy średnią aktywność przełączeniową układu BIST, zbudowanego z przerzutników $-T$:

$$WSA_{TF} = 7(m1+k1+m2+k2) + 7(m1+k1+m2+k2) + 0.5(m1+m2) + 0.5(2k2+2m2+1) + 0.5(m1+k1) = 15m1 + 14.5k1 + 15.5m2 + 15k2 + 0.5 \quad (5)$$

Do porównania efektywności zamiany przerzutników $-D$ na $-T$ obliczymy średnią aktywność przełączeniową BIST dla różnych wielkości LFSR, SP_1, SP_2 i MISR. Rezultaty obliczeń przedstawiono w tab. 2.

Tab. 2. Średnia aktywność przełączeniowa dla układu BIST
Tab. 2. WSA for BIST

Nr	BIST				WSA		redukcja WSA %
	m1	k1	m2	k2	przerzutnik -D	przerzutnik -T	
1	10	10	10	10	780.5	600.5	23.06
2	10	10	10	100	2535.5	1950.5	23.07
3	10	10	100	10	2580.5	1995.5	22.67
4	10	100	10	10	2490.5	1905.5	23.49
5	100	10	10	10	2535.5	1950.5	23.07
6	10	100	10	100	4245.5	3255.5	23.32
7	100	10	100	10	4335.5	3345.5	22.84
8	100	100	100	100	7800.5	6000.5	23.08

W ten sposób, zamiana przerzutników $-D$ na przerzutniki $-T$ pozwala średnio o 23% obniżyć średnią aktywność przełączeniową podczas samotestowania BIST.

6. Wnioski

Jak wynika z przeprowadzonych obliczeń, układ BIST zbudowany z przerzutników $-T$ pozwala średnio o 23% obniżyć średnią aktywność przełączeniową WSA. Rozwiązanie takie zmniejsza zużycie energii i średnią moc rozpraszaną podczas samotestowania. Wykorzystanie proponowanego rozwiązania nie wymaga modyfikacji testowanego układu i elementów bibliotecznych. Dodatkowe nakłady stanowi jedynie jedna dwuwejściowa bramka AND na każdy przerzutnik.

7. Literatura

- [1] Yeap G.P., Practical Low Power Digital VLSI Design, Kluwer Academic Publisher, 1998
- [2] Zorian Y., A Distributed BIST Control Scheme for Complex VLSI Dissipation, Proceedings of IEEE VLSI Symposium, 1993, pp.4-9.
- [3] Stroud C.E., A Designer's Guide to Built-In Self Test, Boston/Dordrecht/ London, Kluwer Academic Publisher, 2002.
- [4] Ravikumar C.P., Prasad N.S., Evaluating BIST architectures for low power // Proceedings of 7th Asian Test Symposium, 1998, 430-434.
- [5] Murashko I., Puczko M., The switching activity minimization for Low Power BIST, In book "Computer Information Systems and Industrial Management Applications", Editors K. Saeed, R.Mosdorf, Z.Sosnowski, O.P.Hilmola, Białystok, Poland, pp.218-225.
- [6] Yarmolik V.N., Murashko I., A new idea for testing vector generation in BIST // Avtomatika i Vychislitel'naja Technika, 1995, N6, pp.25-35.
- [7] Yarmolik V.N., Murashko I., Schmigman A.M., Analyzing and designing scanning path for BIST, Microelectronika, 1997, T.26, No 5, pp.350-353.
- [8] Murashko I.A., Yarmolik V.N., Schmigman A.M., A new idea for designing scanning paths in BIST, Automatic and Telemachanics, 1998, N7, pp.157-167.
- [9] Puchalski G.I., Nowoselcewa T.Y., Designing digital devices based on integrated circuit, Moscow, Radio I Svjas', 1990.
- [10] Golomb S.W., Shift Registers sequences - Holden Day, San Francisco, 1967.