

*XIII Seminarium*  
**ZASTOSOWANIE KOMPUTERÓW W NAUCE I TECHNICIE 2003**  
Oddział Gdański PTETiS

**BADANIA SYMULACYJNE DYNAMICZNEJ ODPORNOŚCI NA  
ZAKŁÓCENIA UKŁADÓW CYFROWYCH**

**Lech HASSE<sup>1</sup>, Józef PIASECKI<sup>2</sup>**

1. Politechnika Gdańska, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki  
tel: + 58 347 1884, fax: +58 341 6132, e-mail: lhasse@pg.gda.pl
2. Instytut Łączności, Pracownia P-8 w Gdańsku  
tel: +58 341 7211, fax: +58 341 7112, e-mail: j.piasecki@itl.waw.pl

Przedstawiono metodę pomiaru dynamicznej odporności na zakłócenia układów cyfrowych z zastosowaniem wzorcowego sygnału szumowego. Modyfikacja metody polega na dodatkowym ograniczeniu szerokości pasma stymulującego sygnału szumowego. Przeprowadzono badania symulacyjne z wykorzystaniem kilku modeli badanego układu cyfrowego, w tym modelu detektora progowego oraz szybkiego komparatora z histerezą, mające na celu określanie odporności na zakłócenia układów logicznych z zastosowaniem szumu gaussowskiego jako sygnału stymulującego o różnej szerokości pasma. Uzyskane wyniki potwierdziły tezę, że im węższe jest zadane pasmo sygnału szumowego, tym wyższy poziom mocy widmowej jest niezbędny do zakłócającej zmiany stanu logicznego. Jeśli szerokość pasma szumu jest znaczna, wówczas poziom gęstości widmowej mocy, niezbędny do zmiany stanu badanego układu, jest relatywnie niski.

## **1. WPROWADZENIE**

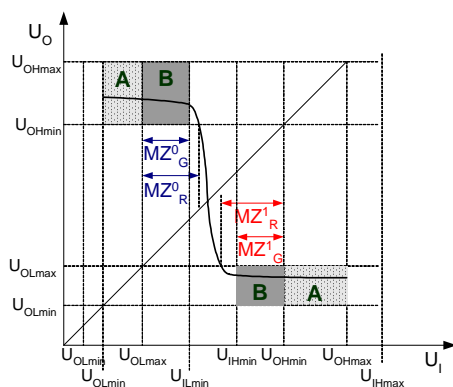
### **1.1. Wyznaczanie odporności na zakłócenia układów cyfrowych**

Zakłócenia, zwykle o charakterze impulsowym, przenikające do układu cyfrowego przez linię transmisji, zasilania lub uziemienia, mogą powodować zmianę stanów logicznych prowadzącą do wadliwej pracy systemów. Obserwuje się ciągłą tendencję do zmniejszania mocy (napięć i prądów) zasilania tych układów (zmniejszania statycznych marginesów odporności na zakłócenia) i zwiększania szybkości transmisji przez zmniejszanie wymiarów fizycznych układów, co prowadzi do wzrostu gęstości wydzielanej mocy. Badania odporności układów cyfrowych na zakłócenia dynamiczne pozwalają na sprawdzenie rzeczywistych wartości granicznych warunków poprawnej pracy tych układów. Przy doborze stymulujących testowych sygnałów zakłócających należy brać pod uwagę zarówno poziom, czas trwania, kształt przebiegów, jak i ich energię. Oddziaływanie na układ cyfrowy zewnętrznych sygnałów zakłócających, jak

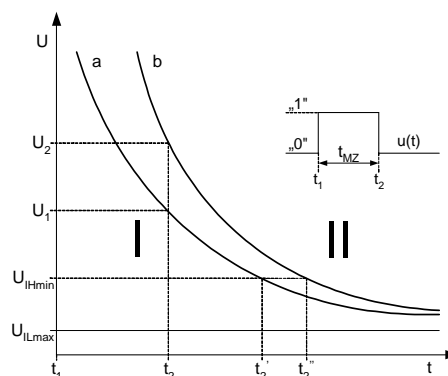
i sygnałów zakłócających pochodzenia wewnątrzukładowego, ma zwykle charakter przypadkowy, dlatego też proponowane zastosowanie pobudzenia sygnałem szumowym o stałej gęstości widmowej mocy i rozkładzie gaussowskim wartości chwilowych zamiast impulsów prostokątnych dokładniej symuluje rzeczywisty charakter występujących zakłóceń. Umożliwia to bardziej obiektywną ocenę odporności badanego układu na zakłócenia dynamiczne.

### 1.2. Miary odporności na zakłócenia

Rozrzuty produkcyjne parametrów oraz możliwości pracy układów w różnych warunkach (określanych przez dopuszczalne przedziały wartości napięć zasilających, obciążeń, temperatury, itp.) powodują konieczność wyznaczania tolerancji poziomów stanów logicznych, co pozwala z kolei na wyznaczenie statycznych (gwarantowanych i rzeczywistych) marginesów odporności na zakłócenia dla stanu wysokiego  $MZ_G^1$  i  $MZ_R^1$  oraz dla stanu niskiego  $MZ_G^0$  i  $MZ_R^0$ , odpowiednio, na podstawie poziomów przedstawionych na rys. 1 na charakterystyce napięcia wyjściowego  $U_o$  w funkcji napięcia wejściowego  $U_i$ . Obszary A i B wyznaczają strefy operacyjne dla poszczególnych stanów logicznych, przy czym A to strefy napięć w stanie ustalonym, zaś jako B oznaczono strefy, w których może wystąpić zmiana stanu logicznego na skutek występowania zakłóceń o poziomach dopuszczalnych dla obszarów A.



Rys. 1. Statyczne marginesy zakłóceń wyznaczone na charakterystyce przenoszenia przez poziomy ekstremalne oraz rzeczywiste napięcie stanu wysokiego H i niskiego L ( $MZ_G^0 = U_{ILmax} - U_{OLMAX}$ ,  $MZ_G^1 = U_{OHmin} - U_{ILmin}$ )



Rys. 2. Dynamiczne marginesy zakłóceń jako graniczne wartości amplitudy i czasu trwania impulsów (a – układy szybkie, b – układy wolne, I – obszar wartości dopuszczalnych, II – obszar wartości niedopuszczalnych)

Statyczne marginesy zakłóceń nie odzwierciedlają rzeczywistej odporności układu na zakłócenia w warunkach dynamicznych, określanej przez czas trwania  $t_{MZ} = t_2 - t_1$  (rys. 2) prostokątnego impulsu zakłócającego o ustalonej amplitudzie powodującego chwilowe przekroczenie przez napięcie wyjściowe granicznego poziomu lub zmianę stanu logicznego. Dla ustalonego czasu trwania impulsu zakłócającego graniczna amplituda jest większa dla układów wolniejszych (krzywa a) o większych wartościach czasów propagacji ( $U_2 > U_1$ ).

## 2. BADANIE ODPORNOŚCI NA ZAKŁÓCENIA Z ZASTOSOWANIEM SYGNAŁU SZUMOWEGO

### 2.1. Opis metody

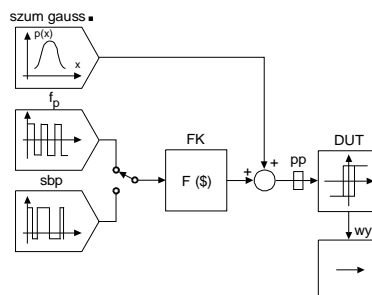
Istota metody [1,2] polega na pobudzaniu badanego układu szerokopasmowym sygnałem szumu białego o stałej gęstości widmowej mocy i rozkładzie gaussowskim wartości chwilowych oraz o szerokości pasma zawierającego częstotliwości większe od częstotliwości progowej badanego układu. Poziom sygnału szumowego zwiększa się aż do momentu zmiany stanu logicznego tego układu, a odpowiadający zmianie stanu poziom szumu, wyrażony w jednostkach gęstości widmowej mocy, przyjmuje się jako miarę odporności badanego układu na zakłócenia dynamiczne. Dolna granica zakresu częstotliwości sygnału szumowego powinna być jak najmniejsza. Iloczyn zadanej szerokości pasma energetycznego szumu i poziomu szumu wyrażonego w jednostkach gęstości widmowej mocy, odpowiadających tej zmianie stanu logicznego, przyjmuje się jako miarę odporności badanego układu na zakłócenia dynamiczne. Realizacja wyżej opisanego sposobu pomiaru zakłada zastosowanie szerokopasmowego generatora szumów, zawierającego składowe o częstotliwości przekraczającej częstotliwość progową badanego układu. Dla wykonania pomiarów bardzo szybkich układów cyfrowych wymaga to użycia skomplikowanych konstrukcyjnie generatorów szumów.

Modyfikacja tej metody polega na testowaniu badanego układu również sygnałem szumowym o stałej gęstości widmowej mocy i rozkładzie gaussowskim wartości chwilowych, przy czym pasmo energetyczne sygnału szumowego podlega teraz ograniczeniom. Szerokość pasma energetycznego szumu jest zadana, a największa częstotliwość tego pasma jest mniejsza od częstotliwości progowej badanego układu przy czym w paśmie tym korzystnie jest zawrzeć częstotliwość odpowiadającą odwrotności czasu propagacji badanego układu. Czas propagacji układu cyfrowego w dziedzinie częstotliwości jest ekwiwalentem odwrotności szerokości jego pasma przenoszenia. Parametr ten decyduje o szybkości przebiegu transmisji sygnału przez układ cyfrowy. Zawarcie w widmie sygnału pobudzającego składowej o częstotliwości odpowiadającej odwrotności czasu propagacji badanego układu, umożliwi sprawdzenie poprawności działania tego układu dla warunków najgorszego przypadku jego pracy. Poprawna odpowiedź badanego układu w tak zadanych warunkach pracy świadczy o właściwym działaniu układu w całym paśmie propagacji, aż do jego częstotliwości progowej.

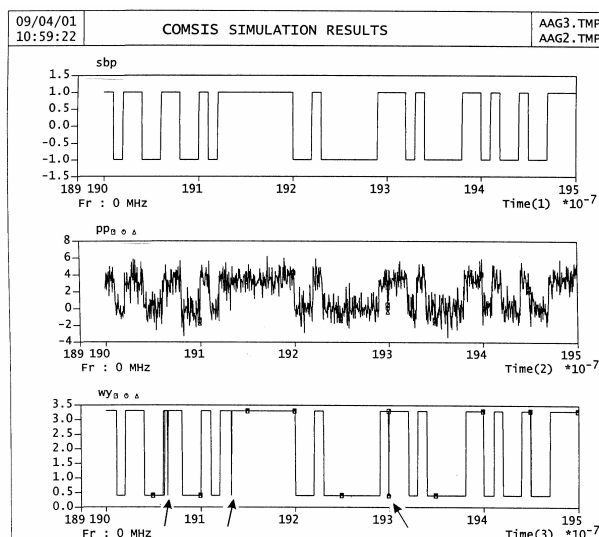
### 2.2. Badania symulacyjne

Weryfikacji metody dokonano przeprowadzając badania symulacyjne dla różnych modeli badanych układów (określając poziomy detekcji stanu logicznego na wejściu i wyjściu, czasy narastania/opadania i propagacji, wartości napięć wyznaczających warunki wysterowania modeli, rozdzielczość czasową w relacji do parametrów dynamicznych) z wykorzystaniem oprogramowania COMSIS 8.6 [5]. W modelu LV (*Low Voltage*) wykorzystano detektor progowy, zaś symulacje przeprowadzono stosując pobudzenie ciągiem prostokątnych impulsów zegarowych  $f_p$  oraz ciągiem pseudolosowych impulsów binarnych sbp (rys. 3). Oba ciągi impulsów, po korekcji i zamianie w ciąg impulsów dodatnich w bloku FK, były sumowane z szumem białym gaussowskim o stałej gęstości widmowej mocy przy określonej szerokości pasma oraz o regulowanym poziomie mocy. Przykładowe wyniki symulacji przedstawia rys. 4.



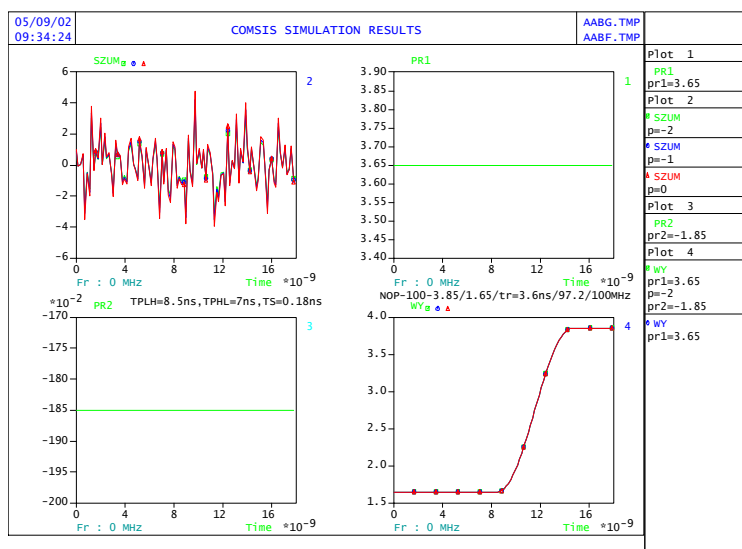


Rys. 3. Schemat blokowy modelu symulacyjnego: *szum gauss.*- generator szumu białego o rozkładzie gaussowskim i górnej częstotliwości pasma  $f_g$ ,  $fp$  – fala prostokątna,  $sbp$ -binarny sygnał pseudolosowy,  $FK$  – korektor poziomu funkcji  $F(\$)$ ,  $pp$ - sygnał wejściowy ( $FK(fp) + szum gauss.$  lub  $FK(sbp) + szum gauss.$ ),  $DUT$ - badany układ cyfrowy,  $wy$  - sygnał wyjściowy.



Rys. 4. Przykładowe wyniki badań symulacyjnych przy pobudzeniu binarnym sygnałem pseudolosowym (sbp)

Przykładowe wyniki symulacji dla układu cyfrowego SN74LVC06 firmy Texas Instrument pokazano jako ekspozycję graficzną z programu COMSIS na rys. 5. Symulacje przeprowadzono przy następujących wartościach parametrów: szerokość pasma generatora szumu  $\Delta f = 325$  MHz (częstotliwości graniczna badanego układu wynosi 318 MHz), stała  $PR1 = 0.75$  V dla zmiany stanu logicznego ze stanu H do stanu L, a dla zmiany z poziomu L do H  $PR1 = 2.1$  V; poziom L = 0.55 V, poziom H = 2.3 V (zarówno dla wejścia, jak i wyjścia DUT). Przyjmowano z reguły jednakową liczbę przetwarzanych punktów charakterystycznych (NOP) równą 100 oraz krok pomiarowy (TS) wynoszący 0.055 ns. Jak widać z rys. 5 przełączenie badanego układu z poziomu H do L następuje przy pobudzeniu szumem o poziomie mocy  $p = -25$  dB, zaś z poziomu niskiego L do H niezbędny do przełączenia poziom mocy szumów wynosił  $p = -26$  dB.



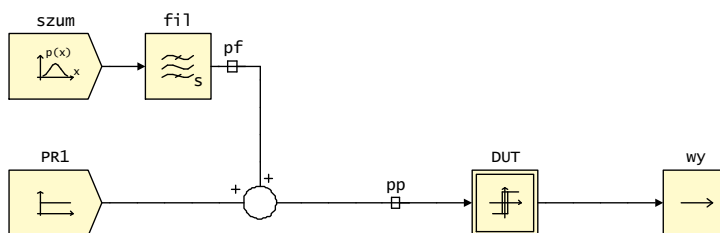
Rys. 5. Przykładowy wynik symulacji dla układu SN74AC00 (przy  $V_{CC}=5.5\text{ V}$ ) szumem gaussowskim o poziomach mocy  $p=-2, -1, 0\text{ dB}$  i  $NOP=100$

Model szybkiego komparatora umożliwia dodatkowe charakteryzowanie właściwości dynamicznych badanego układu za pomocą przebiegów czasowych tj. czasu narastania i czasu propagacji z poziomu L do poziomu wysokiego H oraz z poziomu H do poziomu L. Symulacje przeprowadzono dla 27 różnych zestawów parametrów cyfrowych układów scalonych i modeli detektora progowego oraz szybkiego komparatora, a przykładowe warunki i wyniki symulacji przedstawiono w tabelicy 1.

Tabela 1. Zestawienie wybranych warunków i wyników symulacji

IC	$V_{CC}$ V	$V_{IH}$ V	$V_{IL}$ V	PR1 V	PR2 V	$t_r$ ns	$t_f$ ns	$t_{PLH}$ ns	$t_{PHL}$ ns	$f_g$ MHz	$f_p$ MHz	P dB
UCY 7400	5.0	2.4	0.4	2.39	0.40	4.5	4.5	22	15	77.8	83	-9
UCY 7406	5.0	2.4	0.4	2.39	0.40	3.0	4.0	15	23	116.6	122	-8
UCY 7409	5.0	2.4	0.4	2.39	0.40	5.7	5.7	32	24	56	66	-9
SN 74AC00	3.0	2.1	0.9	2.09	0.90	6.7	6.7	11	9	52.2	55	-6
SN 74LVC06	2.7	2.3	0.55	2.29	0.55	1.1	1.1	3.9	3.9	318	325	-8
SN 74LVC08	2.7	2.0	0.2	1.99	0.20	1.2	1.2	4.8	4.8	291.6	300	-11
SN 74HC00	2.0	1.5	0.3	1.49	0.30	95	95	115	115	3.7	10	-8
SN 74HC00	4.5	3.15	0.9	3.14	0.90	19	19	23	23	18.4	23	-4
SN 74HC00	6.0	4.2	1.2	4.19	1.20	16	16	20	20	21.9	27	-1
SN 74HC08	2.0	1.5	0.3	1.49	0.30	95	95	125	125	3.7	9	-8
SN 54HC09	2.0	1.5	0.3	1.49	0.30	45	110	155	150	7.8	13	-8.5
SN 54HC09	4.5	3.15	0.9	3.14	0.90	14	22	36	30	25	30	-4
SN 54HC09	6.0	4.2	1.2	4.19	1.20	12	19	31	25	29.1	34	-1

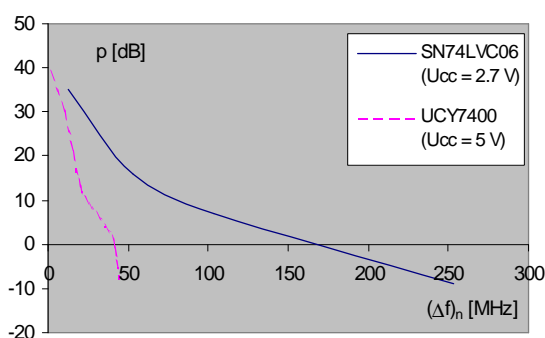
Model symulacyjny przedstawiony na rys. 6 umożliwia weryfikację zmodyfikowanej metody pomiaru odporności układów cyfrowych przy zadanej szerokości pasma energetycznego. Ograniczenie szerokości pasma sygnału szumowego uzyskano stosując odpowiedni filtr pasmowy, pozwalający na określenie szerokości pasma sygnału stymulującego, tłumienia poza pasmem przenoszenia oraz typu aproksymacji (filtr Bessela, Butterwortha, Czebyszewa, Cauera).



Rys. 6. Schemat blokowy modelu symulacyjnego badania dynamicznej odporności na zakłócenia przy zadanym paśmie szumu: szum - generator szumu białego, fil-filtr pasmowy analogowy, pf - sygnał na wyjściu filtru, PR1 - stała napięcia w [V], pp - sygnał wejściowy (szum + PR1), DUT-badany układ cyfrowy, wy - sygnał wyjściowy

Korzystając z tego modelu przeprowadzono badania dla dwóch różnych szerokości pasma szumu podawanego na wejście pp układu DUT (przyjęto aproksymację filtrem Cauera, zapewniającą maksymalnie strome zbocza filtru oraz wysoką efektywność, zarówno przenoszenia jak i tłumienia - od - 0.5 dB do - 40 dB). Dla szerokości pasma szumu od 4 do 257 MHz niezbędny jest do zmiany stanu logicznego poziom mocy szumów  $p = -9$  dB. Przy szerokości pasma od 154 do 257 MHz badany układ przełącza przy pobudzeniu poziomem mocy szumowej  $p = 7$  dB, zaś dla pasma 244 ÷ 257 MHz przy pobudzeniu  $p = 35$  dB.

Zależność poziomu gęstości widmowej mocy szumów niezbędnej do zmiany stanu logicznego dla wolnych układów logicznych (UCY7400) oraz szybszych układów CMOS (SN74LVCO6). DUT od szerokości pasma sygnału stymulującego przedstawiono na rys. 7.



Rys. 7. Wymagany poziom gęstości widmowej mocy  $p(f)$  niezbędny do zmiany stanu logicznego DUT w funkcji szerokości pasma szumu przy opisanych badaniach symulacyjnych

#### 4. KONKLUZJE

Do przełączenia układu cyfrowego potrzebna jest określona energia dostarczana do badanego układu przez sygnał pobudzający. Przeprowadzone badania symulacyjne potwierdzają możliwość określania dynamicznej odporności na zakłócenia układów cyfrowych według założeń przyjętych w zgłoszeniach patentowych [1,2]. Uzyskane wyniki symulacji potwierdzają tezę, że im węższe jest zadane pasmo pobudzającego sygnału szumowego, tym wyższy poziom mocy widmowej jest niezbędny do zakłócającej zmiany stanu logicznego badanego układu. Tym samym uzasadniono efektywność badania dynamicznej odporności na zakłócenia za pomocą sygnału szumowego o zadanym paśmie. Wyniki symulacji zostały potwierdzone w przeprowadzonych pomiarach dynamicznej odporności na zakłócenia według proponowanej metody.

#### 5. BIBLIOGRAFIA

1. Piasecki J., Spiralski L., Hasse L.: Sposób badania odporności na zakłócenia dynamiczne elektronicznych układów cyfrowych. Zgłoszenia patentowe: P.344507 (z dnia 13.12.2000 r.) oraz P.352567 (z dnia 1.03.2002 r.).
2. COMSIS 7.0. User's Guide, vol. 1 - 3, *IPSSIS*, France, 1998, with Complement to User's Guide Models Integrated in Version 8.6, 2001.
3. Golumbeanu V., Svasta P., Codreanu N. D.: The noise immunity of the digital circuits", Proc. 19<sup>th</sup> ISSE, 1996, God, Hungary, s. 114-119.
4. Low Voltage CMOS Logic Data Book", Texas Instruments, 1997, s. 7.31-7.34.

#### SIMULATION ANALYSIS OF DYNAMIC NOISE IMMUNITY OF DIGITAL CIRCUITS

The method of dynamic noise immunity measurement of digital circuits using a standard noise signal has been presented. The modification of the method rely on the additional bandwidth limitation of the stimulus noise signal. The simulations have been carried out using several models of tested digital devices including the threshold detector and the fast comparator with hysteresis models aimed on noise immunity of digital circuits investigation with the application of Gaussian noise with different bandwidth as a stimuli. The achieved results confirmed the thesis that the narrower assigned bandwidth of the stimulating noise signal the higher power spectral density level is necessary to change the logic level of the device. For the considerable white noise bandwidth the level of noise power spectral density required for changing of logic state is relatively low.

