

POLSKA AKADEMIA NAUK
KOMITET ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

KWARTALNIK
ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

ELECTRONICS AND
TELECOMMUNICATIONS
QUARTERLY

TOM 49 — ZESZYT 4

WARSZAWA 2003

RADA REDAKCYJNA

Przewodniczący

Prof. dr hab. inż. STEFAN HAHN

czł. rzecz. PAN

Członkowie

prof. dr hab. inż. DANIEL JÓZEF BEM — czł. koresp. PAN, prof. dr hab. inż. MICHAŁ BIAŁKO — czł. rzecz. PAN, prof. dr hab. inż. JAN CHOJCAN, prof. dr hab. inż. MAREK DOMAŃSKI, prof. dr hab. inż. ANDRZEJ HAŁAŚ, prof. dr inż. WŁADYSŁAW MAJEWSKI, prof. dr hab. inż. JÓZEF MODELSKI, prof. dr inż. JERZY OSIOWSKI, prof. dr hab. inż. EDWARD SĘDEK, prof. dr hab. inż. MICHAŁ TADEUSIEWICZ, prof. dr hab. inż. WIESŁAW WOLIŃSKI — czł. koresp. PAN, prof. dr inż. MARIAN ZIENTALSKI

REDAKCJA

Redaktor Naczelny

prof. dr hab. inż. WIESŁAW WOLIŃSKI

Zastępca Redaktora Naczelnego

doc. dr inż. KRYSTYN PLEWKO

ADRES REDAKCJI

00-665 Warszawa, ul. Nowowiejska 15/19 Politechnika, pok. 470
Instytut Telekomunikacji, Gmach im. prof. JANUSZA GROSZKOWSKIEGO

Dyżury Redakcji: środy i piątki, godz. 14–16

tel/fax (022) 660 77 37

Telefony domowe: Redaktora Naczelnego: 812 17 65

Zast. Red. Naczelnego: 826 83 41

Sekretarza Odpowiedzialnego: 633 92 52

Ark. wyd. 15	Ark. druk. 12	Podpisano do druku w październiku 2003 r.
Papier offset. kl. III 80 g. B-1		Druk ukończono w listopadzie 2003 r.

Skład, druk i oprawa: Warszawska Drukarnia Naukowa PAN

00-656 Warszawa, ul. Śniadeckich 8

Tel./fax: 628-87-77

Szanowni Autorzy

„Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji” — Electronics and Telecommunications Quarterly jest kontynuatorem tradycji powstałego 49 lat temu kwartalnika p.t. „Rozprawy Elektrotechniczne”.

Kwartalnik jest czasopismem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk. Wydawany jest przez Warszawską Drukarnię Naukową PAN. Kwartalnik jest czasopismem naukowym, na którego łamach są publikowane artykuły i komunikaty prezentujące wyniki oryginalnych prac teoretycznych i doświadczalnych, a także przeglądowych. Związane są one z szeroko rozumianymi dziedzinami współczesnej elektroniki, telekomunikacji, mikroelektroniki, opoelektroniki, radiotechniki i elektroniki medycznej.

Autorami publikacji są wybitni naukowcy, znani specjaliści o wieloletnim doświadczeniu, a także młodzi badacze — głównie doktoranci.

Artykuły charakteryzują się oryginalnym ujęciem zagadnienia, interesującymi wynikami badań, krytyczną oceną teorii lub metod, omówieniem aktualnego stanu, lub postępu danej gałęzi techniki oraz omówieniem perspektyw rozwojowych. Sposób pisania matematycznej części artykułów zgodny jest z wytycznymi IEC (International Electronics Commission) oraz ISO (International Organization of Standardization).

Wszystkie publikowane w Kwartalniku artykuły są recenzowane przez znanych krajowych specjalistów, co zapewnia że publikacje te są uznawane jako autorski dorobek naukowy. Opublikowane w kwartalniku wyniki prac naukowych zrealizowanych w ramach „GRANTów” Komitetu Badań Naukowych spełnia więc jeden z wymogów stawianych tym pracom.

Czasopismo dociera do wszystkich zajmujących się elektroniką i telekomunikacją krajowych ośrodków naukowych oraz technicznych, a także szeregu instytucji zagranicznych. Jest ponadto prenumerowane przez liczne grono specjalistów i biblioteki.

Każdy Autor otrzymuje bezpłatnie 20 egzemplarzy nadbitek swojego artykułu, co ułatwia przesłanie go do indywidualnych wybranych przez Autora osób i instytucji w kraju lub za granicą. Ułatwia to dodatkowo fakt, że w Kwartalniku są publikowane artykuły w języku angielskim.

Nadesłane do redakcji artykuły są publikowane w terminie około pół roku, w przypadku sprawnej współpracy Autora z Redakcją. Wytyczne dla Autorów dotycząc formy publikacji są zamieszczone w zeszytach Kwartalnika, można je także otrzymać w siedzibie Redakcji.

Artykuły można dostarczać osobiście, lub pocztą pod adresem zamieszczanym na stronie redakcyjnej w każdym zeszycie.

Redakcja

SPIS TREŚCI

A. Jakubiak, F. Świdorski: Widmowe metody klasyfikacji radiolokacyjnych zakłóceń biernych	441
S. Konatowski: Zintegrowany system pozycjonujący pojazdów lądowych	467
D. Radomski, A. Jakubiak: Systemy ekspertowe w diagnostyce medycznej	481
M. Ziembicki, J. Marzec: Sprzętowy generator liczb losowych do zastosowań kryptograficznych . . .	503
M. Tadeusiewicz, S. Hałas: Układy zawierające tranzystory MOS z krótkim kanałem: wyznaczanie wszystkich rozwiązań DC oraz charakterystyk typu wejście-wyjście	515
A. Gołda, A. Kos: Ocena parametrów użytkowych układów cyfrowych CMOS Cz. 1: Modele bramek, margines zakłóceń, czas propagacji	539
A. Gołda, A. Kos: Ocena parametrów użytkowych układów cyfrowych CMOS Cz. 2: Straty energii	567
K. Weiss, W. Szulc, B. Gniewińska: Zastosowanie w generatorach rezonatorów cięcia SC pobudzanych polem równoległym do drgań anharmonicznych	597
Informacje dla Autorów	613
Roczny spis treści	619
Lista recenzentów	623

CONTENTS

A. Jakubiak, F. Świdorski: Spectral methods of radar clutter classification	441
S. Konatowski: Integrated positioning system for land vehicles	467
D. Radomski, A. Jakubiak: Expert systems in medical diagnosis	481
M. Ziembicki, J. Marzec: Hardware random number generator designed for cryptographic systems . .	503
M. Tadeusiewicz, S. Hałas: Short-channel MOS transistor circuits: finding all the DC solutions and input-output characteristics	515
A. Gołda, A. Kos: Evaluation of utilitarian parameters of digital CMOS circuits. Part 1: Models of gates, noise margins, propagation-time delays	539
A. Gołda, A. Kos: Evaluation of utilitarian parameters of digital CMOS circuits. Part 2: Energy losses	567
K. Weiss, W. Szulc, B. Gniewińska: Lateral field excited SC-cut anharmonic mode resonators utilization in oscillators	597
Information for the Authors	616
Year contents of Electronics and Telecommunications Quarterly	619
The List of the reviewers	623

Widmowe metody klasyfikacji radiolokacyjnych zakłóceń biernych

ANDRZEJ JAKUBIAK¹, FRANCISZEK ŚWIDERSKI²

¹ *Institut Telekomunikacji, Politechnika Warszawska,
ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa,
e-mail: a.jakubiak@rekt.pw.edu.pl*

² *Centralny Ośrodek Informatyki, Politechnika Warszawska,
Plac Politechniki 1, 00-661 Warszawa,
e-mail: f.swiderski@coi.pw.edu.pl*

*Otrzymano 2003.12.15
Autoryzowano 2003.02.20*

Niniejsza praca jest poświęcona przeglądowi zagadnień i metod związanych z klasyfikacją biernych zakłóceń sygnałów radarowych. Przedstawiona została w niej natura tych zjawisk, podstawowy ich podział ze względu na rodzaj lub źródło powstawania, oraz uzasadnienie dążeń do niezawodnego rozpoznawania. Dalszą część pracy poświęcono wyborowi cech sygnału, mogących ułatwić klasyfikację oraz metodom klasyfikacji na podstawie widma sygnału odbitego, ściśle związanego ze źródłem zakłócenia. Praca zawiera także informacje o strukturach klasyfikatorów opartych na widmie i o metodach rozpoznawania zakłóceń na podstawie innych cech oraz analizę przydatności przedstawionych metod w konkretnych przypadkach i możliwych kierunków ich rozwoju.

Słowa kluczowe: zakłócenia bierne, klasyfikacja zakłóceń

1. WSTĘP

Zjawiska znane pod nazwą „radiolokacyjne zakłócenia bierne” dawały się zaobserwować od początków istnienia techniki radarowej, wykorzystującej efekt odbicia fali elektromagnetycznej od usytuowanego w przestrzeni obiektu. Pierwotne techniki radiolokacyjne były oparte na bezpośrednim odbiorze i pomiarze amplitudy odbitego sygnału, a echa od wszelkich innych obiektów niż obserwowane samoloty w wyraźny sposób zakłócały otrzymywany obraz. W lotnictwie wojskowym wykorzystywano nawet takie zakłócenia do mylenia służb informacyjnych przeciwnika; w tym celu samoloty przelatujące w zasięgu nieprzyjacielskiego radaru zrzucały duże ilości małych pasków

z cienkiej folii aluminiowej. Odbicia fal były wówczas tak liczne, że na ekranach radarów pojawiały się wielkie plamy, tak jakby leciały tysiące samolotów. Dopiero zastosowanie pomiaru fazy wracającego sygnału umożliwiło uzyskanie informacji o wywoływanym przez ruchomy obiekt efekcie Dopplera, a stąd o jego prędkości i kierunku ruchu, i to stało się podstawą do rozróżnienia między kawałkiem folii a samolotem.

Tradycyjny schemat detekcji radarowej traktował wszystkie obiekty inne niż samoloty jako nieokreślone zakłócenia, które należy wyeliminować, aby polepszyć „widzialność” samolotu. Wykorzystanie efektu Dopplera pozwoliło na skonstruowanie filtru mogącego stłumić odbicia od obiektów nieruchomych, znanego jako *wskaźnik obiektów ruchomych* (*moving target indicator – MTI*)¹. Współczesne cyfrowe filtry typu MTI polepszają o ponad 50 dB wykrywalność samolotów w pobliżu dużych obiektów naziemnych. Ale i takie urządzenia okazały się niewystarczające – „przepuszczają” odbicia od szybko poruszających się stref opadów i burz, które pojawiały się na radarze jako obiekty, często przepełniając cyfrowe systemy do analizy zbieranych danych. Istnieją wprawdzie programowalne układy do wykrywania fałszywych alarmów (*STC – sensitivity time control*), zmniejszają jednak także wykrywalność obiektów ruchomych. Następnym etapem walki z zakłóceniami biernymi było stworzenie *detektora obiektów ruchomych* (*moving target detector – MTD*) złożonego z zestawu filtrów Dopplera. Każdy z nich filtruje sygnał o innej częstotliwości, co pozwala na rozróżnienie ruchomych źródeł zakłóceń o różnych prędkościach i znacząco zwiększa możliwość odróżnienia ich od samolotów.

Dwie istotne przyczyny złożyły się na potrzebę głębszego zainteresowania samymi zakłóceniami i identyfikacji ich źródeł. Po pierwsze – wykrywanie obiektów zakłócających może być bardzo istotnym czynnikiem dla bezpieczeństwa lotów: chodzi tu o nieruchome obiekty naziemne, ale także najczęstsze czynniki ryzyka dla samolotów – zjawiska atmosferyczne (burze, oblodzenia, uskoki wiatru) oraz stada ptaków. Po drugie – w dużych centrach kontroli lotów stosowane są cyfrowe systemy śledzące, jednak ich użycie utrudnia doświadczonym operatorom wzrokowe wykrywanie niepożądanych obiektów na obrazie ekranowym, stwarzając potrzebę ich automatycznego rozróżniania.

Najbardziej typowymi cechami, jakimi możemy opisać sygnał niosący zakłócenia biernie, są: widmo odbitego sygnału, model probabilistyczny, histogramy próbek. Nowsze metody identyfikacji próbują wykorzystać także tekstury otrzymanego obrazu.

Klasyfikacja radiolokacyjnych zakłóceń biernych – rozumiana jako zaliczenie takiego zakłócenia do jednej z wcześniej określonych klas, mających pewne wspólne cechy – ma dwa podstawowe cele:

- rozpoznanie źródła zakłócenia; wówczas klasami będą typy obiektów zakłócających. Taki sposób klasyfikacji jest przydatny z punktu widzenia użytkownika sieci radiolokacyjnej, który wiedząc o istnieniu obiektu zakłócającego może odpowiednio zareagować, na przykład odstraszyć stado ptaków zbliżające się do lotniska;
- przyporządkowanie zakłócenia do pewnego modelu matematycznego; wówczas klasami mogą być różne modele zakłóceń, np. probabilistyczne albo inne dające się analitycznie

¹ W polskim nazewnictwie używa się określenia TES – tłumienie ech stałych

opisać. Metody klasyfikacji według tego kryterium znajdują zastosowanie szczególnie do projektowania torów odbiorczych radaru – wówczas, gdy ich zadaniem jest wykrycie sygnału użytecznego o poziomie niższym niż sygnały zakłócające; w tym wypadku samo źródło zakłóceń nie ma znaczenia.

W niniejszej pracy skoncentrowano się na analizie widma sygnału odbitego, które niesie w sobie wiele informacji pochodzących od rozważanych źródeł i dających się rozróżnić.

Celem pracy było przedstawienie istoty, sposobu działania i skuteczności metod klasyfikacji źródeł zakłóceń na podstawie analizy widmowej. W rozdziale 2 przedstawiono zjawiska, jakie zachodzą w obiektach zakłócających i ich wpływ na widmo odbitego sygnału. Rozdział 3 omawia charakterystyki widmowe sygnałów otrzymywanych z konkretnych klas zakłóceń. Rozdział 4 obejmuje ogólną koncepcję klasyfikatora, zagadnienie wyboru cech najbardziej przydatnych do klasyfikacji, oraz stosowane obecnie metody klasyfikacji oparte na analizie widmowej. W zakończeniu rozważono skuteczność omówionych metod w różnych sytuacjach i ich przydatność w dalszych pracach.

2. RADIOLOKACYJNE ZAKŁÓCENIA BIERNE – ŹRÓDŁA I CECHY CHARAKTERYSTYCZNE

Pierwotnego podziału źródeł zakłóceń biernych można dokonać na odosobnione (pojedyncze lub dyskretne) i na złożone (rozproszone). Każdy przedmiot w przestrzeni objętej zasięgiem radaru odbija część sygnału i zwraca część energii do anteny. Pojedynczy element odbijający powoduje odosobnione, dyskretne zakłócenie, natomiast wiele pojedynczych elementów odbijających tworzy zakłócenie złożone.

Źródła powstawania zakłóceń dają się pogrupować zasadniczo na:

- powierzchnię ziemi i obiekty nieruchome (elementy rzeźby terenu, budynki) oraz poruszające się powoli;
- duże powierzchnie wody – mórz i jezior;
- zjawiska atmosferyczne – chmury, ściany deszczu, uskoki wiatru;
- ptaki i stada ptaków.

Źródła zakłóceń powstają również w miejscach dużej turbulencji powietrza, a także przy odbiciach od stad owadów, a nawet w obszarach cieplejszego powietrza, gdzie zmieniająca się gęstość może dać efekt odbicia. Natura tych zakłóceń, zwanych potocznie „aniołami”, jest bardzo trudno uchwytna i do dziś nie stworzono skutecznych metod ich analizy.

Jako cechy charakterystyczne, pomocne przy identyfikacji zakłócenia, przyjmuje się zwykle następujące wielkości:

- skuteczna powierzchnia odbijająca;
- korelacja przestrzenna między próbkami zakłóceń;
- widmo amplitudy i widmo mocy;
- rozkład prawdopodobieństwa amplitudy.

Poszczególne typy zakłóceń wpływają na te wielkości w następujący sposób:

- a) *Zakłócenia od powierzchni ziemi i obiektów naziemnych* mają dość skomplikowany charakter ze względu na swoją niejednorodność; inne echo otrzymujemy, gdy sygnał odbija się od zwartej zabudowy miejskiej, inne gdy natrafia na wierzchołki drzew poruszane wiatrem, a jeszcze inne od naziemnych obiektów ruchomych.
- Skuteczna powierzchnia odbijająca σ jest trudna do wyznaczenia ze względu na różnorodne obiekty w polu widzenia radaru oraz nierównomierność padania wiązki na ich powierzchnię. Używa się więc pojęcia *jednostkowej powierzchni odbijającej*, σ^0 , czyli skutecznej powierzchni przypadającej na jednostkę powierzchni oświetlanej przez radar. Związek między nimi opisuje zależność

$$\sigma = \sigma^0 l \Theta_\alpha (c \tau / 2) \sec \Phi \quad (1)$$

- gdzie l – odległość odbijającej powierzchni od anteny radaru, Θ_α – 3-decybelowa szerokość wiązki anteny w płaszczyźnie azymutalnej, c – prędkość propagacji fali elektromagnetycznej, τ – czas trwania pojedynczego impulsu, Φ – kąt padania fali względem płaszczyzny ziemi. Powierzchnia jednostkowa jest słabo zależna od rozmiaru obiektu, a bardziej od kąta padania fali na jego powierzchnię. Jak dotąd istnieją tylko przybliżone wyliczenia jednostkowej powierzchni odbijające dla pewnych typowych powierzchni, np. lasu, trawy lub stosunkowo gładkich powierzchni gruntu (tzn. wtedy, gdy rozmiary nierówności nie przekraczają długości fali).
- Korelacja przestrzenna między próbkami silnie zależy od rozkładu przestrzennego obiektów. W obszarach zróżnicowanych, np. w zabudowie miejskiej zbliża się do zera, zaś dla dużych, jednolitych powierzchni współczynnik korelacji przestrzennej daje się opisać funkcją malejącą wykładniczo.
 - Widmo sygnału: w wyrażeniach analitycznych, ze względu na losowy charakter zakłóceń, najczęściej stosuje się pojęcie widma mocy $S(f)$, związane z funkcją autokorelacji czasowej $R(\tau)$ zależnością

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2)$$

Jeżeli na oświetlanej powierzchni znajdują się obiekty ruchome (wierzchołki drzew, wysokie budynki), wówczas widmo ulega rozszerzeniu, daje się też zaobserwować efekt Dopplera. Istnieją dwa modele widma mocy uwzględniające to zjawisko. Dla powierzchni ziemi porośniętej drzewami i krzewami bardziej przydatny jest tzw. model Barlowa

$$S(f) = S(0) \exp \left(-\frac{f^2}{2\sigma_f^2} \right) \quad (3)$$

gdzie $S(0)$ – wartość widma dla częstotliwości równej zero, σ_f^2 – wariancja widma mocy. W obszarze wielkomiejskim z gęstą zabudową lepsze zastosowanie ma tzw. model Fishbeina

$$S(f) = \frac{S(0)}{1 + |f/f_c|^3} \quad (4)$$

gdzie f_c — 3-decybelowa szerokość widma.

- b) *Zakłócenia od powierzchni morza* są nieco łatwiejsze do analizy z uwagi na okresowość falowania, natomiast na geometrię powierzchni wpływa prędkość i kierunek wiatru, od której zależy wysokość fal i stopień zafalowania.
- Skuteczną powierzchnię odbijania wyznacza się biorąc pod uwagę, czy kąt padania fali jest mały (dla radarów naziemnych umieszczonych na małej wysokości) – wówczas zależność (1) upraszcza się do postaci

$$\sigma = \sigma^0 l \Theta_\alpha (c\tau/2) \quad (5)$$

natomiast dla dużych kątów padania (przy radarach umieszczonych na pokładach samolotów) należy uwzględnić Θ_ϵ – 3-decybelową szerokość wiązki anteny w płaszczyźnie elewacyjnej

$$\sigma = \sigma^0 l^2 \Theta_\alpha \Theta_\epsilon / \sin \Phi \quad (6)$$

Jednostkowa skuteczna powierzchnia odbijająca zwiększa się ze wzrostem kąta padania fali elektromagnetycznej, wzrasta też ze wzrostem prędkości wiatru. Przy spokojnym morzu wartość σ^0 jest niższa przy horyzontalnej polaryzacji fali elektromagnetycznej niż przy pionowej, a na wzburzonym morzu ta różnica znika. Wartość σ^0 zwiększa się również ze wzrostem wysokości fal morskich i ze wzrostem częstotliwości fali elektromagnetycznej.

- Korelacja przestrzenna zależy od stanu powierzchni morza – ma charakter funkcji wykładniczej, szybko malejącej na spokojnym morzu, wolniej – przy wzburzonym.
 - Widmo mocy zakłóceń od powierzchni morza słabo zależy od właściwości fal radarowych, a jego kształt jest najczęściej aproksymowany krzywą Gaussa o szerokości silnie zależnej od prędkości wiatru i wysokości fal morskich (rozszerza się wraz z ich wzrostem).
- c) *Zakłócenia meteorologiczne* występują, gdy sygnał radarowy odbija się od chmury lub intensywnego opadu w postaci ściany deszczu, śniegu lub gradu. Obiekt zakłócający nie jest rozłożony na powierzchni ziemi, ale w przestrzeni powietrznej, dlatego przy wyznaczaniu charakterystycznych cech trzeba uwzględnić pionową i poziomą szerokość wiązki.
- Skuteczna powierzchnia odbijająca wyraża się wzorem

$$\sigma = \eta l^2 \Theta_\alpha \Theta_\epsilon (c\tau/2) \quad (7)$$

Parametr η nosi nazwę współczynnika odbicia i oznacza skuteczną powierzchnię odbijającą zakłócenia na jednostkę objętości. Bywa on wyrażany jako suma cząstkowych współczynników odbicia od pojedynczych rozprośnień wewnątrz komórki rozdzielczej radaru. Współczynnik odbicia η , jak zaobserwowano, ma

bardzo małą wartość przy oświetleniu powierzchni zakłócającej pod małym kątem (poniżej 10°), a silnie rośnie przy kątach przekraczających 70° . Dla małych długości fali radarowej, porównywalnych lub mniejszych od rozmiarów pojedynczych elementów źródła zakłócenia, korzystniej jest zastosować model Rayleigha, w którym współczynnik odbicia (dla zakłóceń od deszczu, śniegu, gradu) wyraża się wzorem

$$\eta = 6 \cdot 10^4 \xi^{1.6} \lambda^{-4} \quad (8)$$

w którym λ – długość fali elektromagnetycznej, ξ – intensywność opadu w mm/h na jednostkę powierzchni. Widać z niego, że intensywny opad, jakim zwykle bywa deszcz, wpływa na echo bardziej niż śnieg czy grad. Słabsze echo daje natomiast chmura lub mgła, której cząstki są wyraźnie mniejsze od długości fali.

- Przy zakłóceniach meteorologicznych występuje dodatkowe zjawisko tłumienia fali przy przejściu przez obszar chmury czy opadu. Tłumiony jest zarówno sygnał padający jak i odbity, i przy obliczeniach wprowadza się dodatkowy czynnik nazywany tłumiennością, silnie zależny od długości fali i temperatury, zwykle doświadczalnie wyznaczany dla określonych sytuacji.
 - Widmo sygnału niosącego zakłócenie meteorologiczne zawiera wiele składowych dopplerowskich. Zasadniczą powoduje ruch obiektu zakłócającego niesionego wiatrem, jednak skomplikowane mechanizmy ruchu kropelek wewnątrz chmury oraz turbulencje powodują znaczne rozszerzenie widma. Zjawisko to jest szerzej omówione w następnym rozdziale.
- d) *Zakłócenia wywołane przez stada ptaków oraz tzw. anioły* sprawiają największe problemy operatorom urządzeń radiolokacyjnych, a jednocześnie stały się bardzo ważnym zagadnieniem ze względu na realne zagrożenie, jakim dla bezpieczeństwa lotów są zderzenia z ptakami. Podczas obserwacji wizualnej trudno odróżnić sygnał odbity przez stado ptaków od echa małego samolotu. Jeden lub kilka razem lecących ptaków daje bardzo słabe echo, ale stado ptaków, zwłaszcza przelatujących w otwartej przestrzeni w pobliżu lotniska, może dać echo bardzo silne, o dużej zmienności – ze względu na ruchy wewnątrz stada, zmiany pozycji i prędkości pojedynczych ptaków, nawet lecących w szyku. Zarówno ten ruch, jak i ruchy skrzydeł ptaków znacząco wpływają na skuteczną powierzchnię odbijającą oraz na kształt widma. Parametry te są jeszcze trudniejsze do określenia w przypadku zakłóceń zwanych „aniołami”, których źródłem mogą być chmury owadów, a szczególnie efekty turbulencji powietrza – echa pojawiają się w obszarach bez widocznych elementów odbijających falę elektromagnetyczną. Mimo prób empirycznego przybliżenia parametrów takich odbić (uzyskano obrazy widma mocy zakłóceń od stad ptaków), do dziś nie stworzono modeli matematycznych dobrze opisujących parametry zakłóceń od ptaków i „aniołów”.
- W dalszej części interesować nas będą głównie widma omawianych zakłóceń i konkretne zjawiska fizyczne wpływające na nie, oraz bardziej szczegółowe, związane z widmem cechy sygnału, które mogą być pomocne w identyfikacji źródła zakłócenia.

3. CHARAKTERYSTYKI WIDMOWE ZAKŁÓCEŃ BIERNYCH

Wielkościami, które możemy otrzymać z sygnału radarowego, są amplituda, faza i częstotliwość przyjmowanych impulsów odbitych od obiektów. Impulsy wysyłane są w regularnych odstępach czasowych, na tyle często, że nawet przy obracających się antenach radarowych wiązka śledząca jest w stanie podczas jednego przejścia przez obiekt dostarczyć kilka odbić od tego samego źródła. Taka seria odbitych impulsów dostarcza informacji, np. o rozmiarze i szybkości poruszania się obiektu. Ponieważ jednak nie wszystkie takie informacje są unikalne dla różnych źródeł zakłóceń, pojawia się problem wyodrębnienia tych cech sygnału, które mogą niezawodnie określić źródło.

Ilość impulsów odbitych odebranych przez radar jest funkcją gęstości wiązki, częstotliwości powtarzania impulsów (*Pulse Repetition Frequency – PRF*) i szybkości obrotów anteny, jako wyrażonej zależnością

$$N_{\theta} = f_s t_d = f_s \frac{\theta}{\omega_a} \quad (9)$$

gdzie N_{θ} jest ilością impulsów, f_s jest częstotliwością PRF w Hz, t_d jest czasem zatrzymania wiązki na obiekcie, θ jest szerokością wiązki w radianach, a ω_a jest szybkością obrotów anteny w radianach na sekundę. Jeśli odbiornik pracuje synchronicznie z nadajnikiem, można zmierzyć i amplitudę i fazę odbitych impulsów. Faza jest związana z odległością, a zmiana fazy między impulsami (Dopplerowskie przesunięcie częstotliwości) informuje o zmianie odległości albo o prędkości. Faza φ , mierzona na odległości x od radaru nadającego, t sekund od nadania, wynosi

$$\varphi(x, t) = \varphi(0, 0) + \omega_c t - \omega_c \frac{x}{c} \quad (10)$$

gdzie $\varphi(0, 0)$ jest początkową fazą impulsu, ω_c jest częstotliwością nośną nadajnika, c – szybkością światła. Częstotliwość impulsu dla ruchomego odbiornika przedstawia się jako tempo zmian fazy

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega_c - \omega_c \frac{1}{c} \frac{dx}{dt} = \omega_c + \omega_d \quad (11)$$

co można rozłożyć na oryginalną częstotliwość nośną i przesunięcie Dopplera ω_d

$$\omega_d = -\omega_c \frac{1}{c} \frac{dx}{dt} = -\omega_c \frac{2v}{c} \quad (12)$$

To przesunięcie bierze się ze względnego ruchu odbiornika albo, w przypadku nieruchomych radarów, zmiany położenia na okręgu $2x$ wynikającą z szybkości v . Przy użyciu długości fali λ i częstotliwości Dopplera wyrażonej w hercach otrzymujemy

$$f_d = -f_c \frac{2v}{c} = -\frac{2v}{\lambda} \quad (13)$$

W synchronicznym odbiorniku częstotliwość nośna zostaje usunięta i otrzymujemy zależność $d\phi/dt = \omega_d$. Ponieważ impulsowy radar dopplerowski jest właściwie systemem próbkującym, można zdyskretyzować zależność

$$2\pi f_d = \omega_d = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = f_s \Delta\phi = f_s \phi \quad (14)$$

gdzie $\phi = \Delta\phi$ jest względną częstotliwością Dopplera. Otrzymujemy stąd zależność między szybkością obiektu a zmianą fazy między impulsami

$$v = -f_s \frac{\lambda}{2} \frac{\Delta\phi}{2\pi} \quad (15)$$

W szybkości v należy używać tych samych jednostek odległości, co w długości fali λ . Największą jednoznacznie dającą się zmierzyć częstotliwością Dopplera jest częstotliwość Nyquista $\pm f_s/2$. Większe częstotliwości będą w widmie widoczne jako niższe – jest to zjawisko określane mianem aliasing, prowadzące do niejednoznaczności. Aby otrzymać znak ϕ , potrzebna jest demodulacja zarówno fazowa, jak kwadraturowa, z czego otrzymujemy dane obrazowe w postaci zespolonej.

Inna cecha wpływająca na widmo jest związana z kształtem samego obiektu. Obiekt wykryty przez wiązkę fal radarowych w odległości l od anteny radarowej można w pierwszym przybliżeniu potraktować jak punkt położony na okręgu o środku umiejscowionym na antenie i o promieniu l . Punkt ten porusza się względem anteny z prędkością, którą można przedstawić jako sumę składowej stycznej i składowej radialnej. Obiekty o rzeczywistych rozmiarach są „przecinane” przez impuls elektromagnetyczny tylko na niewielkim fragmencie powierzchni, określanym angielskim skrótem RCS (*Radar Cross Section*). Nieregularne kształty obiektów mogą powodować znaczące zmiany RCS w trakcie przemiatania wiązki, co może wpływać na kształt widma w różny sposób dla różnych przedmiotów odbijających – zarówno obserwowanych obiektów (ang. *targets*) jak i źródeł zakłóceń biernych (ang. *clutters*).

Zjawiska kształtujące widmo odbitego sygnału można, zależnie od obiektów, zaszerzować następująco:

a) *Poruszające się obiekty*. W trakcie przejścia wiązki przez powierzchnię obiektu, nawet poruszającego się jednostajnie, RCS zmienia się, ze względu na nieregularny kształt powierzchni. zmienia się także kąt ustawienia powierzchni względem wiązki. Wszelkie manewry albo wibracje zmieniają ten punkt widzenia, a więc także obserwowaną RCS. Turbulencja w powietrzu zmienia ścieżkę lotu i zakłóca szybkość, zwłaszcza lekkim samolotom. Inne i zwykle bardziej znaczące źródła modulacji fali odbitej to obracające się śmigła i turbiny w silnikach odrzutowych.

Naziemne poruszające się pojazdy są często błędnie rozpoznawane przez operatorów radaru jako lekkie samoloty lecące wzdłuż autostrady, z powodu ich podobnej prędkości. Istnieją jednak wyraźne różnice między odbitymi od nich sygnałami. RCS samochodu jest trudno porównywalna do samolotu, którego skrzydła mają dużą

powierzchnię odbijającą. Dlatego najłatwiej obserwowalnymi na ekranie radaru są duże ciężarówki, z modulacją powodowaną obrotami kół i wibracjami. Inne obiekty, jak traktory i maszyny budowlane, zwykle poruszają się bardzo wolno i mało prawdopodobne jest, by operator mylił je z samolotami. Brak skrzydeł i zmniejszona manewrowość będzie wyrażać się w mniejszej fluktuacji RCS. Ani samochody, ani ciężarówki nie mają śmigieł, dlatego modulują odbitą falę w znacznie mniejszym stopniu. Bliskość ziemi implikuje jednak to, że jeśli obiekt jest widoczny dla radaru, takimi będą też inne nieruchome obiekty, i być może sama powierzchnia ziemi. To wprowadzi dodatkową linię widmową na częstotliwości zero.

- b) *Naziemne obiekty zakłócające.* Ta klasa obiektów obejmuje góry, zbocza wzgórz, budynki, wieże, linie energetyczne, większe rośliny (drzewa, krzewy), pola uprawne (zwłaszcza wilgotne), zbiorniki wodne. Szczególnie dokuczliwe dla operatorów są odbicia od budynków, gdyż zwykle widać je jako najsilniejsze ze wszystkich typów zakłóceń i dominują na radarach znajdujących się blisko miast. Ze swej natury zakłócenia naziemne mają stałą pozycję i nie wykazują prędkości względem radaru. Jednakże tylko niskie i masywne budynki charakteryzują się tym w pełni. Drzewa, wieże transmisyjne i wysokie budynki mają tendencję do kołysania się w zmienny sposób, zależnie od wiatru. Większe wibracje, zależnie od ich siły, także mogą być widoczne dla radaru. Obiekty rozproszone, takie jak lasy i pola uprawne, składają się z wielu obiektów odbijających widocznych wewnątrz jednej komórki rozdzielczej radaru, i efekty względnego ruchu każdego z nich sumują się. To sumowanie może albo wzmocnić albo zredukować siłę sygnału widocznego przez całą siatkę, czyli widoczne odbicie. Wahania częstotliwości albo modulacja amplitudy wynikają ze stale zmieniających się pozycji cząstkowych obiektów względem siebie. Odbicia bardziej odległych obiektów mogą się także zmieniać w zależności od współczynnika załamania atmosfery. Inwersje atmosferyczne mogą prowadzić do zjawisk kanałowych, które sprawiają, że obiekty naziemne będą dobrze widoczne poza linią horyzontu. Szybkie fluktuacje współczynnika załamania będą modulować fazę sygnału odbitego, powodując taki efekt jak ruch o niewielkiej szybkości. Mimo tego widmo wewnętrzne obiektu naziemnego zwykle jest bardzo wąskie, znacznie węższe niż składnik spowodowany ruchem samej anteny.
- c) *Zjawiska meteorologiczne – chmury, układy deszczowe i burzowe.* Głównym ich składnikiem jest woda – dobry reflektor energii radarowej, w postaci zawiesiny kropelek wody albo kryształków lodu tworząca chmury. W odróżnieniu od obiektów naziemnych chmury mogą wykazywać dużą składową prędkości względem radaru, w oczywisty sposób zależną od szybkości i kierunku wiatru. W zasadzie wszystkie kropelki wewnątrz chmury poruszają się w tym samym kierunku. Jest jednak kilka mechanizmów, które również powodują wewnętrzne ruchy. Po pierwsze, wiatr i grawitacja wpływają na indywidualną szybkość kropelek w zależności od ich rozmiaru. Większe kropelki będą słabiej reagować na zmiany szybkości wiatru, mają też tendencję do spadania w kierunku ziemi szybciej, gdy nie ma prądów wstępujących. Prądy powietrzne, wywołane różnicą ciśnień, to ruchy mas powietrza, które same w sobie powodują odbijanie fal radarowych. Burze z piorunami są przykładem układów

chmur ze szczególnie gwałtowną turbulencją tego typu. Drugim mechanizmem ruchu wewnętrznego jest turbulencja mechaniczna, obecna w chmurach na małej wysokości i powodowana przez nierówne zmiany powierzchni ziemi i przeszkody takie jak góry i budynki. Ta turbulencja, choć nie tak poważna jak w burzach, może także powodować znaczne zmiany szybkości kropelek względem siebie. Trzecim mechanizmem jest uskok wiatru, albo radykalnie różne kierunki i szybkości wiatru na różnych wysokościach.

Turbulencja, albo (w makroskali) losowe wewnętrzne ruchy kropelek wody wpływają modulująco na dającą się zmierzyć szybkość układu chmur. Oczywiście im większa turbulencja, tym większa będzie modulacja. Drżenie częstotliwości zwykle nie wynika z samej wielkiej liczby obiektów rozpraszających, chociaż może być obserwowane przy uskoku wiatrowym. Wówczas nakładają się dwa lub więcej obszarów zakłócających, każdy ze swoją ogólną prędkością, co przejawia się w przestrzennym nakładaniu się obrazów.

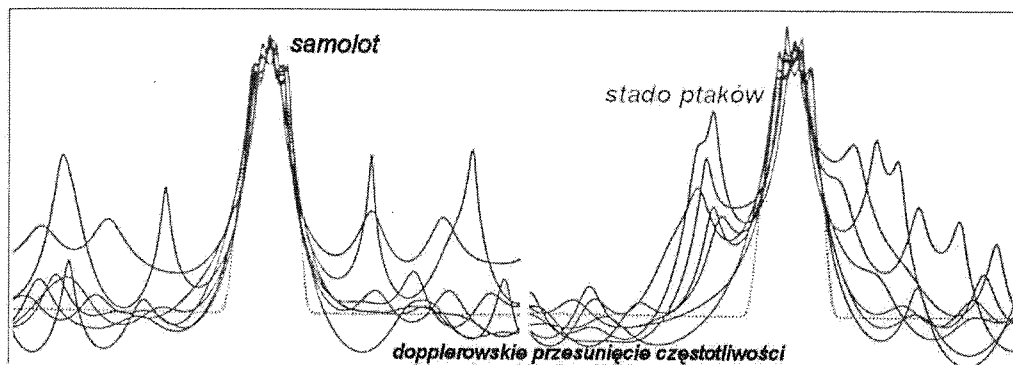
Jeszcze inny mechanizm, dotyczący widma zakłóceń, to *rozszerzenie wiązki*. Wysokość i szerokość azymutalna wiązki jest na tyle duża, że cząstki przechodzące ze stałą prędkością w jej różnych punktach pokażą różne częstotliwości Dopplera. To jest prosta konsekwencja zmieniającej się geometrii i prowadzi do minimalnej szerokości widmowej, nawet przy braku jakiegokolwiek wewnętrznego ruchu.

- d) *Ptaki i stada ptaków*. Bardzo trudno skojarzyć wizualne obserwacje na ekranie radaru z odbiciami od ptaków. Oprócz dużej liczby odbić dla stad każde indywidualne echo, zarówno pod względem siły jak szybkości, jest podobne do małego samolotu. Odbicia od pojedynczych ptaków są zwykle za słabe żeby je zobaczyć na szerokozakresowych radarach nadzorujących, i tylko wielkie stada ptaków, zależnie od ilości ptaków widocznych przez pojedynczą komórkę radaru, dają pojedyncze silne echa. Inaczej niż krople wody, ptaki nigdy się nie poruszają ani dokładnie z tą samą prędkością, ani dokładnie w tym, samym kierunku. Wewnątrz stada ptaki ciągle przesuwają się względem siebie, nawet jeśli lecą zwartym szykiem. To powoduje wielkie fluktuacje w sile echa widzianego przez całą siatkę, zależnie od sumy indywidualnych odbić w różnych chwilach tworzące się i zanikające – bardzo szerokie będzie więc widmo pochodzące od wewnętrznego ruchu w stadzie.

Odbicia od ptaków dobrze są znane jako modulowane uderzeniami skrzydeł, gdyż ruch skrzydła implikuje silne wariacje RCS. Ruch skrzydeł powoduje także szybkie zmiany szybkości względnej, gdyż ptak wznosi się i opada. Jest to lepiej widoczne niż odbicia od samych skrzydeł, które mają małą masę i nie odbijają dobrze energii radarowej. Modulacja od uderzeń skrzydeł, jak i prędkość istotnie zależy od gatunku. Ogólnie rzecz biorąc, echa od ptaków pokazują najbardziej zmienne widmo pośród wszystkich typów zakłóceń.

Zmiany w RCS, powodowane ruchem skrzydeł, modulują amplitudowo cały odbijany sygnał. To dodaje do widma wstęgi boczne. Ich siła jest proporcjonalna do zakresu fluktuacji RCS, a ich rozwinięcie jest funkcją częstotliwości zmian. Na rysunku 1 widać zarówno modulację amplitudy, jak i częstotliwości, dla widma aproksymowanego metodą maksymalnej entropii. Sygnał modulujący był pojedynczą sinusoidą 20Hz,

dobraną tak, aby otrzymać wskaźnik modulacji 50% dla przypadku AM i odchylenie szczytu 20 Hz dla przypadku FM. Widać z niego, że modulacja częstotliwości staje się dominująca i rozszerza widmo znacznie bardziej niż poszczególne wybrane poziomy modulacji amplitudy. Modulacja sygnałem 20-hercowym jest typowa dla skrzydeł niektórych gatunków ptaków i odchylenia widma Dopplera dla odbić od ptaków.



Rys. 1. Złożenie widm sygnału odbitego od samolotu i stada ptaków. Do widma samolotu dodatkowe prążki wnosi praca silników, do widma ptaków — trzepotanie skrzydeł (opracowano na podstawie [1])

Fig. 1. Composition of spectra when the signal has been reflected from an aircraft and bird flock. Additional bands in the aircraft spectrum have been added by the work of engines; in the bird spectrum — by the wingbeat (developed basing on [1])

4. KLASYFIKACJA ZAKŁÓCEŃ

4.1. UZYSKIWANIE OPTYMALNYCH CECH SYGNAŁU

Zgodnie z celem pracy, będziemy dalej zajmować się klasyfikacją jako procesem identyfikującym źródło zakłócenia. Proces ten musi być poprzedzony wyodrębnieniem z otrzymanego sygnału charakterystycznych cech związanych z rodzajem rozpoznawanego zakłócenia. Proces ten często utrudniają zanieczyszczenia sygnału, nie dające się przypisać do żadnej klasy zakłóceń biernych.

Próbkę sygnału radarowego można przedstawić jako chwilową wartość amplitudy S i fazy φ , przedstawioną w postaci fazowo-kwadraturowej

$$I = S \cos \varphi, \quad Q = S \sin \varphi \quad (16)$$

Wartości zmierzone I' i Q' koryguje się według zależności

$$I = k_1 I' \text{ i } Q = k_2 (Q' + k_3 I) \quad (17)$$

gdzie $k_1 = 1/k_C$, $k_2 = 1/\cos \delta$, $k_3 = \sin \delta$; w tych zależnościach k_C jest stosunkiem wzmocnienia między kanałami, a δ – błędem kwadraturowym, miarą odchylenia od

ortogonalności. I' i Q' nazywa się parametrami zerowej średniej, a wyrażane w tych zależnościach przesunięcia szacuje się przy użyciu próbek szumu termicznego. Dla uzyskania „czystych” próbek danych konieczne jest właściwie ustawienie przetwornika analogowo-cyfrowego.

Najistotniejsze dające się wyodrębnić cechy są związane z kształtem i zmiennością widma Dopplera, które odzwierciedla wewnętrzny ruch w źródle zakłóceń. Rozkład przestrzenny i względny rozmiar obiektów odbijających można najlepiej zaobserwować porównując kolejne przejścia wiązki sygnału, przy użyciu technik obróbki obrazu i rozpoznawania syntaktycznego. Zmiany względnego rozkładu przestrzennego w ramach jednej komórki rozdzielczej można oszacować i potraktować jako cechę.

Ogólnie pojęta częstotliwość Dopplera sama w sobie nie jest charakterystyczna dla żadnego źródła zakłócenia i silnie zależy od jego kierunku ruchu względem radaru.

Siła sygnału może być potraktowana jako użyteczna cecha, jeśli radar jest skalibrowany; dla radarów nadzorczych w zasadzie się tego nie stosuje. Na siłę sygnału odbitego wpływa wiele czynników, w tym pozycja obiektu względem wiązki.

Do wyodrębniania cech widma zostało użyta metoda opracowana przez J. P. Burga w roku 1968 dla potrzeb NATO; oblicza się w niej współczynniki odbicia na podstawie analizy widma metodą największej entropii. W obliczeniach stosuje się częstotliwość przewidywania błędów (prediction error frequency – PEF), służącą do minimalizacji mocy błędu predykcji w każdym stanie, przy czym jako „pierwszy stan” rozumiemy pierwotne dane na wejściu filtra

$$f_n^{(0)} = b_n^{(0)} = x_n \quad (18)$$

gdzie $f_n^{(m)}$ i $b_n^{(m)}$ są uprzednim i wstecznym błędem dla filtra błędu predykcji rzędu m . Kolejne stany są obliczane przy użyciu filtra drabinowego, opisanego parą równań

$$f_n^{(m)} = f_n^{(m-1)} + \rho_m b_{n-1}^{(m-1)} \quad \text{oraz} \quad b_n^{(m)} = b_{n-1}^{(m-1)} + \rho_m^* f_n^{(m-1)} \quad (19)$$

Współczynnik odbicia ρ_m został opisany w pracy Burga [10] jako rzeczywista wartość otrzymywana z rzeczywistych próbek danych, wyrażona formułą

$$\rho_m = -2 \frac{\sum_{n=m+1}^N f_n^{(m-1)} b_{n-1}^{*(m-1)}}{\sum_{n=m+1}^N \left[\left| f_n^{(m-1)} \right|^2 + \left| b_{n-1}^{(m-1)} \right|^2 \right]} \quad (20)$$

w której N oznacza łączną liczbę próbek danych.

Wielkość współczynnika odbicia ρ_m zależy od siły otrzymywanego sygnału, a z tego można wysnuć wniosek, że średnia moc sygnału da się zmierzyć do użytku w dalszych obliczeniach. Dla ciągu N próbek średnia moc (przy założeniu ergodyczności) wyraża się wzorem

$$P_0 = E[x_n x_n^*] \approx \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n x_n^* \quad (21)$$

w którym E jest operatorem uśredniania probabilistycznego.

Moc sygnału P_0 jest średnią wartością w całym obserwowanym „oknie”. Rozmiar tego okna zależy od czasu, przez jaki wiązka radarowa widzi pojedynczy obiekt rozpraszający; na ten czas z kolei wpływa szybkość obrotu anteny, częstotliwość powtarzania impulsów (PRF) i szerokość wiązki. Fala odbita od pojedynczego obiektu jest zmodulowana amplitudowo funkcją o kształcie zwykle zbliżonym do funkcji Gaussa. Jeśli zaś obiektów odbijających jest więcej, rozmieszczonych na dużym obszarze, otrzymamy bardziej złożoną funkcję modulującą i koniecznym staje się obliczenie pewnej miary rozkładu amplitudy. Taką miarą jest znormalizowana wariancja dla amplitud pojedynczych próbek $s = |x|$, wyrażana wzorem

$$P_{var} = \frac{E[(s - \bar{s})^2]}{E(s)^2} = \frac{P_0 - \bar{s}^2}{P_0} = 1 - \frac{\bar{s}^2}{P_0} \quad (22)$$

gdzie $\bar{s}$ jest wartością średnią s . W ten sposób otrzymujemy kolejną cechę, użyteczną przy oddzielaniu rozproszonych źródeł zakłóceń od pojedynczych obiektów. Cecha ta jednak nie dostarcza pełnych informacji o zmienności sygnału wewnątrz okna obserwacyjnego. Porównuje się więc poziomy mocy w środku okna (P_I) i na jego obrzeżach (P_E), co daje cechę pozwalającą rozróżnić między wypukłym i wklęsłym kształtem sygnału:

$$P_{dif} = \frac{P_I - P_E}{P_0} = \frac{N}{N_E} \left[\frac{P_I}{P_0} - 1 \right] \quad (23)$$

gdzie $NP_0 = N_I P_I + N_E P_E$ a $N = N_I + N_E$ jest łączną liczbą próbek w każdym obliczeniu. Stosunek N/N_E jest stałą, którą przy stałej liczbie próbek można zignorować, wówczas ta cecha sprowadza się do wzoru

$$P^{dif} = \frac{P_I}{P_0} - 1 \quad (24)$$

Dla uzyskania niewielkiego błędu istotna jest odpowiednio duża liczba próbek, jednakże jej arbitralne zwiększanie prowadzi do włączenia zakłóceń od obiektów spoza pojedynczej komórki rozdzielczej radaru. O ile może to być użyteczne przy zakłóceniach od obiektów rozproszonych, ale jednorodnych – w pozostałych przypadkach otrzymamy widma złożone, a dla skutecznej klasyfikacji trzeba tego unikać. Możliwym rozwiązaniem jest pobieranie próbek ograniczonych do pewnego poziomu tłumienia, zależnego od szerokości wiązki i azymutalnej szerokości anteny. Dla uzyskania odpowiedniej ilości próbek używa się kilku równoległych serii czasowych i na ich podstawie szacuje jeden wypadkowy współczynnik odbicia. W tym celu w pracy [11] zaproponowano przekształ-

cenie współczynnika odbicia Burga do postaci wielosegmentowej – tak, że kilka filtrów drabinowych używa tego samego współczynnika odbicia. Wzór Burga jest wówczas przedstawiony w postaci

$$\rho_m = -2 \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{n=m+1}^N f_{n,k}^{(m-1)} b_{n-1,k}^{*(m-1)}}{\sum_{k=1}^K \sum_{n=m+1}^N \left[\left| f_{n,k}^{(m-1)} \right|^2 + \left| b_{n-1,k}^{(m-1)} \right|^2 \right]} \quad (25)$$

gdzie $f_{n,k}^{(m)}$ i $b_{n,k}^{(m)}$ są uprzednim i wstecznym błędem dla k -tego filtra błędu predykcji w m -tym stanie. Kolejne stany filtra drabinowego opisujemy równaniami

$$f_{n,k}^{(m)} = f_{n,k}^{(m-1)} + \rho_m b_{n-1,k}^{(m-1)} \text{ oraz } b_{n,k}^{(m)} = b_{n-1,k}^{(m-1)} + \rho_m^* f_{n,k}^{(m-1)} \quad (26)$$

K jest łączną liczbą filtrów, z których każdy jest inicjowany wartością próbek z k -tej serii

$$f_{n,k}^{(0)} = b_{n,k}^{(0)} = x_{n,k} \quad (27)$$

i używa tego samego współczynnika odbicia ρ_m . Wyliczony współczynnik normalizujemy do środkowej częstotliwości przekształcając do postaci

$$\rho'_m = \rho_m \exp(-jm\phi) \text{ gdzie } \phi = \arg(-\rho_1) \quad (28)$$

Podobnie średnią moc sygnału P_0 normalizujemy do znanej mocy szumu termicznego W . Wielkości P_0 , ρ'_m , P_{var} , P_{dif} oraz średnia częstotliwość Dopplera ϕ są parametrami opisującymi zbiór cech użytecznych do klasyfikacji źródła zakłóceń.

Wielkością, na którą warto również zwrócić uwagę, jest stosunek sygnał-szum (ang. *Signal-to-Noise Ratio* – SNR). Amplituda odbitego sygnału, wobec tego i SNR, same w sobie nie niosą użytecznych informacji o źródle zakłóceń, a nawet uważane są za szkodliwe [1]. Doświadczalne obserwacje relacji między SNR a współczynnikami odbicia pozwalają jednak dostrzec pewne prawidłowości. Z zależności (28) otrzymujemy moduł ρ_1 związany ze stosunkiem sygnał-szum n_0 jako:

$$r = |\rho_1| = \frac{n_0}{1 + n_0} \quad (29)$$

dzięki czemu można wyrazić SNR w postaci znormalizowanej

$$u_0 = 10 \log(n_0) = 10 \log\left(\frac{r}{1-r}\right) \quad (30)$$

Stosunek średniej mocy sygnału do mocy sygnału termicznego możemy wyrazić w decybelach jako

$$U_0 = 10 \log(P_0/W) \quad (31)$$

Doświadczalne zależności między SNR a współczynnikami odbicia przedstawione są szeroko w pracach [1] i [2]. Widoczne podobieństwo między nimi dla samolotów i obiektów nieruchomych pozwala przyjąć uproszczenie pomocne w procesie klasyfikacji: połączenie tych dwóch klas w jedną wspólną. Dopiero po zaliczeniu obiektu do tej wspólnej klasy następuje rozróżnienie przy użyciu filtru MTI obiektu ruchomego od nieruchomego.

4.2. METODY KLASYFIKACJI NA PODSTAWIE WIDMA

4.2.1. Klasyfikacja probabilistyczna – przy użyciu teorii decyzyjnej Bayesa

Metoda klasyfikacji z wykorzystaniem reguł Bayesa została opracowana przez Wolfganga Stehwiena [1] i Simona Haykina [2] w latach 1989–1991. Zaklasyfikowanie zakłócenia do jednej z możliwych klas c_i – gdy otrzymaliśmy jego wektor cech użytecznych $\mathbf{y}$ – polega na określeniu tej, do której wektor cech należy z największym prawdopodobieństwem „po zdarzeniu” (*a posteriori*).

$$P(c_j|\mathbf{y}) > P(c_i|\mathbf{y}) \text{ dla wszystkich } i \neq j \quad (32)$$

Rzadko jednakże to prawdopodobieństwo jest znane albo daje się prosto określić, a czasem łatwiej jest znaleźć prawdopodobieństwo *a priori*. Opieramy się przy tym na warunkowej gęstości prawdopodobieństwa dla klas $p(\mathbf{y}|c_i)$, która opisuje statystykę wektora cech $\mathbf{y}$ dla procesu stochastycznego należącego do klasy c_i . Pozwala to na użycie reguły Bayesa

$$P(c_i|\mathbf{y}) = \frac{p(\mathbf{y}|c_i)P(c_i)}{p(\mathbf{y})} \quad (33)$$

gdzie

$$p(\mathbf{y}) = \sum_{i=1}^L p(\mathbf{y}|c_i)P(c_i) \quad (34)$$

a L jest liczbą klas branych pod uwagę. Wynikająca z równania (31) gęstość $p(\mathbf{y})$ jest gęstością mieszaną, niezależną od indeksu i , może więc być pominięta przy znajdowaniu maksimum dla równania (30).

Bardzo możliwe jednak, że w praktyce podejmowanie decyzji tylko na podstawie prawdopodobieństwa jest niewystarczające, a mylne zaklasyfikowanie np. stada ptaków jako deszczu przy obsłudze ruchu lotniczego jest obciążone ogromnym ryzykiem, zaś pomyłka w odwrotną stronę nie będzie miała aż tak niedobrych następstw. Jeżeli przyjmimy pewną wielkość λ związaną z ryzykiem podjęcia akcji α_i gdy zakłócenie należy do klasy c_j – zapisywane jako $\lambda(\alpha_i|c_j)$ Z tego wyliczamy tzw. ryzyko warunkowe związane z akcją α_i przy uwzględnieniu wektora cech $\mathbf{y}$.

$$R(\alpha_i|\mathbf{y}) = \sum_{j=1}^L \lambda(\alpha_i|c_j)P(c_j|\mathbf{y}) \quad (35)$$

Podejmowanie optymalnej decyzji sprowadza się wówczas do wybrania tej akcji, która niesie ze sobą najmniejsze ryzyko, a stosowanie tej reguły daje minimalizację ogólnego ryzyka Bayesa R (zostało to wykazane w pracy [4])

Z równań (17) i (19) otrzymujemy

$$R(\alpha_i | \mathbf{y}) = \sum_{j=1}^L \lambda(\alpha_i | c_j) \frac{p(\mathbf{y} | c_j) P(c_j)}{p(\mathbf{y})} \quad (36)$$

co przekształcamy do postaci

$$R(\alpha_i | \mathbf{y}) p(\mathbf{y}) = \sum_{j=1}^L \lambda(\alpha_i | c_j) P(c_j) p(\mathbf{y} | c_j) \quad (37)$$

Wielkość $R(\alpha_i | \mathbf{y}) p(\mathbf{y})$ można nazwać „ryzykiem ważonym”. Używanie tej wielkości zamiast $R(\alpha_i | \mathbf{y})$ nie wpływa na wynik procesu decyzyjnego. Wielkości $\lambda(\alpha_i | c_j)$ i $P(c_j)$, w odniesieniu do kolejnych rozważanych klas, przedstawiają odpowiednio wymiar konsekwencji błędnej decyzji oraz prawdopodobieństwo wystąpienia zakłóceń z kolejnych klas.

Jeśli nie ma innych okoliczności, można przyjąć, że wszystkie typy zakłóceń mogą wystąpić z jednakowym prawdopodobieństwem, a każda błędna klasyfikacja niesie podobne konsekwencje. W praktyce często bywa inaczej, ale takie okoliczności zwykle są z góry znane (np. na podstawie prognoz meteorologicznych). Przy tym założeniu można sformułować zerjedynkową funkcję konsekwencji

$$\lambda(\alpha_i | c_j) = 1 - \delta_{ij}, \text{ gdzie } \delta_{ij} \text{ jest tzw. deltą Kroneckera,} \quad (38)$$

która przyjmuje wartość: 0 dla $i = j$ (klasyfikacja poprawna); 1 dla $i \neq j$ (klasyfikacja błędna). Podstawiając do wzoru (37) otrzymujemy

$$R(\alpha_i | \mathbf{y}) = \sum_{j \neq i}^L P(c_j | \mathbf{y}) = 1 - P(c_i | \mathbf{y}) \quad (39)$$

Ryzyko błędnej decyzji jest wówczas stopą błędów, i jej minimalizacja jest równoważna maksymalizacji prawdopodobieństwa *a posteriori* wyrażonego w równaniu (40). Klasyfikator oparty na tej regule nazywa się angielskim skrótem MAP (maximum *a posteriori* probability). Podstawiając $P(c_i) = 1/L$ dla każdego i , otrzymujemy z równania (39)

$$(R(\alpha_i | \mathbf{y}) - 1) p(\mathbf{y}) L = -p(\mathbf{y} | c_i) \quad (40)$$

co nam daje regułę klasyfikacji opartą na funkcji gęstości prawdopodobieństwa zależnej od klasy. Zamiast funkcji ryzyka możemy użyć funkcji dyskryminacyjnej, która zaklasyfikuje wektor cech $\mathbf{y}$ do klasy c_j jeżeli

$$g_j(\mathbf{y}) > g_i(\mathbf{y}) \text{ dla wszystkich } i \neq j. \quad (41)$$

która
nego

W ogólnym przypadku $g_i(\mathbf{y}) = -R(\alpha_i|\mathbf{y})$, a jeśli wszystkie klasy są jednakowo prawdopodobne i jednakowe ryzyko błędnego rozpoznania, $g_i(\mathbf{y}) = p(\mathbf{y}|c_i)$. W wielu sytuacjach wystarczająco dobrym przybliżeniem rzeczywistej gęstości jest funkcja Gaussa, zapisana w postaci kowariancyjnej.

(36)

$$p(\mathbf{y}) = \frac{1}{(2\pi)^{d/2} |\Sigma|^{1/2}} \exp[-(1/2)(\mathbf{y} - \mu)^t \Sigma^{-1} (\mathbf{y} - \mu)] \quad (42)$$

gdzie wektor wartości oczekiwanej $\mu = E[\mathbf{y}]$ i macierz kowariancji $\Sigma = E[(\mathbf{y} - \mu)(\mathbf{y} - \mu)^t]$.

Definiując funkcję dyskryminacji

(37)

$$g_i(\mathbf{y}) = \ln[p(\mathbf{y}|c_i)] \quad (43)$$

kości
 $p(c_j)$,
miar
nych

otrzymujemy

$$g_i(\mathbf{y}) = -(1/2)(\mathbf{y} - \mu_i)^t \Sigma_i^{-1} (\mathbf{y} - \mu_i) - (d/2) \ln(2\pi) - (1/2) \ln |\Sigma_i| \quad (44)$$

noją
iesie
kle są
ożna

Z tego równania można usunąć stałe, co prowadzi do nowej funkcji dyskryminacji

$$g'_i(\mathbf{y}) = (\mathbf{y} - \mu_i)^t \Sigma_i^{-1} (\mathbf{y} - \mu_i) + \ln |\Sigma_i| \quad (45)$$

Zmiana znaku wymaga, by klasyfikować dla minimalnej wartości $g'_i(\mathbf{y})$, a zatem przypisujemy wektor $\mathbf{y}$ do klasy c_j jeżeli

(38)

$$g'_j(\mathbf{y}) < g'_i(\mathbf{y}) \text{ dla wszystkich } i \neq j. \quad (46)$$

kacja

Wielkość $D_i^2(\mathbf{y}) = (\mathbf{y} - \mu_i)^t \Sigma_i^{-1} (\mathbf{y} - \mu_i)$ jest znana pod nazwą *odległości kwadratowej Mahalanobisa między $\mathbf{y}$ a μ_i* .

(39)

Opisana powyżej metoda została najpełniej zrealizowana przez Wolfganga Stehwiena i opisana w pracy [1]. Jednym z kluczowych zagadnień wpływających na trafność klasyfikacji było właściwe uczenie używanej struktury. Założono analizę danych z pojedynczej komórki rozdzielczej, przy stałej częstotliwości powtarzania impulsów (PRF), zastosowaniu układu STC i liniowej polaryzacji. Użyty do komputerowych obliczeń algorytm obejmował:

jest
naniu
mum
jemy

(40)

– fazę uzyskiwania użytecznych cech sygnału, polegającą głównie na obliczaniu zespolonego współczynnika odbicia przy użyciu wielosegmentowego wzoru Burga (25). Jedna komórka rozdzielcza o 3-decybelowej szerokości zawierała 3 serie po 15 próbek azymutalnych. Nie wszystkie mogły być uważane za niezależne, dlatego, w celu zmniejszenia wpływu odbić z przyległych komórek, zwykle brano pod uwagę próbki z szerokości 10-decybelowej, których w jednej serii było 29. Doświadczalne poszukiwane optymalnej łącznej liczby próbek mogących być traktowanymi jako niezależne – pomiędzy 3×15 a 3×29 – na podstawie obserwacji zakłóceń ze znanych źródeł wskazało liczbę 61. Z uwagi na trzy równoległe serie czasowe użyto trzech filtrów drabinkowych (wielkość K w równaniu 25) i filtrów rzędu czwartego lub nieco

(41)

większego – zbyt duży rząd filtra komplikował obliczenia ale nie powodował dalszego zwiększenia rozdzielności klas. Obliczony współczynnik odbicia był normalizowany do postaci (28). Faza ta obejmowała także obliczanie cech P_{var} i P_{diff} zgodnie z zależnościami (22) i (23).

- fazę uczenia klasyfikatora. Przyjęto zasadę uczenia z nadzorem, wymagającą przedstawienia znanych wzorców. Wymagało to uważnego zbierania danych – próbek sygnału zakłóconego źródłami nie występującymi łącznie – z uwzględnieniem czasu i miejsca ich zbierania, ukształtowania terenu i warunków pogodowych, tak by zminimalizować wpływ zakłóceń przypadkowych. Tak wyselekcjonowane dane zastosowano w algorytmie parametrycznym Bayesa, obliczając dla każdego wektora cech x funkcję dyskryminacyjną $g'_i(x)$ dla każdego zdefiniowanego prototypu klasy zakłóceń. Zaszeregowanie wektora do klasy c_j następowało, gdy spełniał on zależność (41).

Pewną trudność w całym procesie sprawia podział klas zakłóceń na podklasy. Każda z nich (np. w przypadku zjawisk atmosferycznych mogą to być deszcz, burza, turbulencja, uskok wiatrowy) daje nieco odmienne widmo, wykazują także wiele cech wspólnych. Błędna klasyfikacja pomiędzy nimi jest jednak mniej ryzykowna niż zaszeregowanie do innej „głównej” klasy. Autorzy metody, dla zmniejszenia ryzyka takich pomyłek, proponują komputerową analizę różnych możliwych scenariuszy oraz użycie metod rozpoznawania wzorców. Wszystkie wyniki otrzymano przy stosunku sygnał-szum w zakresie od 17 do 24 dB.

Przetestowanie około 100 tysięcy znanych próbek dało wyniki klasyfikacji przedstawione w tabeli 1. Tabela 2 obrazuje wyniki przy uwzględnieniu tylko trzech klas głównych i późniejszego zastosowania filtru MTI do odróżnienia samolotów od innych obiektów.

Tabela 1

Wyniki klasyfikacji przy użyciu algorytmu Bayesa zakłóceń podzielonych na 6 klas

Results of classification using Bayes algorithm with clutters divided into 6 classes

Źródło zakłóceń	ptaki	burza	deszcz	samolot	ciężarówki	obiekty naziemne
Ilość próbek	ok. 58 tys.	ok. 7 tys.	ok. 19 tys.	ok. 6 tys.	ok. 2,5 tys.	ok. 10 tys.
Zaklasyfikowane jako:						
żadna z klas	3,7%	0,0%	0,1%	5,1%	3,1%	0,1%
ptaki	68,3%	2,9%	4,6%	0,5%	5,4%	0,1%
burza	9,9%	76,5%	27,1%	5,5%	7,8%	0,7%
deszcz	6,6%	12,5%	64,0%	0,2%	1,6%	0,1%
samolot	4,2%	4,5%	1,7%	26,7%	14,7%	2,5%
ciężarówki	6,0%	1,0%	1,6%	4,6%	47,1%	2,1%
Obiekty naziemne	1,3%	3,5%	0,9%	57,3%	20,3%	94,4%
Razem	100%	100%	100%	100%	100%	100%

Tabela 2

Wyniki klasyfikacji przy użyciu algorytmu Bayesa i połączeniu klas o podobnych cechach

Results of classification using Bayes algorithm with joining similar classes

Źródło zakłóceń	Ptaki	zjawiska atmosferyczne	obiekty
Ilość próbek	ok. 58 tys.	ok. 26 tys.	ok. 8 tys.
Zaklasyfikowane jako:			
żadna z klas	3,7%	0,1%	4,5%
ptaki	68,3%	4,2%	2,0%
zjawiska atmosferyczne	16,5%	90,3%	6,8%
obiekty	11,6%	5,4%	86,7%
Razem	100%	100%	100%

Autorzy metody zapowiadali w swoich publikacjach pracę nad zastosowaniem jej w systemach czasu rzeczywistego, szacując wymaganą moc obliczeniową na:

- 77,68 Mflops na każdą klasę przy wysokiej rozdzielczości,
- 5,55 Mflops na klasę przy niskiej rozdzielczości,
- 462,4 kflops na klasę przy analizie tylko co 12-go przejścia anteny.

W kilka lat później również w Polsce – na seminarium firmy Boeing – omawiane były próby klasyfikacji zakłóceń biernych przez komputery pokładowe. Prezentowano na nim jednak opinię, że metoda probabilistyczna jest bardziej niezawodna od opisanej dalej metody opartej na sieciach neuronowych.

4.2.2. Klasyfikacja z wykorzystaniem sieci neuronowych

Klasyfikator oparty na sieci neuronowej został zaproponowany przez tych samych autorów, przy użyciu tego samego sposobu uzyskiwania cech użytecznych sygnału, ale zawężając klasy źródeł zakłóceń do trzech głównych: zjawisk pogodowych, ptaków i obiektów naziemnych. Do uzyskania wektora cech użyty został filtr błędu predykcji piątego rzędu, uzyskując cztery współczynniki odbicia. Otrzymany wektor można zatem przedstawić w postaci jedenastu elementów: znormalizowany stosunek sygnał-szum u_0 , części rzeczywiste i urojone kolejnych współczynników $Re\{\rho'_2\}$, $Im\{\rho'_2\}$, $Re\{\rho'_3\}$, $Im\{\rho'_3\}$, $Re\{\rho'_4\}$, $Im\{\rho'_4\}$, $Re\{\rho'_5\}$, $Im\{\rho'_5\}$ oraz znormalizowana wariancja P_{var} i znormalizowana różnica mocy pomiędzy środkiem i brzegami okna P_{dif} . Te jedenaście wielkości tworzy wejściowy wektor wielowarstwowej sieci neuronowej, której wejściowa warstwa będzie złożona również z jedenastu elementów.

Pierwsze dwie rozważane klasy obejmują obiekty poruszające się, natomiast klasa obiektów naziemnych dotyczy w zasadzie obiektów stacjonarnych. Zauważono jednak, że współczynniki odbicia od samolotów mają podobną naturę do współczynników odbicia od obiektów nieruchomych. Dlatego sieć neuronowa nie odróżnia tych dwóch typów od siebie. Ostatnia warstwa sieci obejmuje trzy neurony odpowiadające klasom „ptaki”, „zjawiska

pogodowe” oraz „obiekty”, a proces klasyfikacji daje sygnał wyjściowy na jednym z nich. Dopiero w dalszej obróbce bierze się pod uwagę częstotliwość Dopplera, która pozwala rozróżnić obiekt ruchomy od nieruchomego: jeżeli średnia częstotliwość Dopplera ϕ przekracza pewną wartość progową (około $\pm 0,025 f_s$, gdzie f_s jest częstotliwością powtarzania impulsów PRF), obiekt się traktuje jako poruszający się. Ten element końcowego przetwarzania może być użyty zarówno w klasyfikatorze Bayesa, jak i w neuronowym.

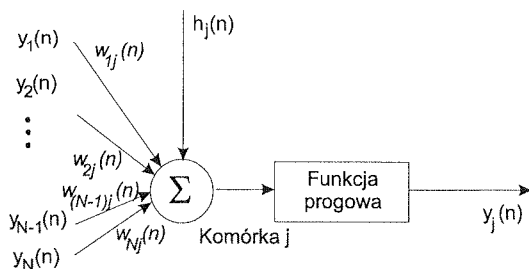
Istnieją dwa sposoby przygotowania danych do uczenia i testowania sieci. Pierwszy z nich – to wybieranie ich losowo spośród dostępnych próbek, i taki zestaw danych nazywamy „zbiorem mieszanym” (*shuffled data set*); drugi – podzielenie zbioru próbek na dwie części: z jednej bierze się dane tylko do uczenia, z drugiej tylko do testowania; ten zestaw nazwiemy „zbiorem dzielonym” (*split data set*). Ich właściwości statystyczne nieco różnią się od siebie i doświadczenie pokazuje, że bardziej niezawodną klasyfikację uzyskuje się stosując zbiór mieszany do uczenia sieci.

W opisywanej metodzie wykorzystano typową wielowarstwową sieć neuronową (rys. 3). Liczba komórek w jej warstwie wejściowej jest zdeterminowana przez liczbę użytecznych cech możliwych do uzyskania z sygnału; w warstwie wyjściowej – przez liczbę rozpatrywanych klas; natomiast liczebność komórek w warstwach wewnętrznych, ilość samych warstw, a także algorytm uczenia dobiera się tak, aby uzyskać optymalne wyniki.

Odpowiedź komórki (o numerze j) typowej sieci neuronowej na dochodzące do niej sygnały można opisać zależnością

$$net_j(n) = \sum_i w_{ij}(n) y_i(n) + h_j(n) \text{ oraz } y_j(n) = f_i(net_i(n)) = \frac{1}{1 + \exp \{-\beta net_i(n)\}} \quad (47)$$

gdzie n oznacza numer n -tej komórki w poprzedniej warstwie (rys. 2); w_{ij} jest wagą połączenia między komórką i i j , y_i – wartością sygnału otrzymywanego przez komórkę j od komórki i ; h_j – stałym sygnałem sterującym dla j -tej komórki; net_i – liniową kombinacją sygnałów wejściowych tej komórki; $f_i()$ – nieliniowa (najczęściej sigmoidalna) funkcją progową, β – współczynnikiem, określającym stromość funkcji $f_i()$ (najczęściej przyjmuje się 1).



Rys. 2. Schemat działania pojedynczej komórki sieci neuronowej

Fig. 2. Functional scheme of single cell in neural network

Najbardziej znana i popularna metoda uczenia sieci złożonej z takich komórek nosi nazwę *metody propagacji wstecznej*. W pierwszej fazie procesu uczenia do warstwy wejściowej dostarcza się znany sygnał, następuje jego propagacja przez sieć, a odpowiedź każdego neuronu warstwy wyjściowej $y_j(n)$ porównuje się z odpowiedzią oczekiwaną $d_j(n)$ i tworzy funkcję błędu $e_j(n)$ definiowaną jako

$$e_j(n) = d_j(n) - y_j(n) \quad (48)$$

Jeżeli mamy trzy klasy zakłóceń, a neurony warstwy wyjściowej odpowiadają poszczególnym klasom, sygnał wyjściowy całej sieci powinien mieć postać $\{1,0,0\}$ gdy zakłócenie należy do pierwszej klasy, $\{0,1,0\}$ jeśli do drugiej, i $\{0,0,1\}$ dla trzeciej. Dla otrzymanych odpowiedzi obliczamy wielkość zwaną funkcją celu, w postaci błędu średniokwadratowego

$$\varepsilon(n) = \frac{1}{2} \sum_j [d_j(n) - y_j(n)]^2 \quad (49)$$

Należy dążyć do minimalizacji tej funkcji przez dobór wag połączeń między neuronami. Proces ten ma miejsce w drugiej, zasadniczej fazie uczenia, w której funkcja celu jest przenoszona przez sieć „do tyłu”; kierunek przepływu sygnału zostaje odwrócony, funkcja progowa neuronu zostaje zastąpiona przez jej pochodną, a na komórki warstwy wyjściowej (która na ten moment staje się wejściową) podaje się różnicę między wartością aktualną i żadaną. W wyniku tej fazy należy tak dobrać wagi w_{ij} , aby funkcja celu była najmniejsza. Najprostszym sposobem jest użycie jej gradientu – tj. przyjęcie, że zmiana wag w każdym kroku uczenia ma kierunek ujemnego gradientu funkcji celu; wówczas otrzymujemy

$$\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial w_{ij}(n)} = -\delta_j(n) y_i(n) \quad (50)$$

gdzie $\delta_j(n)$, zwana czasem „zmodulowaną” funkcją błędu, jest różna dla warstwy wyjściowej i warstw wewnętrznych.

$$\delta_j(n) = f'_j(\text{net}_j(n)) e_j(n) \text{ dla neuronów warstwy wyjściowej} \quad (51)$$

$$\delta_j(n) = f'_j(\text{net}_j(n)) \sum_k \delta_k(n) w_{jk}(n) \text{ dla neuronów warstw ukrytych} \quad (52)$$

W ostatnim równaniu indeks k odpowiada k -temu neuronowi w warstwie poprzedniej względem neuronu j . Wobec tego w następnym kroku wagi połączeń powinny mieć wartość

$$w_{ij}(n+1) = w_{ij}(n) - \eta \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial w_{ij}(n)} = w_{ij}(n) + n \delta_j(n) y_i(n) \quad (53)$$

Wielkość η nosi nazwę *współczynnika uczenia*. Jego wartość, w zakresie od 0 do 1, może być stała, ale bardziej efektywne jest przyjęcie jego adaptacyjnych zmian, tak by w kolejnych krokach procesu uczenia dopasowywać go do zmieniającej się wartości funkcji celu.

Dla odfiltrowania zmian powierzchni błędu w zakresie wysokich częstotliwości stosuje się tzw. uczenie z momentem, wówczas powyższa reguła przybiera postać

$$w_{ij}(n+1) = w_{ij}(n) + n\delta_j(n)y_i(n) + \tau\Delta w_{ij}(n-1) \quad (54)$$

Na początku procesu uczenia metodą propagacji wstecznej nadaje się wagom losowe wartości jednolicie rozłożone w przedziale $(-0,5; 0,5)$, a współczynniki uczenia η i momentu τ mają wartości z przedziału $(0; 1)$. Czas uczenia sieci przy klasycznym algorytmie propagacji wstecznej okazuje się jednak często zbyt duży na zastosowanie w praktyce. Autorzy opisywanej metody stworzyli zmodyfikowany algorytm propagacji wstecznej, łączący metodę Jacoba adaptacji współczynnika uczenia [8] i metodę powtórnego użycia gradientu [9], który upraszcza obliczenia i zwiększa wydajność uczenia. Każdej wadze w_{ij} przypisuje się własny współczynnik uczenia η_{ij} , a zbiór danych uczących dzieli się na fragmenty zawierające po K wzorców. Po wprowadzeniu do sieci każdego kolejnego fragmentu zbioru uczącego następuje modyfikacja wag w_{ij} i współczynnika uczenia η_{ij} według zależności

$$w_{ij}(n+1) = w_{ij}(n) + \eta_{ij}(n+1) \sum_{k=1}^K \delta_{kj}(n)y_{ki}(n) + \tau\Delta w_{ij}(n-1) \quad (55)$$

$$\eta_{ij}(n+1) = \eta_{ij}(n) + \Delta\eta_{ij}(n) \quad (56)$$

natomiast $\Delta\eta_{ij}(n)$ przyjmuje wartości:

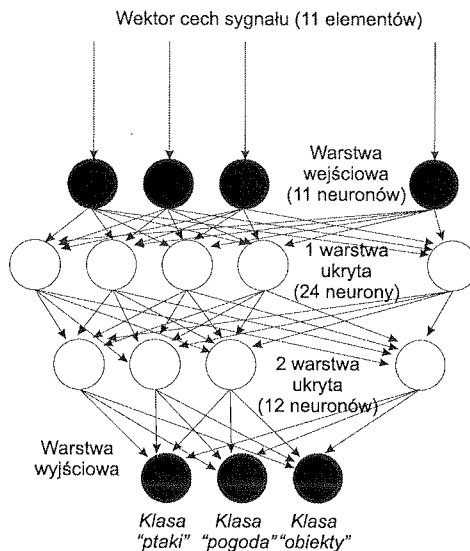
- Ω , jeśli $S(n-1)D(n) > 0$;
- $-\phi\eta_{ij}(n)$, jeśli $S(n-1)D(n) < 0$;
- 0 w innym wypadku,

a używane w powyższych wyrażeniach funkcje

$$D(n) = \sum_{k=1}^K \frac{\partial \varepsilon_k(n)}{\partial w_{ij}(n)} \quad (57)$$

$$S(n) = (1 - \Theta)D(n) + \Theta S(n-1) \quad (58)$$

Indeks n odnosi się do n -tego fragmentu zbioru uczącego, zaś indeks k – do k -tego wzorca we fragmencie zawierającym K wzorców. δ_{kj} jest zmodulowanym sygnałem błędu neuronu j przy k -tym wzorcu w danym fragmencie, a y_{ki} – odpowiedzią neuronu i na ten wzorec; ε_k jest odpowiednikiem funkcji błędu, którą należy zminimalizować przez modyfikację wag dla k -tego wzorca; Ω , Φ , Θ , oznaczają parametry sterujące o wartościach z przedziału $(0; 1)$.



Rys. 3. Optymalna struktura sieci neuronowej do klasyfikacji sygnałów

Fig. 3. Optimal structure of neural network for clutter classification

Tabela 3

Wyniki klasyfikacji przy użyciu sieci neuronowej i zmodyfikowanego algorytmu propagacji wstecznej

Results of classification using neural network with modified back-propagation algorithm

Źródło zakłóceń	Ilość próbek	Zaklasyfikowane jako			Średnia trafność klasy
		Ptaki	Zjawiska atmosferyczne	Obiekty	
Ptaki	6000	84,4%	10,8%	4,8%	84,4%
Burza	3000	5,6%	89,3%	5,1%	91,2%
Deszcz	3000	5,5%	93,1%	1,4%	
Samoloty	2000	2,1%	1,7%	96,2%	
Samochody	480	6,5%	3,7%	89,8%	94,9%
Obiekty naziemne	2000	0,4%	0,3%	99,3%	

Zastosowanie zmodyfikowanego algorytmu propagacji wstecznej oraz sieci czterowarstwowej pozwoliło na uzyskanie mniejszych błędów (wyrażanych jako łączna suma kwadratowa błędów – *total squared sum of errors (TSSE)*) przy tej samej liczbie próbek uczących, jak to pokazują krzywe uczenia na rys. Optymalną okazała się struktura sieci 11-24-12-3 neuronów, przy doborze współczynnika uczenia η o wartości 0,01 i momentu τ o wartości 0,1 dla klasycznej metody propagacji wstecznej. W algorytmie zmodyfikowanym początkowym współczynnikom uczenia $\eta_{ij}(0)$ nadano wartość 0,05; parametrom Ω ,

Φ , Θ odpowiednio wartości 0,002, 0,1 i 0,6. Wyniki klasyfikacji przy takich parametrach ukazuje tabela 3.

5. PODSUMOWANIE

Porównując wyniki klasyfikacji przez sieć neuronową i przez algorytm Bayesa, można dostrzec że metoda neuronowa ma lepszą sprawność wykrywania zarówno ptaków, jak obiektów typu „target” (samoloty, pojazdy). Przyczyn gorszego wykrywania metodą probabilistyczną upatruje się w rozkładzie cech tych klas, który odbiega od charakterystyki Gaussa [4]. Natomiast dla zakłóceń meteorologicznych, których modelowanie jest bardziej zbliżone do krzywej Gaussa, algorytm Bayesa daje już dużą wykrywalność, a zastosowanie sieci neuronowej tylko minimalnie ją poprawia.

Klasyfikacja algorytmem Bayesa daje też możliwość, która może być istotna – odrzucanie pewnych zakłóceń jako nie należących do żadnej klasy. Sieć neuronowa każdy sygnał przyporządkowuje do pewnej klasy, i w takich przypadkach następuje błędna klasyfikacja.

Autorzy przedstawionych metod wykorzystywali w klasyfikacji tylko dane zbierane z pojedynczego obrotu anteny i na stałej częstotliwości PRF. Użycie skorelowanych sygnałów otrzymanych z serii obrotów komplikuje obliczenia, ale może poprawić skuteczność klasyfikacji. Uzyskiwanie cech sygnału było oparte na statystykach drugiego rzędu. Dodatkowe użyteczne informacje (np. rozróżnienie odbicia od samolotów i obiektów naziemnych lub odchylenie od rozkładu Gaussa) możemy uzyskać ze statystyk wyższego rzędu.

6. BIBLIOGRAFIA

1. W. Stehwien: *Radar Clutter Classification*. McMaster University, 1989.
2. S. Haykin, W. Stehwien, C. Dengin: *Classification of Radar Clutter in an Air Traffic Control Environment*. Proceedings of the IEEE, vol. 79, No. 6, 1991, pp. 742-772.
3. S. Haykin, C. Deng: *Classification of Radar Clutter Using Neural Networks*. IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 2 No. 6, 1991, pp. 589-600.
4. A. Jakubiak: *Metody klasyfikacji radiolokacyjnych zakłóceń biernych*. Warszawa, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2000.
5. R. O. Duda, P. E. Hart: *Pattern Classification and Scene Analysis*. New York, Willey, 1973.
6. S. Osowski: *Sieci neuronowe w ujęciu algorytmicznym*. Warszawa, WNT, 1996.
7. M. I. Skolnik: *Radar Handbook*. New York, McGraw-Hill, 1990.
8. R. A. Jacobs: *Increased rates of convergence through learning rate adaptation*, Neural Networks vol. 1, 1988.
9. D. R. Hush, J. M. Salas: *Improving the learning rate of back-propagation with the gradient reuse algorithm*. Proceedings 2nd Int. Conf. Neural Networks, vol. 1, 1988, pp. 441-447.
10. J. P. Burg: *A new analysis technique for time series data*. NATO Advanced Study Institute of Signal Processing, The Netherlands, 1968.
11. S. Haykin, S. B. Kesler, B. W. Currie: *An experimental classification of radar clutter*. Proceedings IEEE, vol. 67, 1979, pp. 332-333.

SPECTRAL METHODS OF RADAR CLUTTER CLASSIFICATION

Summary

zna
jak
oda
tyki
ziej
nie

This article is dedicated to a briefly description of radar clutter nature, their characteristics and features, as well as methods of their classification based on signal spectrum. It includes also criterias of clutter division into classes, and description of physical phenomenons causing typical features of each class and their influence onto spectrum. The next part of the paper includes the general principles of spectral classification methods: idea of computation the complex reflection coefficient with the Burg formula and additional useful signal feature, then two methods for classification supported by these features: using the Bayes decision theory and a neural network trained by the modified back-propagation algorithm. In the conclusion the two methods are compared regard to efficiency for different types of clutters and possible perspectives of their developing are discussed.

otna
owa
dna

Keywords: radar clutter, clutter classification

ane
ych
wić
ego
iek-
styk

affic

as on

daw-

3.

orks

reuse

ignal

EEE,

gyt
des

i.e.
of
res
IP

alg
cu
is
ve
co
Bo

Integrated Positioning System for Land Vehicles

STANISŁAW KONATOWSKI

*Instytut Radiolokacji Wydziału Elektroniki Wojskowej Akademii Technicznej
ul. Kaliskiego 2, 00-908 Warszawa
skonatowski@wel.wat.edu.pl*

Receive 2002.07.30.

Authorize 2003.04.16.

The one of main task of navigation is composed of positioning, i.e. determination of a vehicle location in the space. Contemporary vehicles are equipped with various radio-engineering and autonomous (non-radio-engineering) navigation devices. Their output data can be processed jointly to improve accuracy, continuity and reliability of the integrated positioning system. The paper presents a design of integrated system consisting of typical sensors used in contemporary land vehicles. Two complementary Kalman filters are used for joint data processing. Selected simulation results of the system are included in the paper.

Keywords: Positioning System, Navigation Systems, GPS, Dead Reckoning, Kalman Filter.

1. INTRODUCTION

The integrated positioning system (IPS) presented in the paper consists of odometer, gyro, electronic compass and Global Positioning System (GPS) receiver. The system is designed for land vehicles.

The main purpose of the system integration is to improve key parameters of positioning, i.e. continuity and accuracy, in comparison to the respective parameters of the components of the system. This improvement has been confirmed in a series of simulation tests, which results are included in the paper. An additional benefit of integration of navigational data in IPS is a possibility of comfortable presentation of its processing results to the system user.

The system employs two algorithms with complementary Kalman filters. The first algorithm (filter) processes data from the gyro and the electronic compass, providing the current heading of the vehicle. This heading along with distance increments from odometer is used in a dead reckoning (DR) subsystem of IPS to determine current positions of the vehicle. The second filter processes data from DR and GPS receiver and yields DR corrections estimates. These corrections are used in a feed-forward error correction loop. Both filters operate independently.

2. DATA PROCESSING IN IPS

In the proposed integrated system, navigation data from the devices are processed in several consecutive steps. The structure of the designed positioning system and its data flows are presented in Fig. 1.

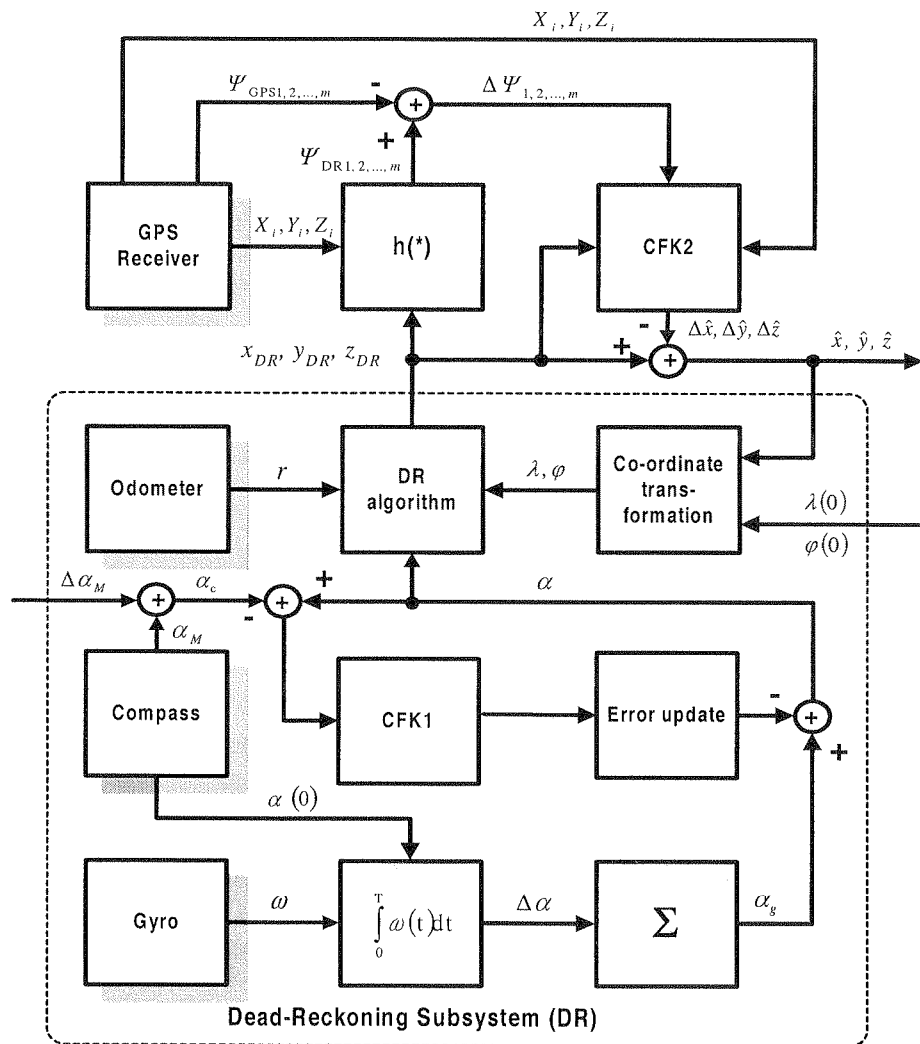


Fig. 1. DR/GPS integrated positioning system

Rys. 1. Struktura zintegrowanego systemu pozycjonującego DR/GPS

The key operations realized in integrated positioning system include:

1. estimation of heading,
2. dead-reckoning position calculation,
3. correction of DR position with GPS data.

2.1. ESTIMATION OF HEADING

The designed IPS contains two devices providing information on angular orientation of the vehicle, i.e. a gyro and an electronic compass. Data from these sensors enable calculation of direction of the linear motion of the vehicle in ENU reference frame. The ENU axes coincide with East, North and Upward (local vertical) directions [4, 6–7].

The gyro is aligned with the body vertical axis of the vehicle. It measures angular velocity of the vehicle around this axis. In many land navigation applications, several simplifying assumptions can be made. The components of the gyro measurements connected with rotation of the ENU frame with respect to the inertial frame (due to the Earth's rotation and linear motion of vehicle) can be omitted. Moreover, if the terrain relief is not diversified too much, pitch θ_x and roll θ_y angles can be assumed equal zeros

$$\theta_x \approx 0, \quad \theta_y \approx 0 \quad (1)$$

Thus, taking into account above simplifying assumptions, the gyro measurements can be considered equal to the angular velocity of the vehicle around the vertical axis of the ENU reference frame. Headings of the land vehicle can be calculated via the following formulae

$$\alpha_g(k+1) = \alpha_g(k) + \Delta\alpha(k) = \alpha(0) + \sum_{i=1}^k \Delta\alpha_g(i) = \alpha(0) + \sum_{i=1}^k \left[\int_{(i-1)T_g}^{iT_g} \omega(t) dt \right] \quad (2)$$

where: ω – angular velocity from gyro,
 α_g – heading of the vehicle,
 $\Delta\alpha$ – heading increments,
 $\alpha(0)$ – initial heading of the vehicle,
 T_g – time span between two successive samples of gyro measurements.

Integration of erroneous gyro measurements according to the equation (2) results in a relatively slow, but unbounded increase of the heading error. Thus, usefulness of a standalone gyro in calculation of the vehicle heading is limited to relatively short time intervals. Moreover, the gyro can be used only for a calculation of the relative heading. A calculation of the absolute heading requires an external initialization of the equation (2) with the initial heading $\alpha(0)$.

The above mentioned problems can be overcome with use of an electronic compass that measures the absolute heading. Its data can be used to initialize the calculation of the gyro-derived heading. Errors of the compass are bounded and have significant time-

-uncorrelated component, i.e. their stochastic properties are different from that of the gyro errors. From the foregoing, one can see that use of a gyro along with an electronic compass in a positioning system can be beneficial.

The designed IPS contains both above-mentioned sensors. Their data are jointly processed by means of a complementary Kalman filter, further referred to as CKF1. The CKF1 filter operates in a closed correction loop. It estimates residual heading errors of gyro, remained after the last correction.

To design CKF1, a model of the heading subsystem has been formulated. The dynamics model of the subsystem describes time propagation of the gyro errors, in the following state-space form

$$\mathbf{x}(k+1) = \Phi(k+1, k) \mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (3)$$

where: $\mathbf{x}$ – state vector,
 $\mathbf{w}$ – vector of process disturbances,
 Φ – transition matrix.

The state vector $\mathbf{x}$ has five components

$$\mathbf{x} = [\delta\alpha_g \quad \delta k_g \quad \delta k_m \quad b_g \quad b_m]^T \quad (4)$$

where: $\delta\alpha_g$ – gyro heading error,
 δk_g – scale-factor error component (Wiener stochastic process),
 δk_m – scale-factor error component (Gauss-Markov stochastic process),
 b_g – gyro bias error component (Wiener stochastic process),
 b_m – gyro bias error component (Gauss-Markov stochastic process).

The transition matrix is as follows

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & \Delta\alpha_g & \Delta\alpha_g(1 - e^{-\beta_k T_g}) / (T_g \beta_k) & T_g & (1 - e^{-\beta_b T_g}) / \beta_b \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-\beta_b T_g} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-\beta_b T_g} \end{bmatrix} \quad (5)$$

where: $\Delta\alpha_g$ – heading increments between two successive gyro samples,
 T_g – time interval between two successive gyro samples,
 β_k, β_b – correlation factors of Gauss-Markov processes.

The observation model of the heading subsystem is as follows

$$z(k) = \alpha_g(k) - \alpha_c(k) = \delta\alpha_g(k) + v_c(k) \quad (6)$$

$$\mathbf{H} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (7)$$

where: z – measurement processed via CKF1,
 α_g – heading from gyro,

- α_c – heading from electronic compass,
 v_c – electronic compass Gaussian white-noise measurement error of zero mean and variance σ_c^2 ,
 $\mathbf{H}$ – observation matrix.

The CKF1 algorithm is composed of a series of predictions and corrections of the state vector and its associated covariance matrix. The predictions are realised with small time step $T_g = 0.05$ s, whereas the corrections are realised when the new compass data become available. The measurement update of the state vector and its associated covariance matrix is performed with a time step $T_c = 0.5$ s.

Following the last measurement update, when the estimate of the state vector $\hat{\mathbf{x}}(k|k)$ and the covariance matrix of filtering $\mathbf{P}(k|k)$ are known, the algorithm of CKF1 initializes the state predictions as follows

$$j = 0, \quad \hat{\mathbf{x}}(j) = \hat{\mathbf{x}}(k|k), \quad \mathbf{P}(j) = \mathbf{P}(k|k) \quad (8)$$

and until the new measurement $\mathbf{z}(k+1)$ becomes available, the following recursive calculations are performed:

$$\hat{\mathbf{x}}(j+1) = \Phi(j+1, j) \hat{\mathbf{x}}(j) - \delta \hat{\mathbf{x}}(k) \quad (9)$$

$$\mathbf{P}(j+1) = \Phi(j+1, j) \mathbf{P}(j) \Phi^T(j+1, j) + \mathbf{Q}(j+1) \quad (10)$$

When the new measurement from the electronic compass is available, the final values of prediction are assigned as follows

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1|k) = \hat{\mathbf{x}}(j), \quad \mathbf{P}(k+1|k) = \mathbf{P}(j) \quad (11)$$

and the measurement update is performed according to formula (12)–(16):

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1|k+1) = \hat{\mathbf{x}}(k+1|k) + \mathbf{K}(k+1) [\mathbf{z}(k+1) - \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}}(k+1|k)] \quad (12)$$

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}(k+1|k) \mathbf{H}^T [\mathbf{H} \mathbf{P}(k+1|k) \mathbf{H}^T + \sigma_c^2]^{-1} \quad (13)$$

$$\mathbf{P}(k+1|k+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1) \mathbf{H}] \mathbf{P}(k+1|k) [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1) \mathbf{H}]^T + \mathbf{K}(k+1) \sigma_c^2 \mathbf{K}^T(k+1) \quad (14)$$

$$\delta \hat{\mathbf{x}}(k+1) = \delta \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{S} \hat{\mathbf{x}}(k+1|k+1) \quad (15)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \mathbf{0}_{4 \times 4} \end{bmatrix} \quad (16)$$

- where: $\hat{\mathbf{x}}(k|k)$ – state vector at time k after the measurement update,
 $\hat{\mathbf{x}}(k+1|k+1)$ – state vector at time $k+1$ after the measurement update,
 $\hat{\mathbf{x}}(k+1|k)$ – state vector at time $k+1$ before the measurement update,

- $\mathbf{P}(k|k)$ – covariance matrix of filtering at time k ,
 $\mathbf{P}(k+1|k+1)$ – covariance matrix of filtering at time $k+1$,
 $\mathbf{P}(k+1|k)$ – covariance matrix of prediction at time $k+1$,
 $\mathbf{K}(k+1)$ – Kalman gains matrix at time $k+1$,
 $\delta \hat{\mathbf{x}}(k)$ – estimated gyro heading correction,
 k, j – time indices (time between steps k and $k+1$ equals T_c , time between steps j and $j+1$ equals T_g).

2.2. DEAD-RECKONING POSITIONING

The relative navigation, also referred to as dead reckoning (DR), performs by measuring and counting distance increments, travelled by a vehicle in short time spans T , with respect to a known initial position [5, 8]. The principle of operation of the DR subsystem ensures its capability of worldwide, all-day and all-weather use. Independence on any external facilities as satellite or ground radio transmitters guarantees autonomous operation and, consequently, immunity to jamming. Further advantages of the DR subsystem include high short-term accuracy of positioning, good continuity and reliability, as well as immediate response to manoeuvres of the vehicle.

In the designed IPS, headings of the vehicle α are estimated with use of gyro and compass measurements. The obtained headings α and distance increments r from the odometer are used, along with the known initial position of the vehicle, in relative positioning of the user. The DR algorithm is realised in Cartesian co-ordinates of Earth centered Earth fixed (ECEF) frame of reference [4]. In DR calculations, the following formula can be applied:

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ y(k+1) \\ z(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(k) \\ y(k) \\ z(k) \end{bmatrix} + \mathbf{C}_n^e \begin{bmatrix} \sin \alpha(k) \cos \theta_y(k) \\ \cos \alpha(k) \cos \theta_y(k) \\ \sin \theta_y(k) \end{bmatrix} r(k) \quad (17)$$

$$\mathbf{C}_n^e = \begin{bmatrix} -\sin \lambda & -\sin \varphi \cos \lambda & \cos \varphi \cos \lambda \\ \cos \lambda & -\sin \varphi \sin \lambda & \cos \varphi \sin \lambda \\ 0 & \cos \varphi & \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (18)$$

- where: x, y, z – Cartesian ECEF position of the vehicle,
 φ, λ – geographic latitude and longitude of the vehicle,
 $\mathbf{C}_n^e$ – transformation matrix from ENU to ECEF reference frame,
 α – heading of the vehicle,
 r – distance increment,
 θ_y – pitch angle,
 $k = kT$ – time index,
 T – period of relative positioning in the DR subsystem.

A calculation of $\mathbf{C}_n^e$ requires knowledge of geographic co-ordinates of the vehicle (φ, λ, h) . In the designed system, they are calculated via the co-ordinate transformation algorithm. This algorithm is established by a set of equations converting estimated Cartesian co-ordinates $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ of the vehicle into geographic co-ordinates (φ, λ, h) [4].

Under an assumption of zero pitch angle θ_y , the equation (17) can be simplified to the form (19). The simplified equation (19) has been applied in the designed IPS for dead-reckoning position calculation

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ y(k+1) \\ z(k+1) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} x(k) \\ y(k) \\ z(k) \end{bmatrix} + \mathbf{C}_n^e(k) \begin{bmatrix} \sin \alpha(k) \\ \cos \alpha(k) \\ 0 \end{bmatrix} r(k) \quad (19)$$

As headings and distance increments have a limited accuracy, calculation of position according to the formulae (18) and (19), leads to increasing positioning errors. This is the main drawback of relative positioning, rendering the method unsuitable for standalone long-term application. Because of its good short-term accuracy, dead reckoning can be useful when periodically corrected with absolute positioning data. In the presented design, GPS data have been used to correct the DR positions.

2.3. DR CORRECTION

In the designed IPS, a compensation scheme of joint data processing has been adopted. The system contains the linearized complementary Kalman filter, further referred to as CKF2. The task of CKF2 is to separate DR errors from GPS errors taking into account their complementary statistical characteristics [8–10]. The assumed compensation scheme of integration consists in use of the estimates of DR errors to compensate the increasing errors of relative positioning. This is realised by subtracting the estimated errors from the DR position.

The Kalman filter CKF2 has been developed using the assumed design model of the system. This model includes the dynamics model of DR errors and GPS receiver clock errors as well as an observation model. Taking into account the equation (19) and following relations:

$$Tw_E = r \sin \alpha \quad (20)$$

$$Tw_N = r \cos \alpha \quad (21)$$

the time propagation of DR positioning errors can be described by

$$\begin{bmatrix} \delta x(k+1) \\ \delta y(k+1) \\ \delta z(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta x(k) \\ \delta y(k) \\ \delta z(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\sin \lambda & -\sin \varphi \cos \lambda \\ \cos \lambda & -\sin \varphi \sin \lambda \\ 0 & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T\delta w_E(k) \\ T\delta w_N(k) \end{bmatrix} \quad (22)$$

where: $\delta x, \delta y, \delta z$ – errors of DR positioning,

w_E, w_N – DR eastern and northern velocity components,

$\delta w_E, \delta w_N$ – errors of DR eastern and northern velocity components.

The DR velocity errors $\delta w_E, \delta w_N$ result from errors of odometer, errors of gyro and non-zero pitch angle of the vehicle θ_y . The velocity errors have been modelled as discrete Gauss-Markov stochastic processes:

$$\delta w_E(k+1) = \exp(-\beta_E T) \delta w_E(k) + u_E(k) \quad (23)$$

$$\delta w_N(k+1) = \exp(-\beta_N T) \delta w_N(k) + u_N(k) \quad (24)$$

where: u_E, u_N – discrete Gaussian white noises,

β_E, β_N – correlation factors,

T – time of discretization of the model.

The assumed GPS receiver's clock errors model contains two states, i.e. clock bias b and clock drift d [2]. Their time propagation can be described as follows

$$\begin{bmatrix} b(k+1) \\ d(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_{\text{GPS}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b(k) \\ d(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_b(k) \\ w_d(k) \end{bmatrix} \quad (25)$$

The design model of the Kalman filter requires formulation of its dynamics model in a form of the following vector equation [1, 3]

$$\mathbf{x}(k+1) = \Phi(k+1, k) \mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (26)$$

where: $\mathbf{x}$ – state vector to be estimated by CKF2,

$\mathbf{w}$ – vector of process disturbances,

Φ – state transition matrix.

Combining equations (22)–(25) into one vector equation of the form (26), one can obtain the following dynamics model

$$\begin{bmatrix} \delta x(k+1) \\ \delta y(k+1) \\ \delta z(k+1) \\ \delta w_E(k+1) \\ \delta w_N(k+1) \\ b(k+1) \\ d(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -T \sin \lambda & -T \sin \varphi \cos \lambda & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & T \cos \lambda & T \sin \varphi \sin \lambda & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & T \cos \varphi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-\beta_E T} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-\beta_N T} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x(k) \\ \delta y(k) \\ \delta z(k) \\ \delta w_E(k) \\ \delta w_N(k) \\ b(k) \\ d(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ w_{\delta w_E}(k) \\ w_{\delta w_N}(k) \\ w_b(k) \\ w_d(k) \end{bmatrix} \quad (27)$$

The covariance matrix of disturbances $\mathbf{Q}$ is as follows

$$\mathbf{Q} = E[\mathbf{w} \mathbf{w}^T] = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} & \sigma_{uN}^2 & 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} & 0 & \sigma_{uN}^2 & 0 & 0 \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} & 0 & 0 & TS_f + T^3 S_g / 3 & T^2 S_g / 2 \\ \mathbf{0}_{3 \times 1} & 0 & 0 & T^2 S_g / 2 & TS_g \end{bmatrix} \quad (28)$$

where: S_f, S_g – spectral amplitudes of white noises w_b and w_d ,

$\sigma_{uE}^2, \sigma_{uN}^2$ – variances of velocity errors $w_{\Delta wE}, w_{\Delta wN}$.

Having formulated the above dynamics model of the integrated positioning system, it is necessary to describe an observation model. The observation model defines relation between the measurement vector $\mathbf{z}$ and the state vector $\mathbf{x}$ as the following vector equation [1, 3]

$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{H}(k) \mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k) \quad (29)$$

where: $\mathbf{z}$ – measurement vector,

$\mathbf{x}$ – state vector,

$\mathbf{v}$ – vector of measurement noise,

$\mathbf{H}$ – observation matrix.

The Kalman filter processes differences of DR calculated ranges between user and satellite and GPS measured pseudoranges. The number of measured pseudoranges m depends on (availability) conditions of satellites. So, do the sizes of respective vectors and matrices in equation (29). The measurement vector $\mathbf{z}$ processed via CKF2 is as follows

$$\mathbf{z} = [\Delta\Psi_1 \quad \Delta\Psi_2 \quad \dots \quad \Delta\Psi_m]^T \quad (30)$$

where:

$$\Delta\Psi_i = \Psi_{DR_i} - \Psi_{GPS_i} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{DR_i} &= \sqrt{(X_i - x_{DR})^2 + (Y_i - y_{DR})^2 + (Z_i - z_{DR})^2} = \\ &= \sqrt{[X_i - (x + \delta x)]^2 + [Y_i - (y + \delta y)]^2 + [Z_i - (z + \delta z)]^2} \end{aligned} \quad (32)$$

$$\Psi_{GPS_i} = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2} + b + v_i \quad (33)$$

where: Ψ_{DR_i} – DR-calculated range between vehicle and i -th satellite,

Ψ_i – GPS pseudorange between vehicle and i -th satellite,

X_i, Y_i, Z_i – i -th satellite position,

x, y, z – real position of the vehicle,

x_{DR}, y_{DR}, z_{DR} – position of the vehicle from DR,

- $\delta x, \delta y, \delta z$ – errors of DR positioning,
 b – GPS receiver clock bias,
 v_i – pseudorange measurement error.

From the foregoing, the following observation model is obtained

$$\begin{bmatrix} \Psi_{DR1} - \Psi_{GPS1} \\ \Psi_{DR2} - \Psi_{GPS2} \\ \vdots \\ \Psi_{DRm} - \Psi_{GPSm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Psi_1}{\partial x} & \frac{\partial \Psi_1}{\partial y} & \frac{\partial \Psi_1}{\partial z} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Psi_1}{\partial b} & 0 \\ \frac{\partial \Psi_2}{\partial x} & \frac{\partial \Psi_2}{\partial y} & \frac{\partial \Psi_2}{\partial z} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Psi_2}{\partial b} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \Psi_m}{\partial x} & \frac{\partial \Psi_m}{\partial y} & \frac{\partial \Psi_m}{\partial z} & 0 & 0 & -\frac{\partial \Psi_m}{\partial b} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \delta z \\ \delta w_E \\ \delta w_N \\ b \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -v_1 \\ -v_2 \\ \vdots \\ -v_m \end{bmatrix} \quad (34)$$

The derivatives in the observation matrix $\mathbf{H}$ are given as follows:

$$\frac{\partial \Psi_i}{\partial x} = \frac{-(X_i - x)}{\sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2}} \quad (35)$$

$$\frac{\partial \Psi_i}{\partial y} = \frac{-(Y_i - y)}{\sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2}} \quad (36)$$

$$\frac{\partial \Psi_i}{\partial z} = \frac{-(Z_i - z)}{\sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2}} \quad (37)$$

$$\frac{\partial \Psi_i}{\partial b} = 1 \quad (38)$$

Values of above derivations are computed in reckoned by the DR position of the vehicle (x_{DR}, y_{DR}, z_{DR}) . The $\mathbf{H}$ matrix changes its value during the operation of the system, because of constant movement of GPS satellites and the vehicle. The number of rows of the observation matrix may also change (and, in consequence, dimensionality of $\mathbf{H}$ matrix) as the number of visible GPS satellites changes.

The GPS pseudorange measurements contain errors of diverse origin and statistical characteristics [10]. For simplicity, errors of each measured pseudorange have been modelled jointly as a Gaussian white-noise process with zero mean and variance σ_{Ψ}^2 . The measurement error covariance matrix $\mathbf{R}$ is as follows

$$\mathbf{R} = \mathbf{E}[\mathbf{v} \mathbf{v}^T] = \begin{bmatrix} \sigma_v^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_v^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sigma_v^2 \end{bmatrix} \quad (39)$$

The position and velocity errors estimated by CKF2 are used as DR corrections in a feed-forward correction loop. In turn, DR positions (x_{DR} , y_{DR} , z_{DR}) are used as a reference trajectory in linearization of CKF2.

3. EVALUATION OF IPS

To demonstrate the quality of the designed IPS, a comparison of positioning errors of DR subsystem, GPS receiver and IPS is presented. Selected realizations of the errors are shown in Fig.2 and Fig.3. The positioning errors are expressed in ENU reference frame.

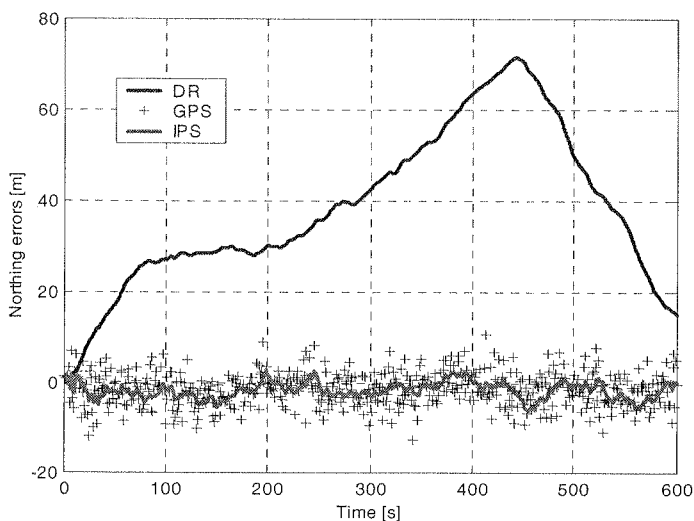


Fig. 2. North positioning errors without GPS outages

Rys. 2. Błędy składowej północnej położenia systemów przy odbiorze sygnałów GPS

The Fig. 2, 3 demonstrate the accuracy of IPS and its subsystems in case of lack of GPS outages. An influence of GPS outages onto the quality of the system is demonstrated in the Fig. 4, 5. As can be seen, breaks in GPS correcting data are resulting in temporary increasing

positioning errors. As soon as GPS data become available, positioning errors of the integrated system are quickly attenuated. The period of GPS outage lasted for 150 s respectively.

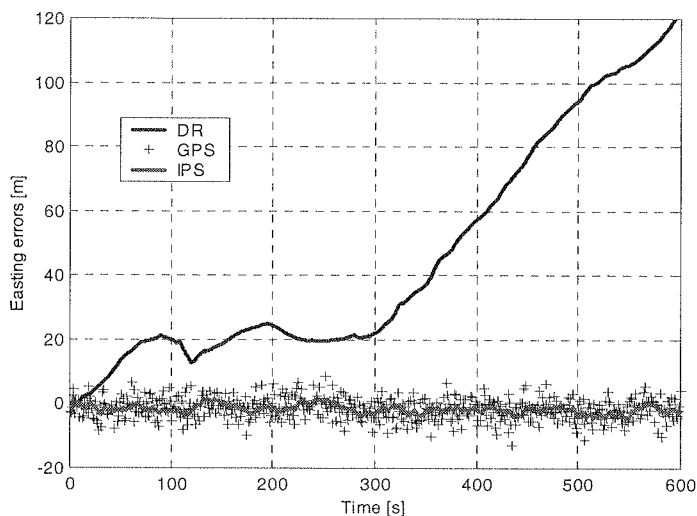


Fig. 3. East positioning errors with GPS outages

Rys. 3. Błędy składowej wschodniej położenia systemów przy odbiorze sygnałów GPS

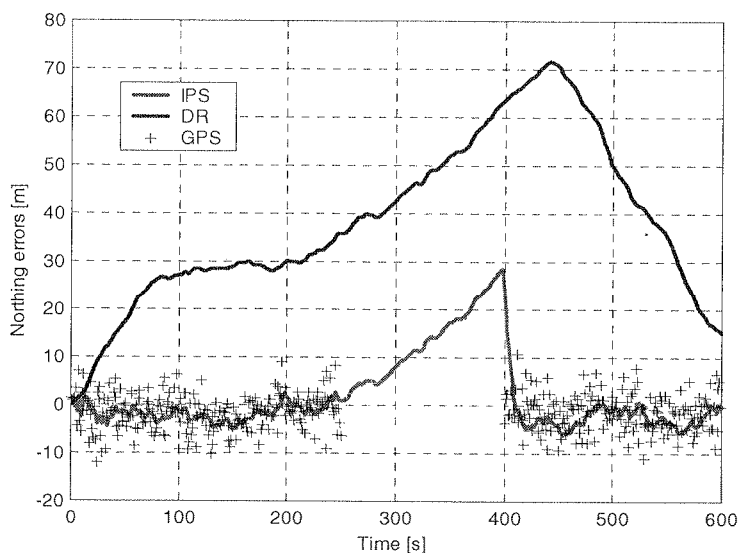


Fig. 4. North positioning errors with GPS outages

Rys. 4. Błędy składowej północnej położenia systemów przy zaniku sygnałów GPS

f the
150

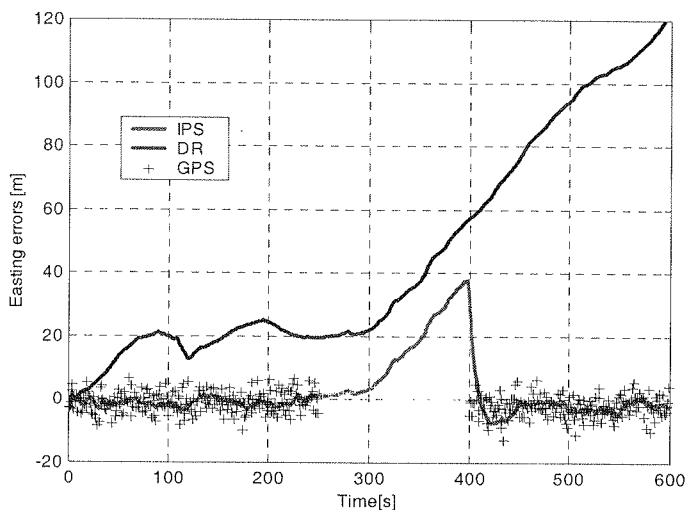


Fig. 5. East positioning errors with GPS outages

Rys. 5. Błędy składowej wschodniej położenia systemów przy zaniku sygnałów GPS

CONCLUSIONS

Based on proceeded examinations the following conclusions can be drawn:

1. The designed system is more accurate than any of its subsystems alone. Unlike DR subsystem, does not suffer from errors increasing with time of operation and distance travelled. Moreover, its GPS-inherited, time-uncorrelated errors are also reduced in comparison to that of the GPS receiver.
2. The continuity of IPS has been significantly improved in comparison to the continuity of GPS alone. The GPS outages result only in temporary deterioration of positioning accuracy of the system.
3. Use of raw GPS data instead of GPS position in the designed IPS results in accuracy increase of IPS. This is partly because the system is capable of correcting DR even in case of poor visibility of GPS satellites. Even one measurement of pseudorange may be processed and used to correct DR position. The system correcting DR with GPS positions would fail in the case of poor visibility conditions.
4. Use of raw GPS data is also advantageous in comparison to use of GPS position fixes, because processing of correlated data using Kalman filter can be avoided. The GPS position components errors are strongly cross-correlated and time-correlated with generally unknown correlation patterns. These correlations can not be properly accounted in the external processing of GPS data by Kalman filter. Thus, such a filtering can be suboptimal only.

REFERENCES

1. B. D. O. Anderson, J. B. Moore: *Optimal filtering*. Englewood Cliffs, New Jersey, USA, Prentice-Hall Inc., 1979.
2. R. G. Brown, P. Y. C. Hwang: *Introduction to random signals and applied Kalman filtering*. Wiley, UK, 1992.
3. J. V. Candy: *Signal Processing: The Model-Based Approach*. McGraw-Hill Inc., International Edition, 1986.
4. C. Drane, C. Rizos: *Positioning Systems in Intelligent Transportation Systems*. USA, Artech House, 1998.
5. J. Farrell, M. Barth: *The Global Positioning System and Inertial Navigation*. USA, McGraw-Hill, 1999.
6. B. Forssell: *Radionavigations systems*. Prentice Hall, UK, 1991.
7. M. Kayton, W. R. Fried: *Avionics Navigation Systems — Second Edition*. New York, USA, John Wiley & Sons Inc., 1997.
8. J. Kim, Jang-Gyu Lee, Gyu-In Jee, Tae-Kyung Sung: *Compensation of Gyroscope Errors and GPS/DR Integration*. IEEE 1996 Position Location and Navigation Symposium, Atlanta, GA, USA.
9. O. Salychev: *Inertial Systems in Navigation and Geophysics*. Bauman MSTU Press, Moscow, Russia, 1998.
10. J. Spilker, B. Parkinson: *Global Positioning System: Theory and Applications*, Vol. I and Vol. II, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.

S. Konatowski

ZINTEGROWANY SYSTEM POZYCJONUJĄCY POJAZDÓW LĄDOWYCH

Streszczenie

We współczesnych systemach nawigacyjnych pojazdów samochodowych istotną rolę odgrywają systemy pozycjonujące, wyposażane w czujniki autonomiczne i radiotechniczne. Ich zadaniem jest precyzyjne określanie miejsca położenia obiektów. Autonomiczne źródła informacji nawigacyjnej dokonują pomiaru parametrów bez otrzymywania sygnałów spoza obiektu. Czujnikami nieautonomicznymi są systemy radiotechniczne, a w szczególności system nawigacji satelitarnej GPS (Global Positioning System). Charakteryzują się one znacznie większą dokładnością długoterminową niż czujniki autonomiczne. Wadą tych systemów jest łatwość zakłócania ich pracy oraz możliwość wystąpienia czasowych zaników sygnałów.

Artykuł opisuje projekt zintegrowanego systemu nawigacyjnego DR/GPS, złożonego z odbiornika GPS oraz systemu DR (Dead Reckoning). W skład systemu DR wchodzi odometr, żyroskop i kompas elektroniczny, który koryguje narastające w czasie błędy żyroskopu. System zliczania drogi DR traktowany jest jako system nadrzędny – system odniesienia.

Dane z elementów składowych zaprojektowanego systemu przetwarzane są wspólnie w celu zapewnienia ciągłości i zwiększenia dokładności określania miejsca położenia pojazdu. W większości zastosowań nawigacyjnych optymalne procedury filtracji są nieliniowe, co komplikuje projektowanie filtrów. Z tego powodu, w procesie projektowania zintegrowanych systemów nawigacyjnych, często stosowana jest linearyzacja modelu projektowanego filtru. W artykule zastosowano dwa komplementarne filtry Kalmana. Pierwszy, w module kursu przetwarza sygnały z żyroskopu i kompasu elektronicznego. Drugi – linearyzowany filtr Kalmana – estymuje błędy położenia, wykorzystując informacje z systemów DR i GPS. Linearyzacja dokonywana jest wokół trasy pomiarowej z systemu DR.

Artykuł przedstawia wybrane wyniki badań symulacyjnych zaprojektowanego systemu pozycjonującego dla pojazdów lądowych.

Słowa kluczowe: system pozycjonujący, nawigacja zliczeniowa, system GPS, filtr Kalmana, system nawigacyjny

Systemy ekspertowe w diagnostyce medycznej

DARIUSZ RADOMSKI¹, ANDRZEJ JAKUBIAK²

1. Instytut Radioelektroniki, Politechnika Warszawska,
ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa,
e-mail: d.radomski@elka.pw.edu.pl
2. Instytut Telekomunikacji, Politechnika Warszawska,
ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa,
e-mail: a.jakubiak@rekt.pw.edu.pl

Otrzymano 2002.12.15
Autoryzowano 2003.02.20

Dynamiczny rozwój metod laboratoryjnych oraz technik obrazowania radiologicznego przyczynia się do znaczącego wzrostu danych klinicznych, stanowiących merytoryczne przesłanki przy podejmowaniu decyzji diagnoz. Fakt ten utrudnia szybką analizę danych zgromadzonych podczas badania chorego i podjęcie poprawnej decyzji klinicznej, wpływając na wydłużenie procesu diagnostycznego. Aby skrócić czas diagnozy stosowane są systemy ekspertowe wspomagające proces decyzyjny. Mają one głównie zastosowanie w masowych badaniach przesiewowych. Celem artykułu jest omówienie różnych klas systemów ekspertowych, uwzględniających losowy charakter diagnostycznego procesu decyzyjnego. W opisie zawarto również ocenę klinicznej przydatności danej klasy systemu.

Słowa kluczowe: system ekspertowy, statystyczne podejmowanie decyzji, krzywe ROC, diagnostyka medyczna

1. WPROWADZENIE

Począwszy od czasów Hipokratesa medycyna składa się z dwóch uzupełniających się komponentów: sztuki i wiedzy. Udział tych elementów zmieniał się na przestrzeni wieków. Medycyna starożytna opierała się na subiektywnych obserwacjach i fantazyjnych wyobrażeniach o procesach biologicznych. Prowadziło to do braku standaryzacji metod diagnostycznych oraz licznych błędnych diagnoz. W miarę doskonalenia obiektywnych metod badawczych wzrastał udział wiedzy w sposobie rozpoznawania chorób.

Dynamiczny rozwój nauk podstawowych, który nastąpił w XX w przyczynił się do stworzenia nowego kierunku w medycynie, zwanego *medycyną opartą na dowodach*.

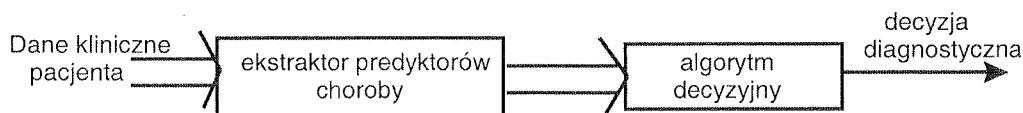
Głównym założeniem tego nurtu jest przyjęcie zasady podejmowania decyzji w oparciu o dowody zebrane w badaniach naukowych. Termin ten został po raz pierwszy wprowadzony w 1980 r przez Mc Mastera w Kanadzie [1].

Rozpowszechnienie medycyny opartej na dowodach doprowadziło do wyodrębnienia się nowej dziedziny medycyny, zwanej *epidemiologią kliniczną*. Jednym z obszarów zainteresowania tej gałęzi medycyny jest *teoria podejmowania decyzji klinicznych*, łącząca w sobie, oprócz wiedzy medycznej, elementy teorii podejmowania decyzji, statystyki, informatyki oraz psychologii. Zadaniem teorii podejmowania decyzji klinicznych jest poszukiwanie optymalnych algorytmów diagnostycznych i terapeutycznych.

Prace z zakresu teorii podejmowaniu decyzji klinicznych wraz z rozwojem metod „sztucznej inteligencji” doprowadziły do powstawania *diagnostycznych systemów ekspertowych* wspomagających diagnostykę medyczną. Głównym obszarem zastosowania klinicznego systemów ekspertowych są badania przesiewowe (z ang. *screeningowe*). Celem tych badań jest zdiagnozowanie wczesnego stadium choroby w wybranej populacji osób. Z uwagi na dużą liczbę badanych zastosowanie technik wspomagania diagnostyki pozwala zredukować czas badania przesiewowego oraz koszty wynikające z zatrudnieniem dużej liczby specjalistów. Klasycznym przykładem takich badań jest wykrywanie zmian dysplastycznych w gruczole sutkowym kobiet, stwarzających podejrzenie o zmianę nowotworową. Zdiagnozowane jako potencjalne narażone na wystąpienie nowotworu pacjentki są kierowane na dokładniejszą diagnozę, pozwalającą wykluczyć istnienie nowotworu (biopsja cienkoigłowa sutka)

Systemy ekspertowe znajdują obecnie zastosowanie we wszystkich nie zabiegowych specjalnościach medycyny. Niniejszy artykuł będzie poświęcony systemom ekspertowym stosowanym w diagnostyce medycznej. Jego celem będzie omówienie użytecznych narzędzi matematycznych stosowanych przy konstrukcji takich systemów oraz analiza ich klinicznej przydatności.

Celem diagnostycznego systemu ekspertowego, stosowanego w medycynie, jest dokonanie analizy zebranych danych klinicznych o pacjencie oraz podjęcie decyzji o istnieniu bądź braku zmian patologicznych. W ogólnej postaci system posiada strukturę przedstawioną na rys. 1. Pierwsza część systemu, zwana ekstraktorem predyktorów choroby służy przekształceniu danych z badań klinicznych w zbiór cech, na podstawie których będzie podejmowana decyzja diagnostyczna

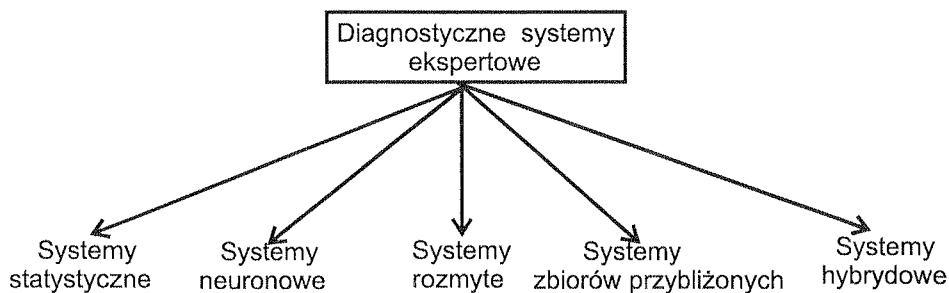


Rys. 1. Ogólna struktura systemu ekspertowego stosowanego w medycynie

Fig. 1. General structure of the medical expert system

Stosuje się przy tym różne techniki wielowymiarowej analizy danych, np. analizę czynnikową, analizę składowych głównych. Część druga systemu pełni rolę detektora

wskazując, weryfikując czy wyekstrahowane cechy przemawiają za istnieniem prawidłowej bądź patologicznej struktury anatomicznej. Przedstawione opracowanie będzie się koncentrować na algorytmach decyzyjnych. Systemy takie możemy podzielić na kilka klas, przedstawionych na rys. 2.



Rys. 2. Klasyfikacja diagnostycznych systemów ekspertowych

Fig. 2. Classification of the diagnostic expert systems

Oczywiście powyższa klasyfikacja ma na celu wprowadzenie pewnego uporządkowania prezentowanego materiału. W praktyce często spotykane są rozwiązania hybrydowe, oparte na wybranych technikach przynależnych do różnych klas.

Kolejne rozdziały opracowania zostaną poświęcone omówieniu narzędzi matematycznych stosowanych w danej klasie systemu ekspertowego. W ostatnim rozdziale zostaną przedstawione przykłady klinicznych zastosowań systemów ekspertowych w radiologii, które ze względu na powszechne stosowanie w badaniach przesiewowych, jest szczególnie predestynowana do wykorzystania automatycznych technik diagnostycznych.

2. STATYSTYCZNE SYSTEMY DIAGNOSTYCZNE

2.1. ELEMENTY TEORII DECYZJI DIAGNOSTYCZNYCH

Zagadnienie stawiania diagnozy lekarskiej jest równoważne procesowi podejmowania decyzji w warunkach niepewności. Źródłami niepewności są m in.:

- (i) Niedokładność modelu patofizjologicznego choroby.
- (ii) Zmienność osobnicza ludzi.
- (iii) Diagnostowanie różnych stadiów zaawansowania choroby.

Dlatego też do opisu procesu diagnostycznego stosuje się znane elementy teorii podejmowania decyzji statycznych. Dla uproszczenia rozważań będziemy zakładać, że celem diagnozy jest rozpoznanie występowania bądź braku stanu patologicznego $C = \{0,1\}$, co jest równoważne binarnej decyzji diagnostycznej $D = \{0,1\}$. Wprowadzając powyższe założenie, pomijamy problem różnicowania diagnostycznego, odpowiadający zagadnieniom klasyfikacji statystycznej.

Z uwagi na probabilistyczny charakter podejmowania decyzji diagnostycznych, podczas diagnozowania możliwe są cztery sytuacje, opisywane tablicą kontyngencji 2×2 (tabela 1). Niech a i d oznaczają odpowiednio liczbę poprawnych diagnoz, zaś b i c liczbę diagnoz błędnych.

Tabela 1

Wyniki podejmowania decyzji diagnostycznej

Diagnostic decision results

Patologia	Decyzja diagnostyczna	
	$D = 1$	$D = 0$
Obecna $C = 1$	a	b
Brak $C = 0$	c	d

Analogicznie do teorii decyzji statystycznych, wprowadza się pewne parametry pozwalające ocenić jakość skuteczność stawianych diagnoz. Są nimi

1. *swoistość testu (systemu) diagnostycznego*, definiowana jako:

$$Sp = P(D = 1 | C = 1) \quad (1)$$

2. *czułość testu (systemu) diagnostycznego*, określana jako:

$$Se = P(D = 0 | C = 0) \quad (2)$$

Posługując się tabelą 1, można wyznaczyć estymatory swoistości oraz czułości testu diagnostycznego. Przyjmują one następujące postacie:

$$Sp = \frac{b}{c + d} 100\% \quad (3)$$

$$Se = \frac{a}{a + b} 100\% \quad (4)$$

Powyższe estymatory, z uwagi na łatwość wyznaczania są powszechne stosowane w praktyce klinicznej. Wariancje tych estymatorów wynoszą odpowiednio:

$$V[Sp] = \frac{Sp(1 - Sp)}{c + d} \quad (5)$$

$$V[Se] = \frac{Se(1 - Se)}{a + b}$$

ych,
encji
zaś

Wyznaczenie wariancji estymatora pozwala na skonstruowanie asymptotycznego. Przedziału ufności na poziomie $100(1 - \alpha)\%$, wyrażającego się wzorem:

$$CI = \hat{\theta} \mp Z_{1-\alpha/2} \sqrt{V[\hat{\theta}]} \quad (6)$$

gdzie θ jest odpowiednio swoistością lub czułością zaś $Z_{1-\alpha/2}$ określa wartość górnego $\alpha/2$ kwantylu standaryzowanego rozkładu normalnego

Powyższe dwa parametry są stosowane do wyboru optymalnego testu diagnostycznego, maksymalizującego zarówno jego swoistość jak i czułość.

Można łatwo zauważyć, że test czuły rzadko pomija osoby chore, zaś test swoisty rzadko kwalifikuje osoby zdrowe jako chore. Dlatego też w badaniach przesiewowych dąży się do stosowania testów o maksymalnej czułości.

Swoistość oraz czułość można traktować jako parametry aprioryczne oceny jakości testu diagnostycznego. Stosując twierdzenie Bayesa o prawdopodobieństwie całkowite, można wyznaczyć parametry a posteriori, określane mianem dodatniej i ujemnej wartości predyktywnej. Definiuje się je następująco:

po-

$$\begin{aligned} PPV = P(C = 1 | D = 1) &= \frac{SeP(C = 1)}{SeP(C = 1) + (1 - Se)P(C = 0)} \\ NPV = P(C = 0 | D = 0) &= \frac{SpP(C = 0)}{SpP(C = 0) + (1 - Sp)P(C = 1)} \end{aligned} \quad (7)$$

(1)

(2)

testu

(3)

(4)

wane

(5)

Występujące we wzorze (7) wyrażenie $P(C = 1)$ określa prawdopodobieństwo wystąpienia danej choroby, zwane w epidemiologii *zachorowalnością*. Wielkość ta wpływa na zróżnicowanie wartości predykcyjnych, w zależności od stopnia referencyjnego szpitala a także przestrzennego (geograficznego) rozkładu zachorowalności.

Wprowadzone powyżej parametry będą stosowane do opisu jakości systemów diagnostycznych.

2.2. KRZYWE ROC W DIAGNOSTYCZNYCH SYSTEMACH EKSPERTOWYCH

Założmy najprostszą postać ekspertowej reguły diagnostycznej, odpowiadający detektorowi progowego. Regułę taką można opisać wzorem:

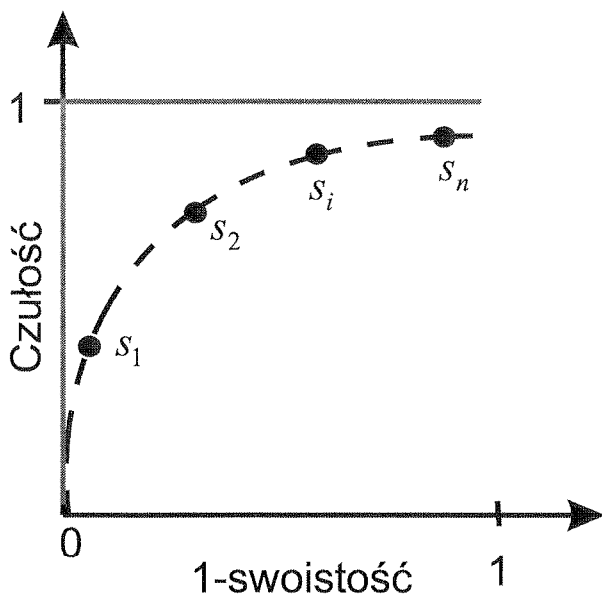
$$d = \begin{cases} 0 & \text{dla } s \leq L \\ 1 & \text{dla } s > L \end{cases} \quad (8)$$

gdzie: s jest dyskretną *zmienną decyzyjną*, $s = \{s_1 s_2 \dots s_n\}$, reprezentującą wartość cechy klinicznej, na podstawie której podejmowana jest decyzja diagnostyczna, L oznaczmy wartość progu. Przykładem zmiennej decyzyjnej może być wartość szarości zbioru pikseli należących do pewnego obszaru, wyodrębnionego technikami *pattern recognitions* lub wartości testu laboratoryjnego. Zasadniczym problemem przy konstrukcji progowego

systemu diagnostycznego jest dobór optymalnej wartości progu L , tak by system diagnostyczny osiągnął dużą swoistość i specyficzność. Do tego celu wykorzystuje się krzywe operacyjne ROC (z ang. *Receiver operating characteristic*). Krzywe ROC można zdefiniować następująco:

$$Se(\beta; s_i) = f(\beta) \text{ dla } i = 1, \dots, n \quad (9)$$

gdzie $\beta = 1 - Sp(s_i)$. Zgodnie z wzorem (9), krzywa ROC przedstawia zależność między czułością a swoistością. Wyznaczoną dla każdej wartości zmiennej decyzyjnej. Przykładowe krzywe ROC prezentuje rys. 3. Można łatwo zauważyć, że dla prezentowanego przykładu $L = s_2$. Uogólniając można pokazać, że w przypadku progowego systemu diagnostycznego za wartość progową wybiera wartość Pareto optymalną zmiennej decyzyjnej, tzn. leżącą możliwie najbliżej lewego górnego rogu krzywej ROC. Również warto zauważyć, że dla danego systemu diagnostycznego krzywa ROC jest tym lepsza im bardziej zbliża się do „wykresu prostokątnego” (idealnego systemu decyzyjnego).



Rys. 3. Przykładowa krzywa ROC (Linia czerwoną zaznaczono krzywą „idealną”)

Fig. 3. Example of the ROC curve (ideal curve — red line)

Dotychczasowe rozważania dotyczyły wykorzystania krzywych ROC do konstrukcji progowego systemu diagnostycznego. Drugie zastosowanie tych krzywych to ocena dokładności statystycznej systemów diagnostycznych. Załóżmy, że dysponujemy dwoma metodami (systemami ekspertowymi) i chcemy oszacować, czy obie metody dają taką samą precyzję w stawianiu poprawnych diagnoz. Wówczas porównanie systemów

diagnostycznych sprowadza się do porównania dwóch krzywych ROC. Jedną z metod porównawczych jest opisane krzywej ROC parametrem AUC zdefiniowanym następująco:

$$A = \int_0^1 f(\beta) d\beta \quad (10)$$

Parametr (10) określa pole powierzchni pod krzywą. Estymacja wartości parametru A możliwa jest na dwa sposoby: metodą parametryczną — wymagającą uprzedniej aproksymacji funkcji $f(\cdot)$ oraz metodą nieparametryczną. Pierwsza z metod zakłada gaussowski rozkład wartości zmiennej decyzyjnej s_i , co nie zawsze jest spełnione. Zastosowanie metody nieparametrycznej, w najprostszy sposób, może polegać na całkowaniu numerycznym metodą trapezów. Jednak w [2] wykazano, że taka estymacja prowadzi do niedoszacowania. Dlatego proponowane są estymatory oparte na rangowej statystyce Manna-Whitneya o następującej postaci:

$$\hat{A} = \frac{1}{n_0 n_1} \sum_{i=1}^{n_0} \sum_{j=1}^{n_1} R(s_i, s_j), \quad (11)$$

gdzie s_i, s_j oznaczają odpowiednio wartości zmiennych decyzyjnych w grupie osób zdrowych, (o liczebności n_0) oraz chorych (n_1), zaś R jest funkcją rangującą, tzn:

$$R(x, y) = \begin{cases} 0 & \text{dla } x > y \\ \frac{1}{2} & \text{dla } x = y \\ 1 & \text{dla } x < y \end{cases} \quad (12)$$

W [2] Hanley wyznaczył wariancję estymatora (11) wynoszącą:

$$V[\hat{A}] = \frac{A(1-A) + (n_1-1)(Q_1-A^2) + (n_0-1)(Q_2-A^2)}{n_1 n_0}, \quad (13)$$

przy czym $Q_1 = \frac{2A}{2-A}$, zaś $Q_2 = \frac{2A^2}{1+A}$.

Zestaw równań (11) i (13) pozwala na zastosowanie weryfikacji hipotez statystycznej do porównywania krzywych ROC. Wprowadźmy hipotezę prostą postaci:

$$H_0: A_1 = A_2 \quad (14)$$

przy hipotezie alternatywnej

$$H_1: A_1 \neq A_2$$

Do weryfikacji hipotezy H_0 stosuje się następującą statystykę testową:

$$Z = \frac{A_1 - A_2}{\sqrt{V[A_1 - A_2]}} \quad (15)$$

Można łatwo zauważyć, że jeśli systemy diagnostyczne pracują niezależnie, to:

$$V[A_1 - A_2] = V[A_1] + V[A_2] \quad (16)$$

Statystyka (15) ma standaryzowany rozkład normalny.

Alternatywnym sposobem porównywania krzywych ROC jest wprowadzenie pojęcia *równoważności krzywych*. Termin ten został zapożyczony z farmakokinetyki, gdzie określa się biorównoważność dwóch leków, porównując krzywe ich stężeń.

Dwie krzywe nazywamy *równoważne*, jeśli $\Delta A \in (\Delta_L; \Delta_U)$. Innymi słowy, dla takich krzywych różnica w wartości pola pod krzywą musi być klinicznie akceptowalna, a więc należeć do założonego przedziału [3]. Weryfikacja tego warunku jest możliwa przy pomocy testu Schuirmana, będącego modyfikacją testu Z. Dla powyższego warunku można zapisać następującą hipotezę zerową:

$$H_0 : \Delta A \leq \Delta_L \quad \text{lub} \quad \Delta A \geq \Delta_U \quad (17)$$

przy hipotezie alternatywnej:

$$H_1 : \Delta_L < \Delta A < \Delta_U$$

Weryfikacja hipotezy (17) odbywa się na podstawie dwóch statystyk testowych postaci:

$$Z_1 = \frac{\Delta A - \Delta_L}{\sqrt{V[\Delta A]}} \quad Z_2 = \frac{\Delta_U - \Delta A}{\sqrt{V[\Delta A]}} \quad (18)$$

Obie statystyki posiadają standaryzowany rozkład normalny. Można łatwo pokazać, że warunek równoważności krzywych jest bardziej liberalny, niż warunek ich równości.

2.3. MODEL REGRESJI LOGISTYCZNEJ W SYSTEMACH DIAGNOSTYCZNYCH

Przedstawiony w rozdziale 2.2 model decyzyjny pozwala na konstrukcję progowego systemu decyzyjnego w oparciu o jedną cechę diagnozowanej choroby. W kliniczne rzeczywistości diagnozę można zapisać jako przekształcenie wektora $\mathbf{X} \in \mathbb{R}^n$ w zmienną decyzyjną d . Wektor $\mathbf{X}$ może się składać zarówno z cech opisujących analizowaną jednostkę chorobową, jak innych istotnych klinicznie predyktorów, zwanych w literaturze epidemiologicznej *czynniki ryzyka* choroby. Jednym ze standardowych modeli statystycznych opisujących zależność zmiennej binarnej od wektora predyktorów jest model *regresji logistycznej*. Model ten jest powszechnie stosowany do identyfikacji czynników

ryzyka w epidemiologii [4], a także może być użyteczny w prostych, wielowymiarowych systemach diagnostycznych.

Model regresji logistycznej przyjmuje postać:

$$P(C = 1 | \mathbf{X}) = \frac{\exp \left[a_0 + \sum_{i=1}^k a_i x_i \right]}{1 + \exp \left[a_0 + \sum_{i=1}^k a_i x_i \right]} \quad (19)$$

$P(C = 1 | \mathbf{X})$ oznacza prawdopodobieństwo wystąpienia choroby pod warunkiem odpowiednich wartości predyktorów.

Zastosowanie modelu (19) w systemie diagnostycznym składa się z dwóch etapów:

- (i) nauki modelu — na podstawie danych treningowych dokonuje się estymacji wektora parametru modelu
- (ii) określeniu reguły decyzyjnej, która może przyjmować następującą formułę:

$$d = \begin{cases} 1 & \text{dla } P(C = 1 | \mathbf{X}) > \frac{1}{2} \\ 0 & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (20)$$

Estymację parametrów modelu przeprowadza się w oparciu o metodę największej wiarygodności. Niech $\theta = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_k]^T$ będzie wektorem parametrów modelu regresyjnego. korzystając z faktu, że zmienna prognozowana ma rozkład dwumianowy, funkcję wiarygodności można zapisać następująco:

$$L(\theta) = \prod_{i=1}^m P(\mathbf{X}_i) \prod_{i=m+1}^n [1 - P(\mathbf{X}_i)] \quad (21)$$

gdzie $P(\mathbf{X}) = \frac{1}{1 + \exp \left(\mathbf{a}_0 + \sum_{i=1}^k a_i x_i \right)}$. Estymator wektora parametrów otrzymuje się rozwiązując numerycznie równanie:

$$\frac{\partial L}{\partial \theta} = \mathbf{0} \quad (22)$$

Równanie (22) rozwiązuje się metodami numerycznymi, np. metodą Newtona-Raphsona.

W celu określenia optymalnej liczby parametrów detektora logistycznego proponuje się testowanie statystycznej istotności parametrów modelu. Sprowadza się to do weryfikacji następującej hipotezy zerowej:

$$H_0 : a_i = 0 \quad \text{dla } i = 0, 1, \dots, k \quad (23)$$

przy hipotezie alternatywnej:

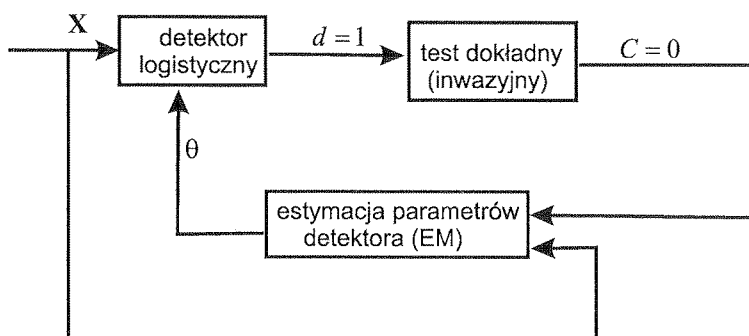
$$H_1 : a_i \neq 0 \quad \text{dla } i = 0, 1, \dots, k$$

Testowanie hipotezy (23) odbywa się przy użyciu testu Walda, którego statystyka testowa ma postać [5]:

$$z = \frac{\hat{a}_i}{V[\hat{a}_i]} \quad \text{dla } i = 0, 1, \dots, k \quad (24)$$

Statystyka (24) ma standaryzowany rozkład normalny. Test ten pozwala na wyodrębnienie tych danych klinicznych, które najlepiej (w sensie statystycznym) predykują stan chorobowy.

Klasyczne zastosowanie modelu logistycznego w systemie diagnostycznym ogranicza się do wykonania kroków (i) (ii). W niniejszym opracowaniu proponujemy strukturę adaptacyjnego systemu decyzyjnego, poprawiającego skuteczność diagnostyki. Koncepcja naśladuje uczenie się lekarza, który zdobywając większe doświadczenie, minimalizuje ryzyko błędnych decyzji. Strukturę proponowanego systemu przedstawia rys.4



Rys. 4. Adaptacyjny detektor logistyczny

Fig. 4. Adaptive logistical detector

Decyzja diagnostyczna podjęta przez detektor logistyczny jest weryfikowana przez dokładny test diagnostyczny, który często jest kosztownym badaniem inwazyjnym, np. śródoperacyjne rozpoznawanie histopatologiczne. Jeżeli wynik rozpoznania jest niezgodny z systemem diagnostycznym, wówczas model regresji logistycznej jest „doucany” na podstawie bieżącego przypadku. Aby skrócić czas ponownej estymacji, proponujemy zastosowanie iteracyjnej wersji metody największej wiarygodności, przyjmując aktualne wartości wektora parametrów za punkt startowy. W celu wykluczenia negatywnego wpływu „nietypowych przypadków”, zwanych danymi odstającymi, adaptacje można dokonywać, gdy spełniony jest warunek:

(23)

$$\frac{\hat{\theta} - \hat{\theta}_a}{V[\hat{\theta}]} \quad (25)$$

towa

gdzie $\hat{\theta}$, $\hat{\theta}_a$ oznacza odpowiednio estymatę parametrów przed i po re-estymacji. T jest progiem dopuszczalności dobieranym eksperymentalnie. Warunek (25) pozwala zabezpieczyć się przed „odciągnięciem” rozwiązania równania (22) od punktu optymalnego. Można łatwo zauważyć, że przedstawiona koncepcja jest analogiczna do adaptacji sieci neuronowych w trybie „on line”.

(24)

2.4. INNE METODY STATYSTYCZNE STOSOWANE W SYSTEMACH DIAGNOSTYCZNYCH

ienie
stan

Oprócz przedstawionych metod statystycznych, w automatyzacji procesu diagnostycznego stosuje się również klasyczne narzędzia teorii decyzji, do których można zaliczyć reguły bayesowskie, reguły minimaksowe. Reguły te bazują na znajomości rozkładu prawdopodobieństwa zmiennych decyzyjnych. Z uwagi na fakt, iż reguły te należą do kanonu systemów decyzyjnych, nie będą one przedmiotem rozważań w niniejszym opracowaniu.

nicza
strukturę
epcja
izuje

3. NEURONOWE SYSTEMY EKSPERTOWE

Wprowadzony w 3 model regresji logistycznej należy do klasy tzw. *Uogólnionych modeli liniowych* (ang. *Generalized linear models*). Modele tej klasy mają następującą postać:

$$y = g(\beta X^T + \beta_0) \quad (26)$$

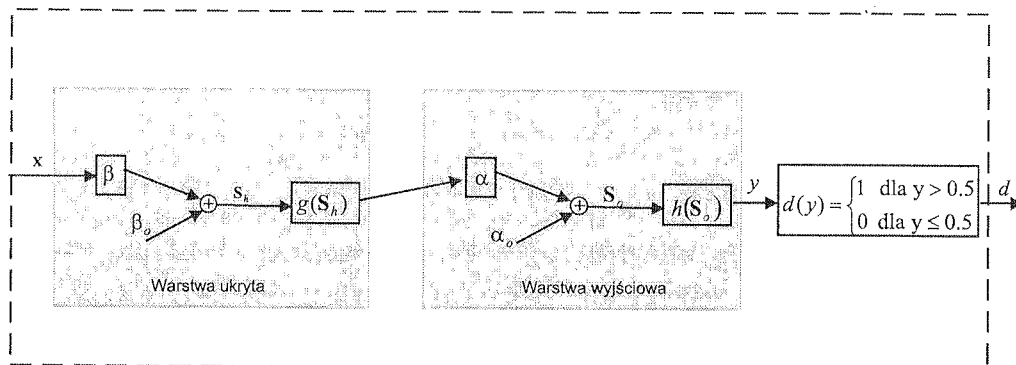
gdzie $y = E[y_i]$, zaś rozkład zmiennej losowej y_i należy do rodziny rozkładów wykładniczych. Funkcja $g(\square)$, zwana *funkcją wiążącą*, jest różnowartościową funkcją monotoniczną. Klasyczną metodą estymacji parametrów modeli GLIM jest metoda największej wiarygodności [6]. W dalszych rozważaniach założymy, że parametry będą estymowane metodą najmniejszych kwadratów. Można zauważyć, że struktura (26) wraz z estymacją LS prowadzi do modelu neuronu, najprostszego składnika sieci neuronowej. Parametry modelu GLIM odpowiadają wagom sieci, zaś funkcja odwrotna do wiążącej jest funkcją aktywacji neuronu. Jeżeli $g^{-1}(\square)$ będzie funkcją logistyczną, wówczas otrzymujemy strukturę neuronu sigmoidalnego.

przez
, np.
odny
” na
jemy
ualne
nego
ożna

Podobieństwo modelu regresji logistycznej do neuronu tłumaczy zastosowanie sieci neuronowych jako diagnostycznych systemów decyzyjnych. Można wykazać, że uzupełnienie struktury modelu o dodatkową nieliniowość pozwala uzyskać lepszą aproksymację nieliniowej funkcji dyskryminującej. Model przyjmuje wtedy następującą postać

$$y = h(\alpha g(\beta X^T + \beta_0) + \alpha_0) \quad (27)$$

Zastosowanie sigmoidalnej funkcji $h(\square)$ w warstwie wyjściowej pozwala, z jednej strony na ograniczenie wyjścia sieci neuronowej do przedziału $(0,1)$, z drugiej zaś strony umożliwia łatwą estymację wektora parametrów $\theta = [\alpha_o \dots \alpha_l \beta_o \dots \beta_k]^T$. Ogólną strukturę neuronowego systemu diagnostycznego przedstawia rys. 5.



Rys. 5. Ogólna struktura neuronowego systemu diagnostycznego

Fig. 5. General structure of diagnostic neural network system

Dla powyższej struktury estymację wektora parametrów dokonuje się minimalizując błąd średniokwadratowy odpowiedzi sieci metodą najmniejszego spadku. Różniczkowalne funkcje aktywacji obu warstw sieci pozwalają na wyznaczenie gradientów błędu względem wektora parametrów metodą wstecznej propagacji błędu.

Praktyczne wykorzystanie przedstawionego statystycznego podejścia do sieci neuronowych jest realizowane na różne sposoby, przy czym różnorodność dotyczy struktur sieci neuronowych (postać funkcji aktywacji, liczba neuronów w warstwie ukrytej) jak i algorytmów uczenia sieci (poprawa ich zbieżności i odporności na minima lokalne).

Z uwagi na fakt, iż parametry sieci neuronowej są estymowane metodą nieliniowych najmniejszych kwadratów, potrzebują większych zbiorów uczących niż detektor logistyczny. Jednakże osiągają tym samym lepsze właściwości klasyfikacyjne. Można jednak zauważyć, że przedstawiona na rys. 4. idea adaptacyjnej nauki systemu ekspertowego może być adoptowana dla systemów neuronowych.

4. ROZMYTE SYSTEMY EKSPERTOWE

W dotychczasowych rozważaniach decyzja diagnostyczna była rozumiana jako przekształcenie $d: X \rightarrow D$, zaś opisane modele służyły aproksymacji przekształcenia d . Sprowadzało się to do typowego zadania identyfikacji modelu regresyjnego procesu decyzyjnego.

Alternatywnym spojrzeniem na proces diagnozowania jest podejście teorii mnogościowe. Oznaczmy przez $S^* = \{S_1^*, S_2^*, \dots, S_n^*\}$ zbiór wartości n cech charakterystycz-

nych dla danej choroby, zaś przez $S = \{S_1, S_2, \dots, S_n\}$ zbiór dopuszczalnych wartości n cech choroby poddawanych diagnozie. Korzystając z klasycznej teorii mnogościowej możemy zapisać następującą regułę decyzyjną:

$$d = \begin{cases} 1 & \text{dla } S \subseteq S^* \\ 0 & \text{dla } S \not\subseteq S^* \end{cases} \quad (28)$$

Powyższa funkcja decyzyjna pozwala konstruować dowolne podzbiory wartości cech wykorzystując rachunek zbiorów. W szczególności (28) może przyjmować postacie:

$$d_1 = \begin{cases} 1 & \text{dla } S_1 \cup S_2 \subseteq S^* \\ 0 & \text{wpp} \end{cases}, \quad d_2 = \begin{cases} 1 & \text{dla } S_1 \cap S_2 \subseteq S^* \\ 0 & \text{wpp} \end{cases}$$

Poprzez tożsamość algebry zbiorów z algebrą boolowską, postacie te pozwalają kreować dowolne reguły decyzyjne. Pomimo tej zalety nie znajdują one bezpośredniego zastosowania w systemach diagnostycznych, gdyż nie pozwalają uwzględnić losowego opisu procesu diagnostycznego. Ograniczenie to można przezwyciężyć wprowadzając rozmytą relację przynależności elementu do zbioru, modelując tym samym niepewność diagnostyczną. Modelem niepewności jest *funkcja przynależności* określana na elementach zbioru S i wartościach należących do przedziału $[0;1]$, przy czym

$$\begin{aligned} \mu(s_i) &= 0 \Leftrightarrow s_i \notin S^* \\ \mu(s_i) &= 1 \Leftrightarrow s_i \in S^* \end{aligned} \quad \text{dla } i=1, \dots, n \quad (29)$$

Wartości $\mu(s_i) \in (0;1)$ oznacza, że dana cecha tylko sugeruje istnienie patologii w analizowanych danych. Pary $(S^*, \mu(s_i))$ nazywane są *zbiorami rozmytymi*. Ponieważ funkcja $\mu(s_i)$ niespełnia definicyjnych aksjomatów prawdopodobieństwa, nie można utożsamiać zbiorów rozmytych z opisem probabilistycznym. Stanowią one odpowiednik opisu probabilistycznego procesu diagnozowania w języku teorii mnogości.

Zasadniczym problemem projektowania rozmytego systemu ekspertowego jest określenie postaci funkcji przynależności. Jest to miejsce dla inwencji twórczej projektanta, umożliwiające przełożenie eksperckiej wiedzy doświadczonych radiologów na język matematyczny. Można także posłużyć się rozkładami prawdopodobieństwa występowania danej cechy choroby w populacji osób zdrowych i chorych, który aproksymuje funkcję $\mu(s_i)$. Wówczas wartości modalnej s_i przyporządkowuje się $\mu(s_i) = 1$, zaś wartości najrzadziej występującej zero. Najczęściej spotykanymi postaciami funkcji przynależności jest funkcja trójkątna bądź trapezoidalna. Kształty te aproksymują rozkłady normalne wartości danej cechy.

Mając zdefiniowane funkcje przynależności przystępuje się do dedukcyjnych reguł decyzyjnych opartych na algebrze boolowskiej.

$$\begin{aligned} \mu_{S_1' \cap S_2'}(s_1, s_2) &= \min(\mu_{S_1'}(s_1), \mu_{S_2'}(s_2)) \\ \mu_{S_1' \cup S_2'}(s_1, s_2) &= \max(\mu_{S_1'}(s_1), \mu_{S_2'}(s_2)) \end{aligned} \quad (30)$$

Reguły (30) są równoważne następującym „rozmytym” implikacją:

$$\begin{aligned} s_1 \in S_1^* \wedge s_2 \in S_2^* &\Rightarrow S \in S^* \\ s_1 \in S_1^* \vee s_2 \in S_2^* &\Rightarrow S \in S^* \end{aligned} \quad (31)$$

gdzie operatory $\in$, $\in$ są „rozmytymi” operatorami przynależności, zależnymi od funkcji przynależności. Powyższe reguły wnioskowania pozwalają zapisać dowolną regułę dedukcyjną. Oznaczmy przez $\mu_{S^*}(s_1, \dots, s_n)$ wynikową funkcję przynależności. Prowadzi ona do następującej postaci diagnostycznej reguły decyzyjnej:

$$d = \begin{cases} 1 & \text{dla } \mu_{S^*}(s_1, \dots, s_n) \geq T \\ 0 & \text{wpp} \end{cases} \quad (32)$$

$T \approx 1$ jest arbitralnie przyjętym progiem decyzyjnym. Im T jest bliższe wartości 1 tym bardziej restrykcyjny system diagnostyczny.

$T \approx 1$ Można wykazać, że system decyzyjny w postaci (32) jest innym zapisem regresyjnego modelu decyzyjnego. Autor [7] wykazał, że sigmoidalny neuron aproksymuje działanie rozmytego systemu decyzyjnego.

Zaletą, a w niektórych przypadkach wadą ekspertowych systemów rozmytych jest heurystyczny dobór postaci funkcji przynależności oraz złożoności reguł wnioskowania. W klasycznej postaci systemy te nie wymagają danych treningowych do estymacji parametrów. Można jednak zaproponować adaptacyjną identyfikację funkcji przynależności w czasie pracy systemu.

W chwili obecnej rozmyte systemy ekspertowe stanowią silną alternatywę dla systemów neuronowych. Ich zastosowanie wydaje się być zasadne w przypadku posiadania dużej wiedzy o procedurze diagnostycznej, przy jednoczesnej niemożliwości zebrania populacji treningowych zdjęć radiologicznych.

5. PRZYBLIŻONE SYSTEMY EKSPERTOWE

Matematyczną podstawę omawianej klasy systemów ekspertowych stanowią zbiory przybliżone, wprowadzone w latach 80-tych przez Z. Pawlaka. W przeciwieństwie do uprzednio przedstawionych metod, techniki te nie uwzględniają explicite losowego opisu procesu diagnostycznego. Fakt ten wpływa na małą popularność zbiorów przybliżonych w zastosowaniach medycznych. Dlatego też w niniejszym opracowaniu zostanie tylko naszkicowana główna idea wnioskowania opartego o zbiory przybliżone celem scharakteryzowania tej klasy systemów ekspertowych. Odnaczają się one następującymi właściwościami:

- należą do grupy algebraicznych metod wnioskowania,
- bazują na deterministycznych regułach wnioskowania,
- zalecane są dla problemów, dla których wymiar atrybutów jest mały.

Przynależność w teorii zbiorów przybliżonych określa się następująco: element s_i^* należy do zbioru S_i^* jeśli jest on podobny do pozostałych elementów zbioru.

Podobieństwo to definiuje się za pomocą *relacji równoważności* R . Element s_i jest podobny do elementu s_i^* , co zapisujemy

$$s_i R s_i^* \stackrel{\text{def}}{\Leftrightarrow} s_i^* \in S_i^* \Rightarrow s_i \in S_i^* \quad (33)$$

Relację równoważności definiuje się w dowolny sposób, zależnie od specyfiki zadania diagnostycznego. Oznaczmy przez $[s_i]_R$ klasę abstrakcji relacji równoważności. Pozwala ona wprowadzić miarę przynależności s_i do zbioru S_i^* , definiowaną jako:

$$\eta(s_i) = \frac{|S_i^* \cap [s_i]_R|}{|[s_i]_R|} \quad (34)$$

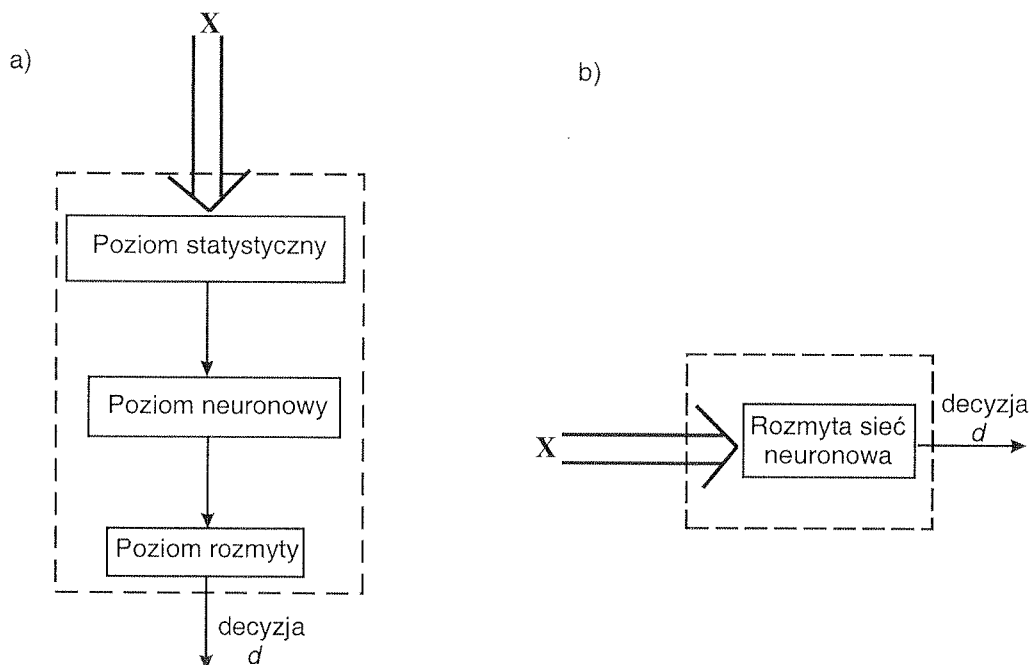
gdzie $|A|$ jest mocą zbioru A . Funkcja (34) pozwala na konstrukcję progowego detektora, analogicznie do (32).

Porównując metodologię zbiorów przybliżonych i zbiorów rozmytych można wykazać zasadniczą różnicę ontologiczną. Funkcja (34) jest konstruowana a posteriori i wynika z postaci relacji równoważności. Z kolei relacja (33) wymaga ścisłego zdefiniowania kryteriów podobieństwa zbiorów S i S^* . Uwzględniając uwarunkowania procesu diagnostycznego (i) — (iii) można łatwo zauważyć, że precyzyjne określenie relacji równoważności jest niemożliwe. Ograniczenie to powoduje niską skuteczność systemów przybliżonych w zastosowaniu do badań przesiewowych, charakteryzujących dużą zmiennością osobniczą. Mogą one być przydatne przy specjalistycznych testach diagnostycznych przeznaczonych dla określonej, wąskiej grupy pacjentów.

6. HYBRYDOWE SYSTEMY EKSPERTOWE

Ostatnią klasę diagnostycznych systemów ekspertowych stanowią systemy hybrydowe. Przez *systemy hybrydowe* rozumiemy systemy wykorzystujące różnorodne metody opisu procesu decyzyjnego. Są one najczęściej stosowanymi systemami ekspertowymi w praktykach klinicznych. W tej klasie można wyróżnić podgrupę systemów hierarchicznych, w których na każdym poziomie syntezy reguły decyzyjnej wykorzystywany jest inny opis matematyczny. Przykłady takich rozwiązań zostaną przedstawione w rozdziale 7. Systemy o strukturze hierarchicznej zawierają także elementy heurystyczne pozwalające na powiązanie między poszczególnymi poziomami.

Alternatywą podgrupą systemów hybrydowych stanowią *systemy mieszanie*, wykorzystujące jednocześnie podejście statystyczne, neuronowe lub rozmyte. Jako przykład może służyć system diagnostyczny oparty o rozmytą sieć neuronową. Wówczas zbiory rozmyte stosowane są do ustalenia początkowych wag sieci neuronowych. Zabieg ten pozwala na przyspieszenie procesu estymacji wag sieci neuronowej oraz zmniejszenie liczebności zbioru treningowego (rys. 6).



Rys. 6. Przykładowe struktury systemów hybrydowych:

a) struktura hierarchiczna, b) struktura mieszana

Fig. 6. Examples of hybrid systems: a) hierarchical, b) mixture

Wybór odpowiedniej struktury ekspertowego systemu diagnostycznego zależy od złożoności procesu diagnozowania. Struktura hierarchiczna zalecana jest dla diagnoz wieloetapowych, w których na każdym etapie diagnozy wykorzystywany jest inny wektor cech choroby. Natomiast struktura mieszana posiada większe zastosowanie w diagnozach jednoetapowych.

7. PRZYKŁADY KLINICZNE EKSPERTOWYCH SYSTEMÓW DIAGNOSTYCZNYCH

Dotychczasowe rozdziały opracowania zostały poświęcone omówieniu matematycznych podstaw ekspertowych systemów diagnostycznych. W bieżącym rozdziale przedstawimy przykłady proponowanych w literaturze ekspertowych systemów diagnostycznych przeznaczonych dla zagadnień radiologicznych. Znajdują one zastosowanie przy rozpoznawaniu zmian ogniskowych w utkaniu sutka oraz identyfikacji zmian w płucach. Omawiając poniższe rozwiązania skoncentrujemy się na analizie ich wad oraz zalet.

D
syste
najwi
tujem
nowo
Diagn
W
Wejś
naucz
patolo
inform
wyraz
fologi
międz
maks
przez

Możn
I [9].
W
neuro
O
propa
W
diagno
syste
Diagn
Op
jedy
stoso
hierar
krymi

Funkc
nej, z

7.1. WYKORZYSTANIE SYSTEMÓW NEURONÓW DO OCENY DIAGNOSTYCZNEJ OBRAZÓW PŁUC ORAZ MAMMOGRAFI

Dokonując przeglądu publikacji poświęconych klinicznym przykładom zastosowania systemów ekspertowych w medycynie, można wykazać, że systemy neuronowe stanowią największy odsetek prac dostępnych w Medline. W niniejszym opracowaniu zaprezentujemy dwa rozwiązania. Pierwsze z nich przeznaczone jest do wykrywania guzów nowotworowych płuc, drugie zaś do detekcji guzów w sutkach.

Diagnostyka nowotworu płuc

W [9] autorzy zaproponowali system ekspertowy złożony z dwóch sieci neuronowej. Wejście do pierwszej z nich stanowiła macierz cyfrowego obrazu płuc. Sieć, uprzednio nauczona reprezentatywną próbą obrazów patologicznych, poszukiwała lokalizacji miejsca patologicznego. Dla każdego piksela, sieć wyznaczała na wyjściu liczbę $p \in [0;1]$ informującą o przynależności danego punktu do obszaru zmiany patologicznej. Analiza wyrazów macierzy $\mathbf{P} = [p_{ij}]$ pozwoliła znaleźć rozłączne obszary opisujące patomorfologiczne cechy obrazu. Obszary patologiczne $\mathbf{I}_{n \times n}$ były wykorzystane do różnicowania między nowotworem, a artefaktem obrazowym. Do tego celu wykorzystano badanie maksimów rozkładu *powierzchni krzywoliniowej obrazu*. Powierzchnia ta jest wyznaczona przez pochodne kierunkowe w punkcie (x, y) , tzn.:

$$I'(x,y) = \frac{\partial I}{\partial x} \sin \alpha + \frac{\partial I}{\partial y} \cos \alpha \quad (35)$$

Można wykazać, że ekstrema (35) odpowiadają wartościom własnym hesjanu macierzy $\mathbf{I}$ [9].

Wyznaczone wartości własne stanowiły wektor cech podawanych na drugą sieć neuronową, klasyfikującą rozpoznane obszary jako guzy.

Obie sieci posiadały strukturę dwuwarstwową i były uczone algorytmem wstecznej propagacji błędu.

Weryfikacja proponowanego systemu wykazała 96% czułość podjętych decyzji diagnostycznych. Wartość ta jest wystarczająco wysoka, by uznać użyteczność tego systemu ekspertowego w badaniach przesiewowych.

Diagnostyka zmian ogniskowych w sutkach

Opisany powyżej system ekspertowy należy do klasy systemów neuronowych, gdyż jedynym mechanizmem syntezy reguły decyzyjnej były sieci neuronowe. Kolejny system, stosowany do detekcji guzów sutka jest przykładem systemu hybrydowego o strukturze hierarchicznej, składającej się z sieci neuronowej oraz algorytmu statystycznego — dyskryminacji liniowej [10]. Zaproponowana funkcja decyzyjna przyjmuje postać:

$$d = d_N(g(\mathbf{X}))f(\mathbf{X}) + 1 - d_N(g(\mathbf{X})) \quad (36)$$

Funkcja $g(\square)$ opisuje sieć neuronową, $f(\square)$ jest wartością liniowej funkcji dyskryminacyjnej, zaś $d_N(\square)$ oznacza binarną funkcję decyzyjną postaci $d(y)$ z rys. 5.

Autorzy zastosowali sieć neuronową typu ART, uczoną bez nadzoru metodą Grosberga. Sieć neuronowa dokonuje podziału diagnozowanych obrazów na k klas. Zaletą tego typu sieci jest odporność na dane odstające, zaś wadą mała skuteczność do uogólniania (aproksymuje lokalną funkcję dyskryminującą). Z uwagi na podobieństwo obrazów należących do jednej klasy, rozkład prawdopodobieństwa ich cech jest normalny. Fakt ten stwarza optymalne warunki pracy dyskryminatora liniowego, diagnozującego zmiany patologiczne.

Wektor wejściowy $\mathbf{X}$ składa się 13 wielkości opisujących teksturę obrazka, takich jak: jego korelację, energię, entropię, itd.¹ [10].

Przeprowadzone testy proponowanego systemu diagnostycznego wykazały większą skuteczność w porównaniu z jednorodnymi (statystycznymi, neuronowymi) systemami ekspertowymi. Wyrażało się to w większej wartości pola powierzchni pod krzywą ROC ($A_H = 0.81$ versus $A_S = 0.79$, $A_N = 0.80$, indeksy oznaczają odpowiednio system: hybrydowy, statystyczny, neuronowy).

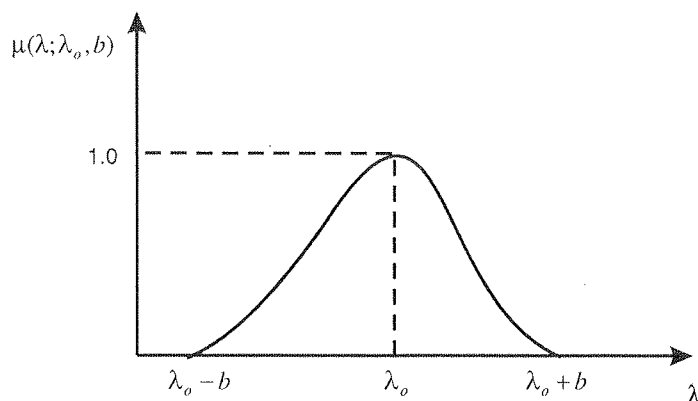
7.2. DIAGNOSTYKA MIKROZWAPNIEŃ W SUTKACH PRZY POMOCY SYSTEMU ROZMYTEGO

Przedstawiony powyżej neuronowy system diagnostyczny przeznaczony był do detekcji inwazyjnych guzów gruczołu piersiowego [11]. Dane epidemiologiczne wskazują, że jednym z czynników prognostycznych wyleczenia nowotworu sutka jest wczesne wykrycie ogniskowych zmian, występujących pod postacią mikrozwapnień. Ich detekcja w obrazie mammograficznym jest bardzo trudna, z uwagi na następujące uwarunkowania [11]:

- Ogniska mogą być bardzo małe, co utrudnia ich lokalizację.
Charakteryzują się dużą zmiennością osobniczą rozmiaru, kształtu i gęstością, co utrudnia stworzenie reprezentatywnego zbioru uczącego (np. dla systemów neuronowych).
- Obszar ognisk często charakteryzuje się podobną jasnością szarości do tkanki otaczającej.
Gęstość utkania tkanki gruczołowej sutka oraz grubość skóry osłabia przenikalność promieniowania X, co pogarsza jakość zdjęcia.

Powyższe uwarunkowania uniemożliwiają zastosowanie deterministycznych reguł diagnostycznych do identyfikacji ognisk mikrozwapnień. Dlatego też w [11] zaproponowano ekspertowy system diagnostyczny oparty o zbory rozmyte. Quasi -gaussowska przynależności była zdefiniowana na zbiorze wartości szarości pikseli mammogramu i opisywała stopień przynależności danej jasności do obszaru ogniska mikrozwapnienia.

¹ Omówienie miar charakteryzujących teksturę wykracza poza zakres tematyczny opracowania



Rys. 7. Quasi gaussowska funkcja przynależności opisana wzorem (37)

Fig. 7. Quasi-Gauss related function described 37

Funkcja przynależności opisana jest następującą formułą:

$$\mu(\lambda; \lambda_o, b) = \begin{cases} \Lambda(\lambda, \lambda_o - b, \lambda_o - b/2, \lambda_o) & \text{dla } \lambda \leq \lambda_o \\ 1 - \Lambda(\lambda; \lambda_o, \lambda_o + b/2, \lambda_o + b) & \text{wpp} \end{cases} \quad (37)$$

gdzie:

$$\Lambda(\lambda, x, y, z) = \begin{cases} 0 & \text{dla } \lambda \leq x \\ 2[(\lambda - x)(z - x)]^2 & \text{dla } x < \lambda \leq y \\ 1 - 2[(\lambda - x)(z - x)]^2 & \text{dla } y < \lambda \leq z \\ 1 & \text{dla } \lambda \geq z \end{cases} \quad (38)$$

Można zauważyć, że parametr λ_o jest wartością szarości piksela reprezentującego obszar mikrozwapnienia. Jest on wyznaczony przez rozwiązanie następującego zadania optymalizacji:

$$\lambda_o = \arg \max_{\lambda \in [\bar{\lambda}, \lambda_{\max}]} [H_b(\lambda) + H_o(\lambda)] \quad (39)$$

Funkcje $H_b(\lambda), H_o(\lambda)$ oznaczają odpowiednio entropię pikseli tła oraz pikseli identyfikowanego obiektu. Występujący w (37) parametr b był wyliczany przy założeniu, że jasność pikseli mikrozwapnień jest większa niż średnia jasność mammogramu, czyli

$$b = \max \{(\lambda_o - \bar{\lambda}), (\lambda_{\max} - \lambda_o)\} \quad (40)$$

Dla tak zdefiniowanej funkcji przynależności funkcja decyzyjna przyjmowała postać:

$$d(\lambda) = \begin{cases} 0 & \text{dla } \mu(\lambda)\eta \leq T \\ 1 & \text{dla } \mu(\lambda)\eta > T \end{cases} \quad (41)$$

Wartość T była eksperymentalnie dobranym progiem decyzyjnym, zaś współczynnik $\eta \in [0;1]$ określał korektę kontrastu wynikającą z lokalnej statystyki pikseli należących do otoczenia mikrozwapnienia.

Zaproponowany rozmyty system diagnostyczny został przebadany na zbiorze testowym składającym się z 10 mammogramów, charakteryzujących się ekstremalnie trudnymi warunkami detekcji. Analiza otrzymanych wyników wykazała 96% czułość i swoistość systemu diagnostycznego. Wartości te sugerują przydatność systemu w mammograficznych badaniach przesiewowych, aczkolwiek konieczna jest jego weryfikacja na mniej ekstremalnych obrazach. Istotna jest także ocena dokładności diagnostycznej w funkcji wieku pacjentki, gdyż okres życia (dojrzewanie, okres rozrodczy, okres peri- postmenopauzalny) wpływa na zmiany anatomiczne gruczołu sutkowego.

8. PODSUMOWANIE

Rozwój technicznych możliwości diagnostycznych (m in. urządzenia radiologiczne oraz laboratoryjne) przyczynia się do wzrostu ilości danych, na podstawie których podejmowana jest decyzja diagnostyczna. Fakt ten jest jednym z czynników wpływających na coraz powszechniejsze zastosowanie technik informatycznych do wspomagania podejmowania decyzji lekarskich. Nadrzędnym celem stawianym przed systemem ekspertowym jest zapewnienie poprawności diagnostycznych, opisywanej przez czułość i swoistość systemu. Cel ten jest realizowany poprzez stosowanie różnych sposobów matematycznego opisu przestrzeni decyzyjnej.

Tabela 2

Charakterystyka diagnostycznych systemów ekspertowych

Characteristic of diagnostic expert systems

Klasa systemu	Wymagana wiedza Medyczna	Rozmiar próby wzorów uczących	Przydatność kliniczna
Systemy statystyczne	średnia	średnia	średnia (zależy od problemu)
Systemy neuronowe	Mała	bardzo duża	średnia (zależy od problemu)
Systemy rozmyte	Duża	mała	duża
Systemy przybliżone	duża	mała	bardzo mała
Systemy hybrydowe	bardzo duża	średnia	bardzo duża

stać:

(41)

nnik

h do

esto-

nymi

stość

ficz-

nniej

nkcji

post-

iczne

órch

ących

gania

mem

ułość

obów

abela 2

lemu)

lemu)

Celem wykonanego opracowania była spójna prezentacja matematycznych narzędzi stosowanych przy konstrukcji radiologicznych algorytmów decyzyjnych. Zbiorcza ich charakterystyka została przedstawiona w tabeli 2.

Analiza tej tabeli wykazuje, że system jest tym bardziej skuteczny, im bardziej jest dostosowany do danego zadania diagnostycznego, a tym samym im więcej wiedzy medycznej zostanie inkorporowane do struktury systemu. Oczywiście jest również znaczna przewaga systemów ekspertowych uwzględniających losowy charakter procesu decyzyjnego, w porównaniu do systemów opartych na deterministycznych regułach wnioskowania. Z uwagi na dobrą skuteczność systemów hybrydowych, można przypuszczać, że jednym z kierunków dalszych modyfikacji diagnostycznych systemów ekspertowych będzie wykorzystanie sieci bayesowskich umożliwiające integrację danych otrzymanych z obrazu radiologicznego z danymi z zebranymi podczas badania klinicznego chorego [12].

Kolejnym kierunkiem modyfikacji, proponowanej na rys. 4. jest adaptacyjna wersja systemu ekspertowego, „douczonego się” w czasie swojej pracy. Rozwiązanie to ma na celu zmniejszenie liczebności próby „uczącej” przy zapewnieniu wysokiej skuteczności diagnostycznej.

Proponowane w literaturze systemy ekspertowe do diagnostyki radiologicznej są weryfikowane każdy indywidualnie, bez odniesienia się do poprawności diagnostycznej innych metod. Takie procedury uniemożliwiają wiarygodną ocenę różnych klas systemów i wybranie optymalnego dla danego zagadnienia diagnostycznego systemu ekspertowego.

9. BIBLIOGRAFIA

1. K. Szamotulska: *Epidemiologia Kliniczna*. PZWL, 1997.
2. J. Halley, B. Mc Neil: *The meaning and use of the area under ROC curve*. Radiology, 1982, 143, pp. 29-36.
3. X. Zhou, N. Obuchowski, D. McClish: *Statistical Methods In Diagnostic Medicine*. Wiley, 2002.
4. D. Radomski, P. I. Roszkowski: *Possible risk factors associated with endometriosis cysts*. Fertility & Sterility, 2002, 77, p. 35.
5. J. Lachin: *Biostatistical Methods: The Assessment of Relative Risks*, Wiley, 2000.
6. M. Woodward: *Epidemiology. Study design and data analysis*. CRC, 2000.
7. H. Kosko: *Fuzzy systems as universal approximators*. IEEE Trans. Comp., 1994, 43, pp. 1232-1333.
8. Y. Yao: *A comparative study of fuzzy sets and rough sets*. J. Inform Sc., 1998, 109, pp. 227-242.
9. M. Panedo, M. Carreira, A. Mosquera, D. Cabello: *Computer-aided diagnosis — a neural networks based approach to lung nodule detection*. IEEE Trans. Med. Im., 1988, 16, pp. 874-881.
10. L. Hadjiiski, B. Sahiner, H.P. Chan, N. Petrick, M. Helvie: *Classification of malignant and benign masses based on hybrid ART2LDA approach*. IEEE Trans Med Im., 1999, 18, pp. 1178-87.
11. H. Cheng, R. Freimains: *A novel Approach to Microcalcification detection using Fuzzy Logic Technique*. IEEE Trans. Med. Im., 1998, 17, pp. 442-450.
12. F. Chabat, D. Hasell, G. Yang: *Computerized Decision Support in Medical Imaging*. IEEE Eng. Med. Biol., 2000, 10, pp. 89-100.

D. RADOMSKI, A. JAKUBIAK

EXPERT SYSTEMS IN MEDICAL DIAGNOSTIC

Summary

Dynamical development of laboratory methods and medical imaging techniques contributes to significant increase of clinical data which give circumstances for diagnostic decisions. Therefore, the expert systems are used for computer aided diagnosis, particularly during screening tests. In our consideration, we assume the binary diagnostic decision distinguished between normal and pathological state. In this manner we neglect the differential problem between diseases with similar symptoms. We introduce our classification of expert systems depending on their mathematical background.

The first class contains systems constructed based on statistical theory of decisions. We show the equivalence between some elements of this theory and the rules of diagnostic decisions making. The first group of these systems is composed of the threshold detectors whose optimal threshold value is calculated based on received — operating curve (ROC). We present the seldom used method for comparing two or more ROC, by introducing term the curves equivalence. This method is less restrictive than traditional requirement of curves equality but sufficient from diagnostic point of view. We show the example of statistical test, named Schuirmann test which verifies hypothesis about curves equivalence. The other described statistical systems are constructed by logistic regression model a special kind of regression dedicated for binary predictors. We show the method of parameter identification of such model and Wald test for statistical inference about identified parameters. Moreover, we propose an adaptive version of logistic regression where the parameters are updated by EM algorithm.

The next class of expert systems is neural systems which are based on neural networks. We show that neural networks can be treated as a generalization of GLM models with least square method of parameters estimation. Therefore, neural networks could be used as nonlinear regression model mapped decision variable set into diagnostic decision.

The background of the third class is the fuzzy set theory. We present the main idea of fuzzy sets, showing the standard fuzzy operators and present the concept of fuzzy diagnostic detector.

The alternative way which describes uncertainty is the rough set theory. It assumes that a given element belongs to a given rough set if this element will be similar (in sense of special relation) to other elements of the rough set. We present the basic methodology of the rough sets application to diagnostic expert system.

The last introduced class is the hybrid systems which combine different previous methodology. We distinguish two structures of hybrid systems, i.e. hierarchical structure and mixture structure. The hybrid expert systems are the most frequent used in clinical practice. The examples of such application are presented too.

The last section of this article contains the summarized notes of each class. Our theoretical consideration show that particular classes distinguish the following features: the amount of medical knowledge needed to system building, the size of training sample needed to parameter estimation, the clinical uses. Hybrid systems appear to be the most useful in medical practice.

Keywords: expert system, statistical decision systems, ROC curve, medical diagnostic

W
grona
ustug
czy
[1,2]
reduk
ich el
jedno
i tozs
T
algor
SET

¹ Ustan

Sprzętowy generator liczb losowych do zastosowań kryptograficznych

MARCIN ZIEMBICKI, JANUSZ MARZEC

*Instituť Radioelektroniki Politechniki Warszawskiej
ul. Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa
mziembic@ire.pw.edu.pl*

*Otrzymano 2002.09.27
Autoryzowano 2002.11.25*

Jednym z kluczowych zagadnień kryptografii jest generowanie liczb losowych. Z tego względu, aby zapewnić możliwie wysokie bezpieczeństwo danego systemu kryptograficznego zalecane jest wykorzystanie generatora sprzętowego. Prezentowane rozwiązanie do generowania liczb losowych wykorzystuje rozpad izotopu promieniotwórczego. Omówione zostały metody testowania ciągów liczb losowych, przedstawiono również wyniki testów zrealizowanego urządzenia.

Słowa kluczowe: kryptografia, liczby losowe, testowanie ciągów liczb losowych

1. WSTĘP

W czasach rosnącej popularności Internetu oraz wciąż powiększającego się grona jego użytkowników, coraz częściej za pośrednictwem sieci świadczone są usługi wymagające przesyłania zabezpieczonej przed nieautoryzowanym dostępem czy modyfikacją informacji. Wejście w życie ustawy o podpisie elektronicznym¹ [1,2] zrównało w sensie prawnym podpis własnoręczny z podpisem elektronicznym, redukując tym samym potrzebę stosowania konwencjonalnych dokumentów na rzecz ich elektronicznych odpowiedników. W związku z tym konieczne stało się umożliwienie jednoznacznej i pewnej weryfikacji zarówno autentyczności samych dokumentów jak i tożsamości każdej ze stron.

Takimi zagadnieniami zajmuje się kryptografia. W chwili obecnej istnieje wiele algorytmów (np. DES, RC4 [4]) i protokołów kryptograficznych (np. SSL [5], TLS [6], SET [7]) zabezpieczających przesyłane informacje, umożliwiających podpisywanie oraz

¹ Ustawa o podpisie elektronicznym weszła w życie z dniem 15 sierpnia 2002

weryfikację autentyczności dokumentów (np. PGP [4]). Wiele z nich zostało zaprojektowanych przy założeniu dostępności źródła liczb losowych. W szczególności, liczby losowe znajdują następujące zastosowania [8]:

- Klucze sesji i wiadomości dla szyfrów symetrycznych, takich jak potrójny DES czy Blowfish.
- Wartości początkowe (ziarna) dla procedur generujących wartości matematyczne, np. duże liczby pierwsze stosowane w takich systemach kryptograficznych jak RSA czy El-Gamal.
- Losowe wartości wykorzystywane do „solenia” haseł².
- Wektory inicjujące dla szyfrów blokowych.
- Wartości losowe dla poszczególnych instancji podpisu elektronicznego (np. DSA).
- Losowe wyzwania w protokołach autoryzujących, np. Kerberos.
- Jednorazowe klucze sesji w protokołach (np. SET, SSL), celem zapewnienia, że każdorazowe uruchomienie będzie unikalne.
- Klucze w systemach szyfrów jednorazowych.

Mało kto jednak zdaje sobie sprawę z faktu, jak duży wpływ na bezpieczeństwo systemu kryptograficznego ma jakość zastosowanego w nim generatora liczb losowych. Dosyć boleśnie przekonała się o tym firma Netscape, gdy w 1996 dwóch doktorantów z Uniwersytetu Kalifornijskiego w Berkley złamało stosowaną przez nią implementację protokołu SSL [9], wychodząc od analizy zastosowanego generatora liczb losowych oraz sposobu jego inicjalizacji. Atak ten jeszcze raz pokazał, jak wielką wagę należy przykładąć do zagadnienia generacji liczb losowych na potrzeby kryptografii oraz jak łatwo popełnić błąd, który w konsekwencji może stać się piętą Achillesową całego systemu kryptograficznego.

Generatory liczb losowych³ wykorzystywane we współczesnych systemach kryptograficznych można podzielić na dwie grupy:

- generatory sprzętowe⁴,
- generatory programowe⁵.

Generatory sprzętowe (rys. 1) są urządzeniami, które generują liczby losowe w oparciu o naturalny proces stochastyczny, np. szumy elementu elektronicznego bądź rozpad pierwiastka promieniotwórczego, choć możliwe są także inne rozwiązania [10].

Generator programowy, zwany także generatorem pseudolosowym, jest to algorytm generujący ciągi liczb o właściwościach identycznych z ciągiem liczb losowych, wykorzystując do tego celu podawane na „wejście” nieprzewidywalne wartości oraz

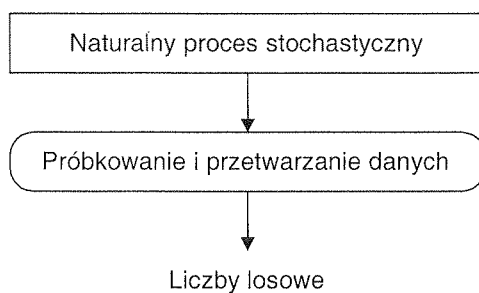
² Solenie haseł – proces mieszania z hasłem pewnej liczby losowej, mający na celu zmylenie programów zgadujących hasła

³ Za liczbę losową uznawana jest liczba, której obserwator nie będzie w stanie przewidzieć przed wygenerowaniem. Jeżeli liczba ta zawiera się w przedziale $[0..2^n-1]$, to obserwator nie może przewidzieć kolejnej liczby z prawdopodobieństwem lepszym niż $1/2^n$. Zakładając, że wygenerowanych zostanie m kolejnych liczb losowych, to obserwator znający którekolwiek (lub wszystkie) z $m-1$ poprzednich liczb, wciąż nie będzie w stanie przewidzieć m -tej liczby z prawdopodobieństwem lepszym niż $1/2^n$ [8]

⁴ (ang.) True Random Number Generators, w skrócie TRNG

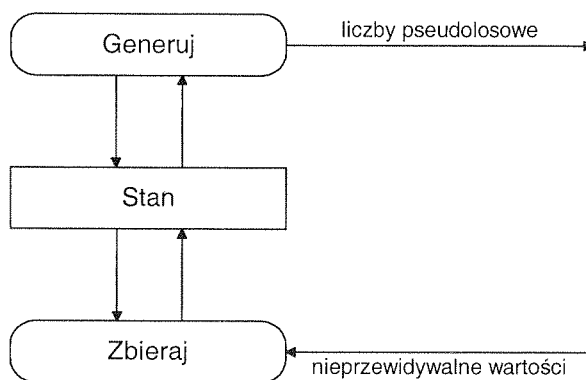
⁵ (ang.) Pseudo-Random Number Generator, w skrócie PRNG. Więcej informacji nt. generatorów programowych można znaleźć w [18]

wewnętrzny stan S . Stan ten jest tajny i okresowo zmieniany poprzez przetwarzanie danych wejściowych (rys. 2) [12].



Rys. 1. Model generatora sprzętowego

Fig. 1. Hardware random number generator model



Rys. 2. Model generatora liczb pseudolosowych

Fig. 2. Pseudo-Random Number Generator model

Entropia H stanu bądź wiadomości definiowana jest następującym wyrażeniem [13]:

$$H = -K \sum_{i=1}^n p_i \log p_i \quad (1)$$

gdzie p_i oznacza prawdopodobieństwo stanu i spośród n możliwych, K zaś jest pewną dodatnią stałą używaną dla określenia jednostek⁶. Dla generatora zwracającego k -bitowe liczby, p_i oznacza prawdopodobieństwo wylosowania liczby i , gdzie $0 \leq i < 2^k$. Dla idealnego generatora liczb losowych $p_i = 2^{-k}$, zaś entropia wyjścia jest równa k , gdzie k jest szerokością (w bitach) słowa⁷ wyjściowego. Oznacza to, że każda z wartości jest

⁶ Tutaj: $\frac{1}{\log(2)}$ bitów

⁷ Słowo oznacza tu ciąg bitów o dowolnej długości (niekoniecznie 16)

jednakowo prawdopodobna (rozkład równomierny), tzn. informacji zawartej w ciągu wyjściowym nie da się zawrzeć w słowach o mniejszej liczbie bitów [11].

Decydując się na wybór konkretnego rodzaju generatora dla systemu kryptograficznego należy rozważyć szereg czynników, wśród których jednym z najważniejszych jest entropia ciągu wyjściowego, przekładająca się na jego nieprzewidywalność. Warto również przeanalizować ewentualny koszt implementacji oraz szybkość generowania liczb.

W generatorach sprzętowych entropia ciągu wyjściowego wynika bezpośrednio z istoty samego procesu fizycznego (losowego). W przypadku generatorów pseudolosowych używana entropia generowanych liczb nigdy nie przekroczy entropii wartości używanych do inicjowania i zmiany stanu generatora (tzw. ziaren), choć dla dobrych generatorów programowych (np. [8]) odróżnienie otrzymywanego ciągu liczb pseudolosowych od ciągu liczb losowych powinno być trudne obliczeniowo. Koszt implementacji generatorów programowych jest najczęściej niższy od kosztów generatorów sprzętowych, również uzyskiwana szybkość generacji liczb jest zazwyczaj znacznie większa.

Należy jednak zauważyć, iż wartości używane do inicjowania oraz zmiany stanu generatora pseudolosowego powinny być nieprzewidywalne. Gdy warunek ten jest niespełniony, bezpieczeństwo systemu wykorzystującego taki generator znacząco maleje [9]. W dokumencie RFC1750 [10] wykazano, iż w większości zastosowań kryptograficznych nie ma potrzeby generowania dużych ilości liczb losowych w krótkim czasie. Również koszty generatorów sprzętowych można zmniejszyć poprzez wprowadzenie ich do masowej produkcji. Zatem logicznym wydaje się zastosowanie właśnie tego typu generatora, gdyż zapewnia wyższy poziom bezpieczeństwa.

Wśród generatorów sprzętowych najczęściej spotykane rozwiązania bazują na szumie elementów elektronicznych bądź na rozpadzie pierwiastka promieniotwórczego. Do zalet generatorów wykorzystujących szum należą: niski koszt oraz możliwość implementacji w układach scalonych. Szum jest jednak sygnałem słabym, co implikuje konieczność stosowania wzmacniaczy o dużym wzmocnieniu. W związku z tym istnieje możliwość pogorszenia odporności układu na ewentualne zewnętrzne zakłócenia. Dodatkowo, szum zależy od czynników zewnętrznych, takich jak np. temperatura otoczenia. Niedogodności tej pozbawione są generatory oparte na rozpadzie pierwiastka promieniotwórczego, gdyż proces rozpadu jest niezależny od czynników zewnętrznych. Do chwili obecnej stosowanie materiałów promieniotwórczych wiązało się z wysokimi kosztami oraz formalnościami wymuszonymi przez akty prawne [3]. Jednak wraz z rozpowszechnieniem się izotopowych czujników dymu powstała sytuacja prawna, dająca możliwość wykorzystania pewnych źródeł izotopowych o małej aktywności poza laboratorium izotopowym. Również skala, na jaką czujniki te są produkowane, przyczyniła się do zwiększenia dostępności i obniżenia kosztu stosowanych w nich źródeł promieniowania. Stąd też narodził się pomysł zbudowania taniego izotopowego źródła liczb losowych dla kryptografii.

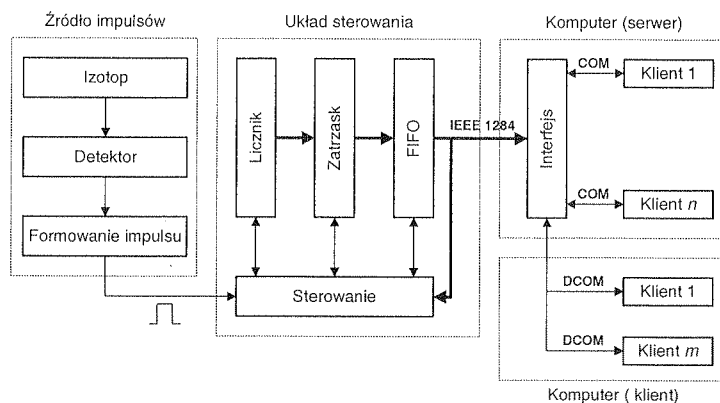
2. KONCEPCJA

Projektując nowy generator liczb losowych dla systemów kryptograficznych starano się osiągnąć możliwie dużą szybkość generowania liczb losowych przy zachowaniu

umiarkowanego kosztu urządzenia. Zostało to podyktowane jednym z potencjalnych zastosowań – szyframi z kluczem jednorazowym⁸. Wskazane było również udostępnienie generowanych liczb losowych programom działającym na innych komputerach. Mogą one zostać wykorzystane np. do inicjalizacji generatorów pseudolosowych jako tzw. „ziarna”.

3. REALIZACJA

Schemat blokowy generatora prezentuje rys. 3.



Rys. 3. Schemat blokowy generatora

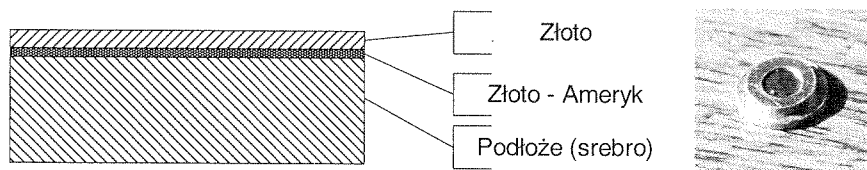
Fig. 3. Block diagram of the generator

W urządzeniu zastosowano źródła promieniowania wykorzystywane w powszechnie spotykanych detektorach dymu, co pozwoliło znacząco obniżyć koszty. Są to źródła o niskiej aktywności – ok. 24 kBq ($\approx 0,65 \mu\text{Ci}$), zawierające ameryk-241, który, rozpadając się, emituje cząstki alfa o energii ok. 5,6 MeV oraz niskoenergetyczne promieniowanie gamma (59 keV). Okres połowicznego rozpadu Am-241 wynosi 432 lata. Mają one postać krążka o średnicy 5 mm i grubości $0,2 \div 0,22$ mm. Izotop jest w formie kompozytu złoto-ameryk, umieszczonego pomiędzy srebrnym podłożem (0,2 mm) a wierzchnią warstwą złota ($0,8 \mu\text{m}$) – rys. 4. Warstwa ta sprawia, iż źródło klasyfikowane jest jako zamknięte źródło izotopowe, co zmniejsza rygorystyczność wymogów dotyczących miejsc jego zastosowania. Jest przy tym na tyle cienka, by znacząco nie zaburzać rozkładu widmowego promieniowania.

Do detekcji cząstek alfa emitowanych przez źródło wykorzystano detektory krzemowe p^+-i-n^+ o średnicy 1 cm i grubości ok. $80 \mu\text{m}$, pokryte aluminiumowymi elektrodami o grubości $0,8 \mu\text{m}$. Mogą one pracować w temperaturze pokojowej przy napięciu polaryzacji wynoszącym zaledwie 30V, co eliminuje konieczność stosowania wysokonapięciowych zasilaczy. Ponieważ w niniejszym zastosowaniu jedynym zadaniem detektora jest rejestracja samego faktu

⁸ W tzw. szyfrach jednorazowych długość klucza jest równa długości wiadomości. W związku z tym większa szybkość generacji liczb oznacza krótszy czas kodowania wiadomości

zaistnienia cząstki, mniej istotne stają się takie parametry jak energetyczna zdolność rozdzielcza detektora.



Rys. 4. Źródło promieniowania

Fig. 4. Radiation source

Liczby losowe generowane są na podstawie pomiaru czasu pomiędzy kolejnymi aktami rozpadu izotopu promieniotwórczego. Ponieważ rozkład prawdopodobieństwa czasu upływającego pomiędzy kolejnymi aktami rozpadu jest wykładniczy, zaś najbardziej pożądanym rozkładem liczb jest rozkład równomierny, konieczne było zastosowanie pewnych „zabiegów”. Do odmierzania czasu wykorzystano dwukierunkowy, synchroniczny, 8-bitowy licznik. Aby osiągnąć rozkład równomierny przyjęto następujące założenia dotyczące pracy licznika:

- praca w trybie ciągłym – podczas generowania liczb licznik nie jest zatrzymywany,
- brak zerowania – każdy pomiar czasu pomiędzy rozpadami rozpoczyna się od losowej wartości licznika,
- możliwość zmiany kierunku zliczania bądź w wyniku osiągnięcia wartości ekstremalnej bądź jako efekt zarejestrowania rozpadu atomu,
- licznik powinien przynajmniej jeden raz osiągnąć wartość maksymalną (minimalną przy zliczaniu „w dół”) w czasie krótszym od średniego czasu pomiędzy rozpadami.

Przyjęcie powyższych założeń pozwoliło uzyskać rozkład liczb zbliżony do rozkładu równomiernego, nie powodując zmniejszenia szybkości ich generowania. Dodatkowo, dzięki zaimplementowaniu logiki sterującej w układzie programowalnym⁹, uzyskano możliwość stosunkowo prostych modyfikacji i ewentualnego rozszerzania funkcjonalności urządzenia (np. o metody korekcji rozkładu). Połączenie z komputerem zrealizowano wykorzystując port (standard IEEE 1284 [14]).

Nie mniej istotnym składnikiem prezentowanego rozwiązania jest oprogramowanie umożliwiające korzystanie z generatora. Aby zapewnić szeroki wachlarz potencjalnych zastosowań zdecydowano się udostępnić urządzenie poprzez komponenty w standardzie COM [15]. Rozwiązanie to ma szereg zalet, m.in.:

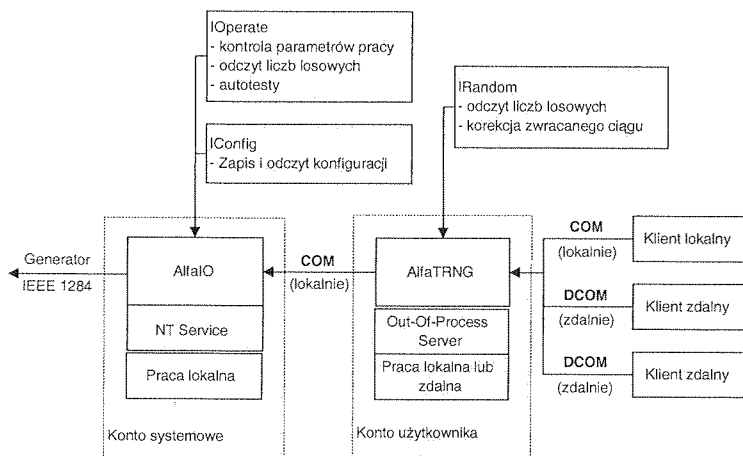
- Jest wygodne w zastosowaniu. Standard COM jest powszechnie stosowany w aplikacjach komercyjnych. W związku z tym istnieje szerokie grono programistów, którzy już go znają i nie muszą się go uczyć. Pozwala to przyspieszyć proces integracji niniejszego urządzenia z już istniejącymi bądź tworzonymi od nowa aplikacjami.
- Jest niezależne od języka programowania. Większość pakietów programistycznych (np. MS Visual C++, MS Visual Basic, Delphi) znacząco ułatwia korzystanie z obiektów COM.

⁹ Logikę sterującą zaimplementowano w układzie programowalnym z rodziny FLEX10K (firmy ALTERA [20])

- Umożliwia pracę w strukturach rozproszonych (DCOM [16]) (z generatora podłączonego do jednego komputera może korzystać wielu użytkowników z wielu różnych komputerów. Pozwala to efektywniej wykorzystać generator, gdyż staje się on dostępny dla wszystkich użytkowników danej sieci lokalnej).
- Pozwala ukryć szczegóły implementacji urządzenia.

Funkcjonalność oprogramowania zgrupowano w dwóch komponentach, adresowanych do różnych grup użytkowników (rys. 5):

- AlfaTRNG – przeznaczony dla osób potrzebujących jedynie dobrego źródła liczb losowych. Komponent całkowicie ukrywa szczegóły implementacji generatora, umożliwia również stosowanie korekcji¹⁰ zwracanego ciągu.
- AlfaIO – umożliwia odczytywanie liczb losowych, jak również konfigurację parametrów pracy urządzenia. Przeznaczony jest głównie dla osób odpowiedzialnych za wybór i implementację konkretnych rozwiązań oraz administrację systemów.



Rys. 5. Struktura oprogramowania

Fig. 5. Software-block diagram

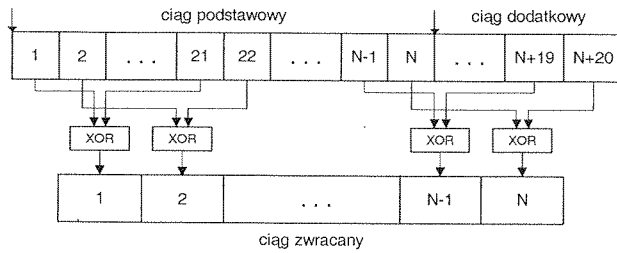
Dzięki faktowi, iż komponent AlfaIO działa jako usługa NT¹¹, możliwe stało się utworzenie programowego bufora liczb losowych, który, przechowując ich duży zapas, poprawia komfort pracy z urządzeniem.

W oprogramowaniu zaimplementowano również algorytmy korekcji ciągów zwracanych z generatora, spośród których najlepsze wyniki osiągnięto poprzez wykonywanie operacji XOR na liczbach oddalonych od siebie o 20 kolejnych losowań¹² (rys. 6).

¹⁰ Korekcja ciągu zwracanego przez generator ma na celu usunięcie ewentualnych korelacji pomiędzy kolejnymi próbkami. Sposoby korekcji ciągów otrzymywanych z generatorów sprzętowych przedstawiono w [10,17]

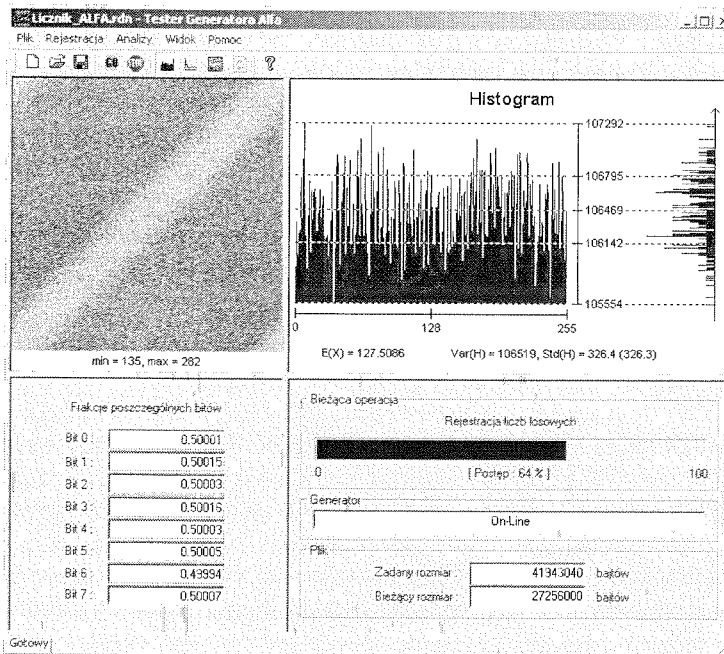
¹¹ Usługi NT są to procesy działające bez interfejsu użytkownika, uruchamiane na żądanie, bądź automatycznie w chwili startu systemu operacyjnego

¹² Wartość „przesunięcia” została wybrana na podstawie analiz funkcji autokorelacji ciągów testowych (rys. 9) – celem było zapewnienie, że wykonywana jest operacja sumy wyłączonej na liczbach, które na pewno nie są skorelowane



Rys. 6. Zasada działania korektora XOR

Fig. 6. XOR corrector – functional diagram



Rys. 7. Tester generatora

Fig. 7. Software for testing generator

Aby zweryfikować poprawną pracę urządzenia utworzono program (rys. 7) pozwalający na wykonanie następujących testów:

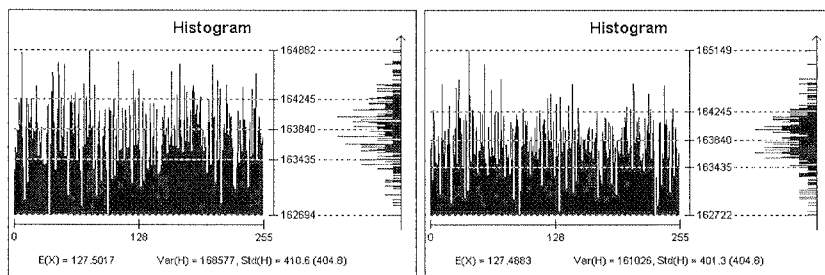
- Histogram
- Wartość średnia
- Funkcja autokorelacji
- Test „dywanowy”¹³
- Frakcje poszczególnych bitów.

¹³ Test „dywanowy” polega na tworzeniu dwuwymiarowego histogramu. W zaimplementowanych teście współrzędne punktu histogramu określają dwie kolejno wygenerowane liczby. Zatem dla idealnego generatora wynikiem testu będzie w miarę równomiernie zaczerpniona płaszczyzna

¹⁴ Wynik

4. TESTY

Uzyskanie miarodajnych wyników testów wymagało zgromadzenia próbek o dużej liczności. Każdy z testowanych ciągów miał długość 40 MB (320 Mb). Wykonane testy wykazały równomierność rozkładu generowanych liczb (rys. 8–9). Ujawniły także pewne minimalne korelacje pomiędzy sąsiednimi próbkami (rys. 10–11), przez co konieczne stało się stosowanie korektorów. Aby umożliwić porównanie wyników z innymi generatorami [21], ciągi poddano testom DIEHARD [19]¹⁴.



Rys. 8. Histogramy ciągów. Od lewej: ciąg bez korekcji, ciąg poddany korekcji XOR. Przerywanymi liniami zaznaczono wynikające z teorii wartość średnią oraz przedział $[-\sigma, \sigma]$. Na osi X zaznaczono wartość liczb, na osi Y rejestrowaną liczbę zliczeń

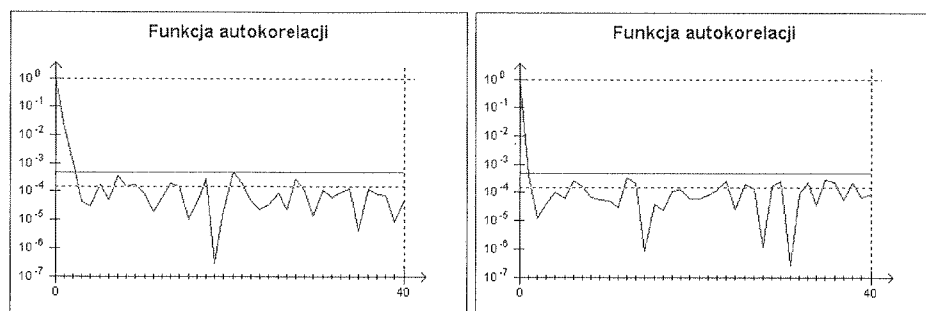
Fig. 8. Histograms of RNG output. From left: no correction, XOR correction. Dashed lines present theoretical mean value and $[-\sigma, \sigma]$ range, X axis – sample value, Y axis – sample count

	Korekcja	
	Brak	XOR
Bit 0	0,49998	0,50000
Bit 1	0,50011	0,49989
Bit 2	0,49997	0,49992
Bit 3	0,50019	0,49994
Bit 4	0,50002	0,50007
Bit 5	0,50013	0,49996
Bit 6	0,49990	0,50000
Bit 7	0,50002	0,49992
Średnia	0,50004	0,49996
σ	0,00010	0,00006

Rys. 9. Frakcje poszczególnych bitów. Wynikające z teorii wartość średnia oraz σ to odpowiednio $E = 0,50000$ oraz $\sigma \approx 0,00008$

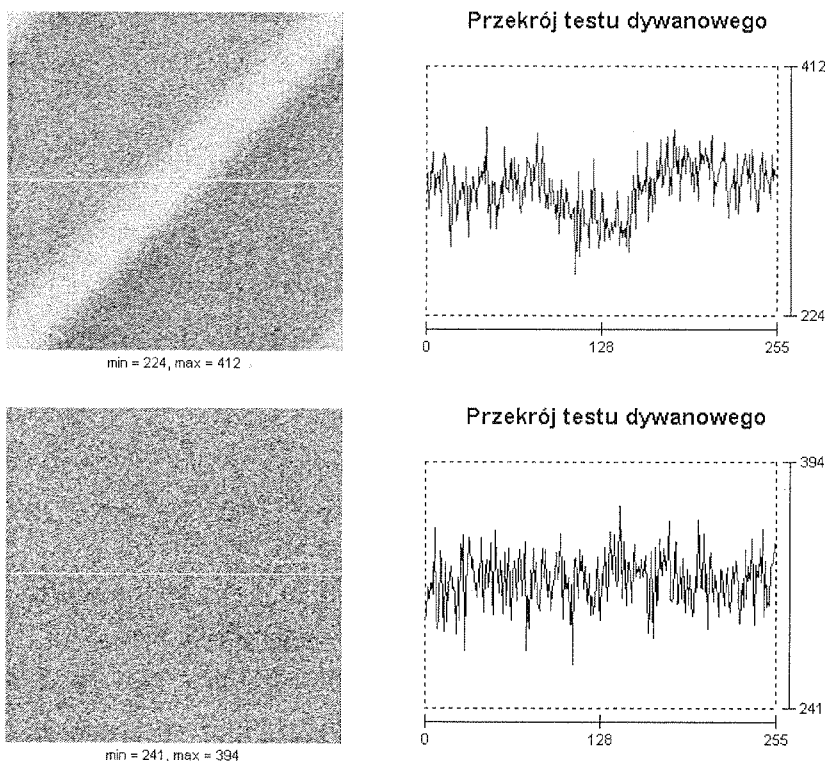
Fig. 9. Bit fractions. Theoretical mean value and standard deviation: $E = 0,50000$, $\sigma \approx 0,00008$

¹⁴ Wyniki testów: <http://www.ire.pw.edu.pl/zejim/dyplomy/mziembic>



Rys. 10. Funkcja autokorelacji (skala logarytmiczna). Od lewej: ciąg bez korekcji, ciąg poddany korekcji XOR. Liniami zaznaczono poziomy σ (przerywana) oraz 3σ (ciągła). Na lewym rysunku można zaobserwować skorelowanie par kolejnych liczb – przekroczenie linii 3σ

Fig. 10. Autocorrelation (logarithmic scale). From left: no correction, XOR correction. Continuous line – 3σ level, dashed line – σ level. Left image shows correlation of pairs of consecutive samples (3σ line crossed)



Rys. 11. Test dywanowy. Od góry: brak korekcji, korekcja XOR. Na górnym rysunku widać skorelowanie par sąsiednich liczb. Rysunek dolny ilustruje ciąg liczb nieskorelowanych

Fig. 11. „The carpet test”. From top: no correction, XOR correction. Top image shows correlation of pairs of consecutive numbers. Bottom image presents test results for non-correlated numbers

Z
blize
kwal
impl
gdyż
niem
puter
stoso
w po
źród
urzą
elem
w kry
do in

1. U.
2. Z.
3. U.
4. A.
- 19
5. A.
- htt
6. T.
7. SE
8. J. I.
- Cr
- hy
9. I. C.
- htt
10. D.
- De
11. B.
- pre
12. J. I.
- Ge
13. C. I.
- Oc
14. IEF
- Per
15. S.
- the
16. DC

5. PODSUMOWANIE

Zrealizowane urządzenie działa poprawnie i umożliwia wygenerowanie w przybliżeniu dziesięć tysięcy liczb losowych na sekundę (80 kb/s), co pozwala je zakwalifikować do stosunkowo szybkich sprzętowych generatorów liczb losowych. Zaimplementowane programowe buforowanie liczb dodatkowo poprawia komfort pracy, gdyż przy aplikacjach nie wymagających dużych ilości liczb losowych są one dostępne niemal natychmiast – jedynym ograniczeniem jest przepustowość lokalnej sieci komputerowej. Dzięki wykorzystaniu zamkniętych źródeł promieniowania, powszechnie stosowanych w izotopowych czujnikach dymu, uzyskano możliwość używania urządzenia w pomieszczeniach nie posiadających statusu pracowni izotopowej. Zastosowanie tanich źródeł oraz tanich detektorów półprzewodnikowych pozwoliło uzyskać niski koszt urządzenia, przez co jest ono atrakcyjną alternatywą dla generatorów bazujących na szumie elementów elektronicznych. Uzyskane liczby losowe mogą być stosowane zarówno w kryptografii, jak i w symulacjach statystycznych czy jako tzw. „ziarna” wykorzystywane do inicjalizacji generatorów pseudolosowych.

6. BIBLIOGRAFIA

1. USTAWA z dnia 18 września 2001 r. o podpisie elektronicznym. Dziennik Ustaw z dnia 15 listopada 2001 r.
2. Z. Radwański: *Elektroniczna forma czynności prawnej*. Monitor Prawniczy, 22/2001, ss. 1107–1113
3. USTAWA z dnia 10 kwietnia 1986 r. – Prawo Atomowe. Dziennik Ustaw z dnia 22 kwietnia 1986 r.
4. A. Menezes, P. van Oorschot, S. Vanstone: *Handbook of Applied Cryptography*. CRC Press, 1996. <http://www.cacr.math.uwaterloo.ca/hac>
5. A.O. Freier, P. Karlton, P.C. Kocher: *The SSL Protocol Version 3.0*. Internet Draft, 1996. <http://www.netscape.com/eng/ssl3/>
6. T. Dierks, C. Allen: *The TLS Protocol Version 1.0*. RFC 2246, 1999. <http://www.ietf.org/rfc/rfc2246.txt>
7. SET Secure Electronic Transaction Specification. Visa and Mastercard, 1997. <http://www.setco.org/>
8. J. Kelsey, B. Schneier, N. Ferguson: *Yarrow-160: Notes on the Design and Analysis of the Yarrow Cryptographic Pseudorandom Number Generator*. Sixth Annual Workshop on Selected Areas in Cryptography, Springer Verlag, August 1999. <http://www.schneier.com/yarrow.html>
9. I. Goldberg, D. Wagner: *Randomness and the Netscape Browser*. Dr. Dobb's Journal, January 1996. <http://www.ddj.com/documents/s=965/ddj9601h/9601h.htm>
10. D. Eastlake, S. Crocker, J. Schiller: *Randomness Recommendations for Security*. RFC1750, December 1994. <http://www.ietf.org/rfc/rfc1750.txt>
11. B. Jun, P. Kocher: *The Intel Random Number Generator*. Cryptography Research, Inc. White Paper prepared for Intel Corporation, April 1999
12. J. Kelsey, B. Schneier, D. Wagner, C. Hall: *Cryptanalytic Attacks on Pseudorandom Number Generators*. Fast Software Encryption, 5th International Workshop Proceedings, Springer-Verlag, 1998
13. C.E. Shannon: *A Mathematical Theory of Computation*. The Bell systems Technical Journal, vol. 27, July, October 1948, pp. 379–423, 623–656.
14. IEEE Standard 1284-2000, Draft D1.2, IEEE Standard Signaling Method for a Bidirectional Parallel Peripheral Interface for Personal Computers. IEEE, August 2000.
15. S. Williams, C. Kindel: *The Component Object Model: A Technical Overview*. Dr. Dobb's Journal, the newsstand special edition, December 1994.
16. DCOM Technical Overview, Microsoft Corporation, November 1996

17. R. Davies: *Hardware random number generators*. Statistics Research Associates Limited, 14 October 2000.
18. R. Wieczorkowski, R. Zieliński: *Komputerowe generatory liczb losowych*. WNT, 1997
19. G. Marsaglia: *DIEHARD Statistical Tests*. Florida State University, 1996.
<http://stat.fsu.edu/~geo/diehard.html>
20. <http://www.altera.com>
21. <http://www.stata.com/support/cert/diehard/>

M. ZIEMBICKI, J. MARZEC

HARDWARE RANDOM NUMBER GENERATOR DESIGNED FOR CRYPTOGRAPHIC SYSTEMS

Summary

One of the key aspects of cryptography is generation of random numbers. Therefore, in order to assure high security of a cryptographic system, it is recommended to use hardware random number generator. Majority of currently available hardware solutions produce random numbers based on either noise of electronic elements or radioactive decay. Device presented in this paper is based on radioactive decay. It utilizes low-activity closed radiation sources used in commonly available smoke detectors and, due to that fact, it can be used outside of isotope laboratory. Another advantage of using such sources is cost reduction, since smoke detectors are produced on a large scale. The α particles produced by radiation sources are detected by silicon detectors. The only role of the detector is to register a particle, so such parameters as for example spectral resolution became less important and further reduction in cost was possible. The control logic has been implemented in programmable array (Altera FLEX10K), which allowed for easy modifications of structure and enhancements of functionality. Accompanying software exposes device through COM interfaces, which allows easy integration with custom applications, running both locally and through local area network. It also creates memory buffer of recorded random numbers, significantly decreasing time necessary to obtain small quantities of random numbers. The issue of testing randomness is also discussed. Numbers obtained from the built device have been thoroughly tested for uniform distribution and correlation between consecutive samples. Recorded random number sequences were also submitted to DIEHARD tests. Test results proved necessity of using correction algorithms, since minor correlations have been observed in uncorrected sequences.

Keywords: cryptography, random numbers, testing randomness.

In
short-
device
analys
consu
A
multip

Short-channel MOS transistor circuits: finding all the DC solutions and input-output characteristics

MICHAŁ TADEUSIEWICZ, STANISŁAW HAŁGAS

*Technical University of Lodz
ul. Stefanowskiego 18/22, 90-924 Lodz, Poland
E-mail: michtade@p.lodz.pl*

*Otrzymano 2003.01.03
Autoryzowano 2003.03.21*

Circuits containing short-channel MOS transistors, having multiple DC solutions, are analyzed in this paper. The n -th power law model (Level 6, SPICE) of short-channel MOS transistors is investigated and some of its properties are proved. Two basic questions in the DC analysis and design of the circuits are considered. For the circuits with transistors represented by the n -th power law model, the earlier developed method exploiting the idea of contraction, division and elimination is extended, enabling us to find all the DC solutions. Next, each of the solutions is corrected in succession by means of a controlled SPICE simulation using more accurate BSIM 3v3 model. This two part algorithm for finding all the DC solutions is illustrated via a numerical example. The comparison with other alternative methods, tested on a set of representative circuits, shows that the proposed approach is much more effective, and enables us to analyze larger circuits than the other methods. Another question considered in the paper is how to determine effectively multi-valued input-output characteristics in the circuits containing short-channel MOS transistors. An approach for finding the characteristics is developed and illustrated using a numerical example.

Keywords: MOS transistors, short-channel, DC solutions, input-output characteristics.

1. INTRODUCTION

In contemporary electronics, the circuits including MOS transistors dominate and short-channel submicrometer transistors are commonly used in design of electronic devices. Unfortunately, short-channel MOS transistor models are complex, hence, the analysis of circuits in submicrometer VLSI technology is very difficult and time consuming.

A broad class of MOS transistor circuits including flip-flops and neural networks has multiple DC solutions. Hence, the problem arises how to find all the solutions. During the

last decade many papers have been devoted to different aspects of the theory and analysis of various classes of circuits having multiple DC solutions [1]-[26]. Special attention has been focused on the problem of finding all the DC solutions. Most of the algorithms for finding all the solutions of nonlinear circuits use piecewise-linear approximations of real nonlinearities [2]-[11], [13]-[15], [20]-[22]. They operate on predefined regions (or superregions) of linearity and exploit linear description of a circuit in any of the regions. In this approach the piecewise-linear representation of circuits is essential and cannot be relaxed. If the number of the regions is large, the computation process is laborious and time consuming. Furthermore, the solutions of piecewise-linear circuits are approximations to appropriate solutions that the original circuit has. Only a few methods can be applied to circuits described by original nonlinear equations, e.g. [12], [16]-[19], [23]-[26]. These methods avoid the disadvantages of the piecewise-linear approach.

In this paper, the circuits containing short-channel MOS transistors, having multiple DC solutions, are considered for the first time. The transistors are represented by the BSIM 3v3 model, and a two-part algorithm is developed enabling us to find all the solutions. First, using a given BSIM 3v3 model, the parameters of the n -th power law model (Level 6) [27]-[28] corresponding to the same technology are extracted. For the circuits with transistors represented by this model the formerly developed method [25] is extended, enabling us to find all the DC solutions. Next, each of the solutions is corrected in succession by means of a controlled SPICE simulation (using BSIM 3v3 model).

Another important question in the analysis and design of electronic circuits is determining input-output characteristics [29]-[37]. If a circuit has multiple DC solutions the input-output characteristic is not necessarily a single-valued function of the input. The characteristics can be computed using step by step a method enabling us to find all the DC solutions. However, this brute force approach is very laborious and time consuming. There are several methods, e.g. [32]-[37] for tracing the multi-valued characteristics. Most of them refer to piecewise-linear circuits. Also SPICE simulator usually exhibits hysteretic type of the characteristics whereas the real characteristics have non-hysteretic nature. In this paper an effective approach for finding input-output characteristics in the circuits containing short-channel MOS transistors is developed.

The paper is organized as follows. Section 2 presents some properties of the n -th power law model. In Section 3, the circuit equation is written. The algorithm for finding all the DC solutions is developed in Section 4. Section 5 brings an approach enabling us to determine multi-valued input-output characteristics. Conclusions are given in Section 6.

2. THE N -TH POWER LAW MODEL AND ITS PROPERTIES

The main part of the algorithm developed in this paper works with circuits containing MOS transistors represented by the model developed in [27] and [28], known under the name n -th power law model (implemented in SPICE 3F2 Level 6, (ICAP/4)). This model for NMOS transistor is shown in Fig. 1, where the current source i_D is controlled by voltages v_{DS} and v_{GS} :

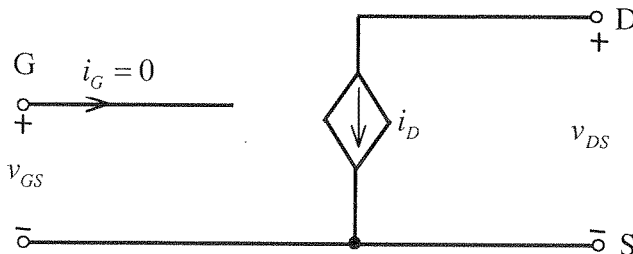
The drain

$i_D(v_{DS}, v_{GS})$

$$= \left\{ \begin{array}{l} \dots \\ \dots \end{array} \right.$$

where

W and L are the gate width and length, v_{T0} is the threshold voltage, μ_n is the electron mobility, ϕ_s is the surface potential, ϕ_m is the metal work function, ϕ_{ms} is the metal-semiconductor work function, B is a constant, B_0 is a constant, B_1 is a constant, B_2 is a constant, B_3 is a constant, B_4 is a constant, B_5 is a constant, B_6 is a constant, B_7 is a constant, B_8 is a constant, B_9 is a constant, B_{10} is a constant, B_{11} is a constant, B_{12} is a constant, B_{13} is a constant, B_{14} is a constant, B_{15} is a constant, B_{16} is a constant, B_{17} is a constant, B_{18} is a constant, B_{19} is a constant, B_{20} is a constant, B_{21} is a constant, B_{22} is a constant, B_{23} is a constant, B_{24} is a constant, B_{25} is a constant, B_{26} is a constant, B_{27} is a constant, B_{28} is a constant, B_{29} is a constant, B_{30} is a constant, B_{31} is a constant, B_{32} is a constant, B_{33} is a constant, B_{34} is a constant, B_{35} is a constant, B_{36} is a constant, B_{37} is a constant, B_{38} is a constant, B_{39} is a constant, B_{40} is a constant, B_{41} is a constant, B_{42} is a constant, B_{43} is a constant, B_{44} is a constant, B_{45} is a constant, B_{46} is a constant, B_{47} is a constant, B_{48} is a constant, B_{49} is a constant, B_{50} is a constant, B_{51} is a constant, B_{52} is a constant, B_{53} is a constant, B_{54} is a constant, B_{55} is a constant, B_{56} is a constant, B_{57} is a constant, B_{58} is a constant, B_{59} is a constant, B_{60} is a constant, B_{61} is a constant, B_{62} is a constant, B_{63} is a constant, B_{64} is a constant, B_{65} is a constant, B_{66} is a constant, B_{67} is a constant, B_{68} is a constant, B_{69} is a constant, B_{70} is a constant, B_{71} is a constant, B_{72} is a constant, B_{73} is a constant, B_{74} is a constant, B_{75} is a constant, B_{76} is a constant, B_{77} is a constant, B_{78} is a constant, B_{79} is a constant, B_{80} is a constant, B_{81} is a constant, B_{82} is a constant, B_{83} is a constant, B_{84} is a constant, B_{85} is a constant, B_{86} is a constant, B_{87} is a constant, B_{88} is a constant, B_{89} is a constant, B_{90} is a constant, B_{91} is a constant, B_{92} is a constant, B_{93} is a constant, B_{94} is a constant, B_{95} is a constant, B_{96} is a constant, B_{97} is a constant, B_{98} is a constant, B_{99} is a constant, B_{100} is a constant, B_{101} is a constant, B_{102} is a constant, B_{103} is a constant, B_{104} is a constant, B_{105} is a constant, B_{106} is a constant, B_{107} is a constant, B_{108} is a constant, B_{109} is a constant, B_{110} is a constant, B_{111} is a constant, B_{112} is a constant, B_{113} is a constant, B_{114} is a constant, B_{115} is a constant, B_{116} is a constant, B_{117} is a constant, B_{118} is a constant, B_{119} is a constant, B_{120} is a constant, B_{121} is a constant, B_{122} is a constant, B_{123} is a constant, B_{124} is a constant, B_{125} is a constant, B_{126} is a constant, B_{127} is a constant, B_{128} is a constant, B_{129} is a constant, B_{130} is a constant, B_{131} is a constant, B_{132} is a constant, B_{133} is a constant, B_{134} is a constant, B_{135} is a constant, B_{136} is a constant, B_{137} is a constant, B_{138} is a constant, B_{139} is a constant, B_{140} is a constant, B_{141} is a constant, B_{142} is a constant, B_{143} is a constant, B_{144} is a constant, B_{145} is a constant, B_{146} is a constant, B_{147} is a constant, B_{148} is a constant, B_{149} is a constant, B_{150} is a constant, B_{151} is a constant, B_{152} is a constant, B_{153} is a constant, B_{154} is a constant, B_{155} is a constant, B_{156} is a constant, B_{157} is a constant, B_{158} is a constant, B_{159} is a constant, B_{160} is a constant, B_{161} is a constant, B_{162} is a constant, B_{163} is a constant, B_{164} is a constant, B_{165} is a constant, B_{166} is a constant, B_{167} is a constant, B_{168} is a constant, B_{169} is a constant, B_{170} is a constant, B_{171} is a constant, B_{172} is a constant, B_{173} is a constant, B_{174} is a constant, B_{175} is a constant, B_{176} is a constant, B_{177} is a constant, B_{178} is a constant, B_{179} is a constant, B_{180} is a constant, B_{181} is a constant, B_{182} is a constant, B_{183} is a constant, B_{184} is a constant, B_{185} is a constant, B_{186} is a constant, B_{187} is a constant, B_{188} is a constant, B_{189} is a constant, B_{190} is a constant, B_{191} is a constant, B_{192} is a constant, B_{193} is a constant, B_{194} is a constant, B_{195} is a constant, B_{196} is a constant, B_{197} is a constant, B_{198} is a constant, B_{199} is a constant, B_{200} is a constant, B_{201} is a constant, B_{202} is a constant, B_{203} is a constant, B_{204} is a constant, B_{205} is a constant, B_{206} is a constant, B_{207} is a constant, B_{208} is a constant, B_{209} is a constant, B_{210} is a constant, B_{211} is a constant, B_{212} is a constant, B_{213} is a constant, B_{214} is a constant, B_{215} is a constant, B_{216} is a constant, B_{217} is a constant, B_{218} is a constant, B_{219} is a constant, B_{220} is a constant, B_{221} is a constant, B_{222} is a constant, B_{223} is a constant, B_{224} is a constant, B_{225} is a constant, B_{226} is a constant, B_{227} is a constant, B_{228} is a constant, B_{229} is a constant, B_{230} is a constant, B_{231} is a constant, B_{232} is a constant, B_{233} is a constant, B_{234} is a constant, B_{235} is a constant, B_{236} is a constant, B_{237} is a constant, B_{238} is a constant, B_{239} is a constant, B_{240} is a constant, B_{241} is a constant, B_{242} is a constant, B_{243} is a constant, B_{244} is a constant, B_{245} is a constant, B_{246} is a constant, B_{247} is a constant, B_{248} is a constant, B_{249} is a constant, B_{250} is a constant, B_{251} is a constant, B_{252} is a constant, B_{253} is a constant, B_{254} is a constant, B_{255} is a constant, B_{256} is a constant, B_{257} is a constant, B_{258} is a constant, B_{259} is a constant, B_{260} is a constant, B_{261} is a constant, B_{262} is a constant, B_{263} is a constant, B_{264} is a constant, B_{265} is a constant, B_{266} is a constant, B_{267} is a constant, B_{268} is a constant, B_{269} is a constant, B_{270} is a constant, B_{271} is a constant, B_{272} is a constant, B_{273} is a constant, B_{274} is a constant, B_{275} is a constant, B_{276} is a constant, B_{277} is a constant, B_{278} is a constant, B_{279} is a constant, B_{280} is a constant, B_{281} is a constant, B_{282} is a constant, B_{283} is a constant, B_{284} is a constant, B_{285} is a constant, B_{286} is a constant, B_{287} is a constant, B_{288} is a constant, B_{289} is a constant, B_{290} is a constant, B_{291} is a constant, B_{292} is a constant, B_{293} is a constant, B_{294} is a constant, B_{295} is a constant, B_{296} is a constant, B_{297} is a constant, B_{298} is a constant, B_{299} is a constant, B_{300} is a constant, B_{301} is a constant, B_{302} is a constant, B_{303} is a constant, B_{304} is a constant, B_{305} is a constant, B_{306} is a constant, B_{307} is a constant, B_{308} is a constant, B_{309} is a constant, B_{310} is a constant, B_{311} is a constant, B_{312} is a constant, B_{313} is a constant, B_{314} is a constant, B_{315} is a constant, B_{316} is a constant, B_{317} is a constant, B_{318} is a constant, B_{319} is a constant, B_{320} is a constant, B_{321} is a constant, B_{322} is a constant, B_{323} is a constant, B_{324} is a constant, B_{325} is a constant, B_{326} is a constant, B_{327} is a constant, B_{328} is a constant, B_{329} is a constant, B_{330} is a constant, B_{331} is a constant, B_{332} is a constant, B_{333} is a constant, B_{334} is a constant, B_{335} is a constant, B_{336} is a constant, B_{337} is a constant, B_{338} is a constant, B_{339} is a constant, B_{340} is a constant, B_{341} is a constant, B_{342} is a constant, B_{343} is a constant, B_{344} is a constant, B_{345} is a constant, B_{346} is a constant, B_{347} is a constant, B_{348} is a constant, B_{349} is a constant, B_{350} is a constant, B_{351} is a constant, B_{352} is a constant, B_{353} is a constant, B_{354} is a constant, B_{355} is a constant, B_{356} is a constant, B_{357} is a constant, B_{358} is a constant, B_{359} is a constant, B_{360} is a constant, B_{361} is a constant, B_{362} is a constant, B_{363} is a constant, B_{364} is a constant, B_{365} is a constant, B_{366} is a constant, B_{367} is a constant, B_{368} is a constant, B_{369} is a constant, B_{370} is a constant, B_{371} is a constant, B_{372} is a constant, B_{373} is a constant, B_{374} is a constant, B_{375} is a constant, B_{376} is a constant, B_{377} is a constant, B_{378} is a constant, B_{379} is a constant, B_{380} is a constant, B_{381} is a constant, B_{382} is a constant, B_{383} is a constant, B_{384} is a constant, B_{385} is a constant, B_{386} is a constant, B_{387} is a constant, B_{388} is a constant, B_{389} is a constant, B_{390} is a constant, B_{391} is a constant, B_{392} is a constant, B_{393} is a constant, B_{394} is a constant, B_{395} is a constant, B_{396} is a constant, B_{397} is a constant, B_{398} is a constant, B_{399} is a constant, B_{400} is a constant, B_{401} is a constant, B_{402} is a constant, B_{403} is a constant, B_{404} is a constant, B_{405} is a constant, B_{406} is a constant, B_{407} is a constant, B_{408} is a constant, B_{409} is a constant, B_{410} is a constant, B_{411} is a constant, B_{412} is a constant, B_{413} is a constant, B_{414} is a constant, B_{415} is a constant, B_{416} is a constant, B_{417} is a constant, B_{418} is a constant, B_{419} is a constant, B_{420} is a constant, B_{421} is a constant, B_{422} is a constant, B_{423} is a constant, B_{424} is a constant, B_{425} is a constant, B_{426} is a constant, B_{427} is a constant, B_{428} is a constant, B_{429} is a constant, B_{430} is a constant, B_{431} is a constant, B_{432} is a constant, B_{433} is a constant, B_{434} is a constant, B_{435} is a constant, B_{436} is a constant, B_{437} is a constant, B_{438} is a constant, B_{439} is a constant, B_{440} is a constant, B_{441} is a constant, B_{442} is a constant, B_{443} is a constant, B_{444} is a constant, B_{445} is a constant, B_{446} is a constant, B_{447} is a constant, B_{448} is a constant, B_{449} is a constant, B_{450} is a constant, B_{451} is a constant, B_{452} is a constant, B_{453} is a constant, B_{454} is a constant, B_{455} is a constant, B_{456} is a constant, B_{457} is a constant, B_{458} is a constant, B_{459} is a constant, B_{460} is a constant, B_{461} is a constant, B_{462} is a constant, B_{463} is a constant, B_{464} is a constant, B_{465} is a constant, B_{466} is a constant, B_{467} is a constant, B_{468} is a constant, B_{469} is a constant, B_{470} is a constant, B_{471} is a constant, B_{472} is a constant, B_{473} is a constant, B_{474} is a constant, B_{475} is a constant, B_{476} is a constant, B_{477} is a constant, B_{478} is a constant, B_{479} is a constant, B_{480} is a constant, B_{481} is a constant, B_{482} is a constant, B_{483} is a constant, B_{484} is a constant, B_{485} is a constant, B_{486} is a constant, B_{487} is a constant, B_{488} is a constant, B_{489} is a constant, B_{490} is a constant, B_{491} is a constant, B_{492} is a constant, B_{493} is a constant, B_{494} is a constant, B_{495} is a constant, B_{496} is a constant, B_{497} is a constant, B_{498} is a constant, B_{499} is a constant, B_{500} is a constant, B_{501} is a constant, B_{502} is a constant, B_{503} is a constant, B_{504} is a constant, B_{505} is a constant, B_{506} is a constant, B_{507} is a constant, B_{508} is a constant, B_{509} is a constant, B_{510} is a constant, B_{511} is a constant, B_{512} is a constant, B_{513} is a constant, B_{514} is a constant, B_{515} is a constant, B_{516} is a constant, B_{517} is a constant, B_{518} is a constant, B_{519} is a constant, B_{520} is a constant, B_{521} is a constant, B_{522} is a constant, B_{523} is a constant, B_{524} is a constant, B_{525} is a constant, B_{526} is a constant, B_{527} is a constant, B_{528} is a constant, B_{529} is a constant, B_{530} is a constant, B_{531} is a constant, B_{532} is a constant, B_{533} is a constant, B_{534} is a constant, B_{535} is a constant, B_{536} is a constant, B_{537} is a constant, B_{538} is a constant, B_{539} is a constant, B_{540} is a constant, B_{541} is a constant, B_{542} is a constant, B_{543} is a constant, B_{544} is a constant, B_{545} is a constant, B_{546} is a constant, B_{547} is a constant, B_{548} is a constant, B_{549} is a constant, B_{550} is a constant, B_{551} is a constant, B_{552} is a constant, B_{553} is a constant, B_{554} is a constant, B_{555} is a constant, B_{556} is a constant, B_{557} is a constant, B_{558} is a constant, B_{559} is a constant, B_{560} is a constant, B_{561} is a constant, B_{562} is a constant, B_{563} is a constant, B_{564} is a constant, B_{565} is a constant, B_{566} is a constant, B_{567} is a constant, B_{568} is a constant, B_{569} is a constant, B_{570} is a constant, B_{571} is a constant, B_{572} is a constant, B_{573} is a constant, B_{574} is a constant, B_{575} is a constant, B_{576} is a constant, B_{577} is a constant, B_{578} is a constant, B_{579} is a constant, B_{580} is a constant, B_{581} is a constant, B_{582} is a constant, B_{583} is a constant, B_{584} is a constant, B_{585} is a constant, B_{586} is a constant, B_{587} is a constant, B_{588} is a constant, B_{589} is a constant, B_{590} is a constant, B_{591} is a constant, B_{592} is a constant, B_{593} is a constant, B_{594} is a constant, B_{595} is a constant, B_{596} is a constant, B_{597} is a constant, B_{598} is a constant, B_{599} is a constant, B_{600} is a constant, B_{601} is a constant, B_{602} is a constant, B_{603} is a constant, B_{604} is a constant, B_{605} is a constant, B_{606} is a constant, B_{607} is a constant, B_{608} is a constant, B_{609} is a constant, B_{610} is a constant, B_{611} is a constant, B_{612} is a constant, B_{613} is a constant, B_{614} is a constant, B_{615} is a constant, B_{616} is a constant, B_{617} is a constant, B_{618} is a constant, B_{619} is a constant, B_{620} is a constant, B_{621} is a constant, B_{622} is a constant, B_{623} is a constant, B_{624} is a constant, B_{625} is a constant, B_{626} is a constant, B_{627} is a constant, B_{628} is a constant, B_{629} is a constant, B_{630} is a constant, B_{631} is a constant, B_{632} is a constant, B_{633} is a constant, B_{634} is a constant, B_{635} is a constant, B_{636} is a constant, B_{637} is a constant, B_{638} is a constant, B_{639} is a constant, B_{640} is a constant, B_{641} is a constant, B_{642} is a constant, B_{643} is a constant, B_{644} is a constant, B_{645} is a constant, B_{646} is a constant, B_{647} is a constant, B_{648} is a constant, B_{649} is a constant, B_{650} is a constant, B_{651} is a constant, B_{652} is a constant, B_{653} is a constant, B_{654} is a constant, B_{655} is a constant, B_{656} is a constant, B_{657} is a constant, B_{658} is a constant, B_{659} is a constant, B_{660} is a constant, B_{661} is a constant, B_{662} is a constant, B_{663} is a constant, B_{664} is a constant, B_{665} is a constant, B_{666} is a constant, B_{667} is a constant, B_{668} is a constant, B_{669} is a constant, B_{670} is a constant, B_{671} is a constant, B_{672} is a constant, B_{673} is a constant, B_{674} is a constant, B_{675} is a constant, B_{676} is a constant, B_{677} is a constant, B_{678} is a constant, B_{679} is a constant, B_{680} is a constant, B_{681} is a constant, B_{682} is a constant, B_{683} is a constant, B_{684} is a constant, B_{685} is a constant, B_{686} is a constant, B_{687} is a constant, B_{688} is a constant, B_{689} is a constant, B_{690} is a constant, B_{691} is a constant, B_{692} is a constant, B_{693} is a constant, B_{694} is a constant, B_{695} is a constant, B_{696} is a constant, B_{697} is a constant, B_{698} is a constant, B_{699} is a constant, B_{700} is a constant, B_{701} is a constant, B_{702} is a constant, B_{703} is a constant, B_{704} is a constant, B_{705} is a constant, B_{706} is a constant, B_{707} is a constant, B_{708} is a constant, B_{709} is a constant, B_{710} is a constant, B_{711} is a constant, B_{712} is a constant, B_{713} is a constant, B_{714} is a constant, B_{715} is a constant, B_{716} is a constant, B_{717} is a constant, B_{718} is a constant, B_{719} is a constant, B_{720} is a constant, B_{721} is a constant, B_{722} is a constant, B_{723} is a constant, B_{724} is a constant, B_{725} is a constant, B_{726} is a constant, B_{727} is a constant, B_{728} is a constant, B_{729} is a constant, B_{730} is a constant, B_{731} is a constant, B_{732} is a constant, B_{733} is a constant, B_{734} is a constant, B_{735} is a constant, B_{736} is a constant, B_{737} is a constant, B_{738} is a constant, B_{739} is a constant, B_{740} is a constant, B_{741} is a constant, B_{742} is a constant, B_{743} is a constant, B_{744} is a constant, B_{745} is a constant, B_{746} is a constant, B_{747} is a constant, B_{748} is a constant, B_{749} is a constant, B_{750} is a constant, B_{751} is a constant, B_{752} is a constant, B_{753} is a constant, B_{754} is a constant, B_{755} is a constant, B_{756} is a constant, B_{757} is a constant, B_{758} is a constant, B_{759} is a constant, B_{760} is a constant, B_{761} is a constant, B_{762} is a constant, B_{763} is a constant, B_{764} is a constant, B_{765} is a constant, B_{766} is a constant, B_{767} is a constant, B_{768} is a constant, B_{769} is a constant, B_{770} is a constant, B_{771} is a constant, B_{772} is a constant, B_{773} is a constant, B_{774} is a constant, B_{775} is a constant, B_{776} is a constant, B_{777} is a constant, B_{778} is a constant, B_{779} is a constant, B_{780} is a constant, B_{781} is a constant, B_{782} is a constant, B_{783} is a constant, B_{784} is a constant, B_{785} is a constant, B_{786} is a constant, B_{787} is a constant, B_{788} is a constant,

Fig. 1. The n -th power law model of MOS transistorsRys. 1. The n -th power law' model tranzystorów MOS

$$i_D = g(v_{DS}, v_{GS}) = \begin{cases} 0 & \text{for } v_{GS} < v_{T_0} \\ i_D(v_{DS}, v_{GS}) & \text{for } v_{GS} \geq v_{T_0} \end{cases} \quad (1)$$

The drain current, for $v_{GS} \geq v_{T_0}$, is specified by the relationship

$$i_D(v_{DS}, v_{GS}) = \begin{cases} \hat{i}_D(v_{DS}, v_{GS}) = \frac{W}{L} B (v_{GS} - v_{T_0})^n (1 + \lambda_0 v_{DS}) \left(2 - \frac{v_{DS}}{v_{Dsat}} \right) \frac{v_{DS}}{v_{Dsat}} & \text{for } 0 \leq v_{DS} < v_{Dsat} \\ \hat{i}_D(v_{DS}, v_{GS}) = \frac{W}{L} B (v_{GS} - v_{T_0})^n (1 + \lambda_0 v_{DS}) & \text{for } v_{DS} \geq v_{Dsat} \end{cases} \quad (2)$$

where

$$v_{Dsat} = K(v_{GS} - v_{T_0})^m, \quad v_{GS} > v_{T_0}. \quad (3)$$

W and L are the effective channel width and effective channel length, respectively; v_{T_0} is the constant threshold voltage. Generally, the threshold voltage depends on bulk-source voltage, but in simplified version of the model it is assumed to be constant and equal to v_{T_0} . Parameters K and m control the linear region characteristics while B and n determine the saturated region characteristics, λ_0 is related to the finite drain conductance in the saturated region.

Furthermore, a small drain resistor R_D is connected in series with the controlled source to represent the contact resistance. A similar model can be created for a short-channel PMOS transistor.

The model of NMOS transistor is valid for nonnegative v_{DS} and will be applied for v_{DS} belonging to the interval

$$0 \leq l_1 \leq v_{DS} \leq u_1$$

and v_{GS} belonging to the interval

$$l_2 \leq v_{GS} \leq u_2.$$

We assume that the transistor parameters satisfy the following relations:

$$0 < m < 1, n > 1, n < \frac{1}{2}(1 + \sqrt{1 + 8m^2}) < m + 1 \quad (4)$$

$$K(u_2 - v_{T_0})^m \leq \frac{1}{2\lambda_0}. \quad (5)$$

The above inequalities hold for typical MOS transistors down to $0.25\mu\text{m}$ channel length. For example the parameters of an NMOS transistor with $0.25\mu\text{m}$ channel length given in [27] are as follows: $m = 0.6193$, $n = 1.0484$, $K = 0.835$, $\lambda_0 = 0.0663$, $v_{T_0} = 0.855$. These parameters satisfy relations (4) and inequality (5) for $u_2 \leq 35.78\text{V}$.

Some properties of the function $g(v_{DS}, v_{GS})$ are specified by Lemmas 1 and 2 formulated below.

Lemma 1

Let us consider the function $g(v_{DS}, v_{GS})$ for $v_{DS} \geq 0$ and fixed $v_{GS} = V_{GS}$. The function $g(v_{DS}, V_{GS})$ assumes nonnegative values, is continuously differentiable, monotone increasing and convex.

Proof

If $V_{GS} \leq v_{T_0}$ then $g(v_{DS}, V_{GS}) = 0$ and Lemma 1 holds. Therefore we consider the case when $V_{GS} > v_{T_0}$.

For v_{DS} belonging to the interval

$$0 \leq v_{DS} < v_{DSat} \quad (6)$$

it holds

$$g(v_{DS}, V_{GS}) = \hat{i}_D(v_{DS}, V_{GS}) = M(1 + \lambda_0 v_{DS})y(v_{DS}) \quad (7)$$

where $M = \frac{W}{L}B(V_{GS} - v_{T_0})^n > 0$ and $y(v_{DS}) = \left(2 - \frac{v_{DS}}{v_{DSat}}\right)\frac{v_{DS}}{v_{DSat}}$. Since, according to (6)

$0 \leq \frac{v_{DS}}{v_{DSat}} < 1$ the function $y(v_{DS})$ assumes nonnegative values and is monotone increasing.

Consequently, function $\hat{i}_D(v_{DS}, V_{GS})$ has the same properties.

To further examine the function $\hat{i}_D(v_{DS}, V_{GS})$ we compute its first and second derivatives:

$$\frac{d\hat{i}_D(v_{DS}, V_{GS})}{dv_{DS}} = \frac{M}{v_{DSat}} \left(-\frac{3\lambda_0}{v_{DSat}} v_{DS}^2 + (4\lambda_0 v_{DSat} - 2) \frac{v_{DS}}{v_{DSat}} + 2 \right) \quad (8)$$

$$\frac{d^2\hat{i}_D(v_{DS}, V_{GS})}{dv_{DS}^2} = \frac{M}{v_{DSat}^2} (-6\lambda_0 v_{DS} + (4\lambda_0 v_{DSat} - 2)). \quad (9)$$

Relations (3) and (5) lead to inequality $4\lambda_0 v_{Dsat} - 2 \leq 0$ showing that the second derivative (9) is nonpositive. Hence, the function $\hat{i}_D(v_{DS}, V_{GS})$ is convex.

For $v_{DS} \geq v_{Dsat}$ we obtain:

$$g(v_{DS}, V_{GS}) = \hat{i}_D(v_{DS}, V_{GS}) = \frac{W}{L} B (V_{GS} - v_{To})^n (1 + \lambda_0 v_{DS}) \quad (10)$$

$$\frac{d^2 \hat{i}_D(v_{DS}, V_{GS})}{dv_{DS}^2} = 0.$$

Thus, the function $\hat{i}_D(v_{DS}, V_{GS})$ assumes positive values, is monotone increasing and convex.

Furthermore, it holds $\left. \frac{d\hat{i}_D(v_{DS}, V_{GS})}{dv_{DS}} \right|_{v_{DS}=v_{Dsat}} = \left. \frac{d\hat{i}_D(v_{DS}, V_{GS})}{dv_{DS}} \right|_{v_{DS}=v_{Dsat}}$. Consequently, the function $g(v_{DS}, V_{GS})$ is continuously differentiable.

Lemma 2

Let us consider the function $g(v_{DS}, v_{GS})$ for v_{GS} with fixed $v_{DS} = V_{DS} \geq 0$. The function $g(V_{DS}, v_{GS})$ assumes nonnegative values, is continuously differentiable, monotone increasing, concave for $v_{GS} \leq v_{To} + \left(\frac{V_{DS}}{K}\right)^{\frac{1}{m}}$ and convex for $v_{GS} > v_{To} + \left(\frac{V_{DS}}{K}\right)^{\frac{1}{m}}$.

Proof

For $v_{GS} \leq v_{To}$: $i_D = g(V_{DS}, v_{GS}) = 0$, furthermore $\frac{dg(V_{DS}, v_{GS})}{dv_{GS}} = 0$ at $v_{GS} = v_{To}$.

Let us consider the case where

$$v_{To} < v_{GS} \leq v_{To} + \left(\frac{V_{DS}}{K}\right)^{\frac{1}{m}}. \quad (11)$$

Since (11) is equivalent to the relation $v_{Dsat} \leq V_{DS}$ (see (3)) then using (1) and (2) we obtain

$$i_D = g(V_{DS}, v_{GS}) = \hat{i}_D(V_{DS}, v_{GS}) = \frac{W}{L} B (1 + \lambda_0 V_{DS}) (v_{GS} - v_{To})^n. \quad (12)$$

Since $n > 1$ (see (4)), function (12) assumes positive values, is monotone increasing and concave.

Now we consider the case where

$$v_{GS} > v_{To} + \left(\frac{V_{DS}}{K}\right)^{\frac{1}{m}} \quad (13)$$

or equivalently $v_{Dsat} > V_{DS}$. According to (1) and (2) we have

$$i_D = g(V_{DS}, v_{GS}) = \hat{i}_D(V_{DS}, v_{GS}) = N(v_{GS} - v_{To})^n \left(2 - \frac{V_{DS}}{K(v_{GS} - v_{To})^m} \right) \frac{V_{DS}}{K(v_{GS} - v_{To})^m} \quad (14)$$

where

$$N = \frac{W}{L} B(1 + \lambda_0 V_{DS}). \quad (15)$$

Since for any v_{GS} satisfying (13) it holds $0 < \frac{V_{DS}}{K(v_{GS} - v_{To})^m} < 1$, the function assumes positive values. Let us rewrite $\hat{i}_D(V_{DS}, v_{GS})$ as follows

$$\hat{i}_D(V_{DS}, v_{GS}) = N \frac{V_{DS}}{K} (v_{GS} - v_{To})^{n-m} \left(2 - \frac{V_{DS}}{K} (v_{GS} - v_{To})^{-m} \right). \quad (16)$$

Since $n - m > 0$ and $m > 0$ (see (4)) this function is monotone increasing. Next we find:

$$\frac{d\hat{i}_D(V_{DS}, v_{GS})}{dv_{GS}} = N \frac{V_{DS}}{K} \left(2(n-m)(v_{GS} - v_{To})^{n-m-1} - \frac{V_{DS}}{K} (n-2m)(v_{GS} - v_{To})^{n-2m-1} \right) \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2\hat{i}_D(V_{DS}, v_{GS})}{dv_{GS}^2} = N \frac{V_{DS}}{K} (v_{GS} - v_{To})^{n-m-2} & \left(2(n-m)(n-m-1) \right. \\ & \left. - \frac{V_{DS}}{K(v_{GS} - v_{To})^m} (n-2m)(n-2m-1) \right). \end{aligned} \quad (18)$$

According to (4) the first term inside the brackets is negative. If $1 < n \leq 2m$ then the second term is nonpositive, hence, the second derivate is negative. In the other case, if $n > 1$ and $n > 2m$ then

$$\begin{aligned} 2(n-m)(n-m-1) - \frac{V_{DS}}{K(v_{GS} - v_{To})^m} (n-2m)(n-2m-1) & < 2(n-m)(n-m-1) \\ & - (n-2m)(n-2m-1) = n^2 - n - 2m^2. \end{aligned}$$

The expression on the right hand side is negative for any $0 < m < 1$ and $0 < n < \frac{1}{2}(1 + \sqrt{1 + 8m^2})$. Since for $0 < m < 1$ it holds $2m < \frac{1}{2}(1 + \sqrt{1 + 8m^2})$ and, according to (4), $1 < n < \frac{1}{2}(1 + \sqrt{1 + 8m^2})$ then, in the considered case, the relation $n^2 - n - 2m^2 < 0$ holds. Thus, the second order derivate (18) is negative as long as n and m satisfy inequalities (4). Hence, $\hat{i}_D(V_{DS}, v_{GS})$ is convex. Furthermore, it can be shown that at $v_{GS} = v_{To} + \left(\frac{V_{DS}}{K} \right)^{\frac{1}{m}}$ it holds $\frac{d\hat{i}_D(V_{DS}, v_{GS})}{dv_{GS}} = \frac{d\hat{i}_D(V_{DS}, v_{GS})}{dv_{GS}}$. Thus, the function $g(V_{DS}, v_{GS})$ is continuously differentiable.

3. CIRCUIT DESCRIPTION

Let us consider a circuit containing μ MOS transistors, linear positive resistors, and independent voltage and current sources. The voltage sources form a set ε and the current sources form a set γ . Assume that the voltage sources do not form any loop and the current sources do not form any cut-set. We extract from the circuit all the transistors. In this way a linear κ -port ($\kappa = 2\mu$) is created consisting of the resistors and the sources. Fig.2 shows the κ -port terminated by n -channel MOS transistors.

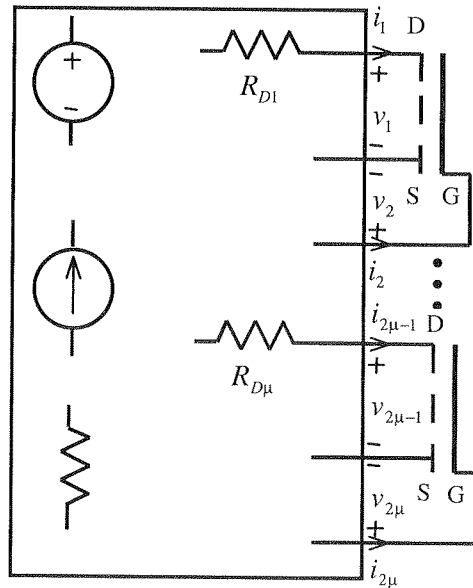


Fig. 2. A linear κ -port terminated by n -channel MOS transistors

Rys. 2. Liniowy κ -wrotnik obciążony tranzystorami MOS z kanałem typu n

To describe the circuit we take into account this κ -port and consider its ports as branches, called the port branches. This circuit is divided into tree and cotree so that the tree contains all the voltage sources and all the port branches corresponding to DS terminals of the transistors whereas cotree contains all the current sources and as many as possible port branches corresponding to GS terminals of the transistors. The remaining elements are included into tree or cotree without any priority. Note that all the DS branches can be the tree branches because a resistor is connected in series with each of them. In this way all the port branches are split into these which belong to the tree, forming a set α , and these which belong to the cotree, forming a set β . Since the branches of set $\varepsilon \cup \alpha$ do not form any loop and the branches of set $\beta \cup \gamma$ do not form any cut-set the hybrid representation exists [38] as follows:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_\alpha \\ \mathbf{v}_\beta \end{bmatrix} = -\mathbf{H} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha \\ \mathbf{i}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{d}_\alpha \\ \mathbf{d}_\beta \end{bmatrix} \quad (19)$$

where $\mathbf{i}_\alpha$, $\mathbf{i}_\beta$, $\mathbf{v}_\alpha$, $\mathbf{v}_\beta$ are vectors composed of appropriate port currents and port voltages, $\mathbf{d}_\alpha$, $\mathbf{d}_\beta$ are subvectors of source vector and $\mathbf{H}$ is a hybrid matrix. Writing the hybrid

matrix $\mathbf{H}$ in the form $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\alpha\alpha} & \mathbf{H}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{H}_{\beta\alpha} & \mathbf{H}_{\beta\beta} \end{bmatrix}$ we obtain after simple manipulations

$$\begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{H}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_{\beta\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_\alpha \\ \mathbf{i}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\alpha\alpha} & \mathbf{0} \\ \mathbf{H}_{\beta\alpha} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha \\ \mathbf{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_\alpha \\ \mathbf{d}_\beta \end{bmatrix}. \quad (20)$$

When the MOS transistors are connected to the κ -port all the port currents belonging to the set β are equal to zero, i.e. $\mathbf{i}_\beta = \mathbf{0}$ and equation (20) reduces to

$$\begin{bmatrix} \mathbf{1} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{i}_\alpha + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\alpha\alpha} & \mathbf{0} \\ \mathbf{H}_{\beta\alpha} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha \\ \mathbf{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_\alpha \\ \mathbf{d}_\beta \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Generally vector $\mathbf{i}_\alpha$ contains all the DS port currents $i_1, i_3, \dots, i_{2\mu-1}$ and some of the port currents $i_2, i_4, \dots, i_{2\mu}$. However, in practical circuits all the GS port branches are located in the cotree. Consequently, the components of $\mathbf{i}_\alpha$ are $i_1, i_3, \dots, i_{2\mu-1}$ only. Thus, it holds $\mathbf{i}_\alpha = [i_1 \ i_3 \ \dots \ i_{2\mu-1}]^T$, $\mathbf{v}_\alpha = [v_1 \ v_3 \ \dots \ v_{2\mu-1}]^T$, $\mathbf{v}_\beta = [v_2 \ v_4 \ \dots \ v_{2\mu}]^T$ and equation (21) can be split in two equations

$$\mathbf{i}_\alpha + \mathbf{H}_{\alpha\alpha} \mathbf{v}_\alpha = \mathbf{d}_\alpha \quad (22)$$

$$\mathbf{H}_{\beta\alpha} \mathbf{v}_\alpha + \mathbf{v}_\beta = \mathbf{d}_\beta. \quad (23)$$

Since any component of $\mathbf{i}_\alpha$ is a drain current of an appropriate transistor then

$$\mathbf{i}_\alpha = \mathbf{f}(\mathbf{v}_\alpha, \mathbf{v}_\beta) = [f_1(v_1, v_2) \ f_2(v_3, v_4) \ \dots \ f_\mu(v_{2\mu-1}, v_{2\mu})]^T \quad (24)$$

where

$$f_j(v_{2j-1}, v_{2j}) = g^{(j)}(v_{2j-1}, v_{2j})$$

where $g^{(j)}(v_{2j-1}, v_{2j})$ $j = 1, 2, \dots, \mu$ is the drain current of j -th transistor specified by the equations of the form (1) and (2). Plugging (24) into (22), and taking into account (23), yields the following description of the circuit:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}(\mathbf{v}_\alpha, \mathbf{v}_\beta) + \mathbf{H}_{\alpha\alpha} \mathbf{v}_\alpha &= \mathbf{d}_\alpha \\ \mathbf{H}_{\beta\alpha} \mathbf{v}_\alpha + \mathbf{v}_\beta &= \mathbf{d}_\beta. \end{aligned} \quad (25)$$

4. FINDING ALL THE DC SOLUTIONS

4.1 THE MAIN IDEA OF THE PROPOSED APPROACH

We wish to find all the DC solutions of circuits containing short-channel MOS transistors represented by BSIM 3v3 model (implemented in SPICE, Level 8). For this purpose we suggest a two-part algorithm. First, we use characteristics of a given BSIM 3v3 (Level 8) model and extract the parameters of the corresponding n -th power law model (Level 6) applying the method developed in [27]. Next, we operate with the circuit represented by this model and find all the DC solutions using the algorithm of successive contraction, division and elimination [12]-[13] with the contraction method developed below. After that, we correct the computed solutions in succession by means of a controlled SPICE simulation (using BSIM 3v3 model), starting with each of them as an initial guess.

4.2. AN ALGORITHM FOR FINDING ALL THE DC SOLUTIONS USING THE N -TH POWER LAW MODEL

Let us consider a circuit containing MOS transistors, described by equations (25). Let

$$\mathbf{v} = [\mathbf{v}_\alpha^T \mathbf{v}_\beta^T]^T \in \mathbf{R}^{2\mu}$$

be the vector consisting of drain-source and gate-source voltages of the transistors. We wish to find all the solutions to (25) in a prescribed hyperrectangular region

$$\mathbf{l} \leq \mathbf{v} \leq \mathbf{u} \quad (26)$$

where $\mathbf{l} = [l_1 \ l_2 \ \dots \ l_{2\mu}]^T$, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_{2\mu}]^T$.

To solve this problem, we use the known idea of successive contraction, division and elimination [12]-[13], [25] as follows. We reduce the region (26) using a very effective contraction procedure, developed in this paper in such a way that the new one contains the same solutions. If the region obtained has the largest size, for voltages $v_{GS} > v_{T0}$, smaller then 10^{-3}V , the process is finished and it is checked whether there is a solution in this region. Otherwise, the region is divided into two parts using the middle point of the appropriate side and the procedure is repeated.

Contraction procedure

The contraction method, described below, extends some ideas developed in [25].

Consider the j -th equation of the system (25), where $1 \leq j \leq \mu$. The j -th component of the function $\mathbf{f}(\mathbf{v}_\alpha, \mathbf{v}_\beta)$ is the drain current of j -th transistor $g^{(j)}(v_{2j-1}, v_{2j})$ where voltages v_{2j-1} , v_{2j} belong to the region

$$0 \leq l_{2j-1} \leq v_{2j-1} \leq u_{2j-1} \quad (27)$$

$$l_{2j} \leq v_{2j} \leq u_{2j}. \quad (28)$$

Note that v_{2j-1} is the drain-source voltage $v_{DS}^{(j)}$ and v_{2j} is the gate-source voltage $v_{GS}^{(j)}$ of the j -th transistor, i.e. $v_{2j-1} = v_{DS}^{(j)}$, $v_{2j} = v_{GS}^{(j)}$. To simplify the notation, we drop the superscript j and we will write v_{DS} , v_{GS} instead of $v_{DS}^{(j)}$, $v_{GS}^{(j)}$.

Two lemmas, formulated below and proved in the Appendix, play a key role in creating the contraction method.

Let us consider a case where the lower bound on v_{2j-1} (see (27)) satisfies the inequalities

$$0 \leq l_{2j-1} < K(u_{2j} - v_{T_0})^m \quad (29)$$

and the upper bound on v_{2j} (see (28)) satisfies inequality

$$u_{2j} > v_{T_0}. \quad (30)$$

Lemma 3

For any v_{DS} and v_{GS} belonging to the region defined by (27)-(28) with constraints (29)-(30) we can write:

$$bv_{DS} + c_1 \leq g(v_{DS}, v_{GS}) \leq bv_{DS} + c_2 \quad (31)$$

where

$$b = \frac{i_D(u_{2j-1}, u_{2j}) - i_D(l_{2j-1}, u_{2j})}{u_{2j-1} - l_{2j-1}} \quad (32)$$

$$c_1 = g(u_{2j-1}, l_{2j}) - bu_{2j-1} \quad (33)$$

$$c_2 = i_D(\hat{v}_{DS}, u_{2j}) - b\hat{v}_{DS} \quad (34)$$

where $\hat{v}_{DS}$ is a point where a tangent line with slope b meets the curve $i_D = g'(v_{DS}, u_{2j})$.

Using Lemma 3 we conclude that for any v_{DS} , v_{GS} belonging to the region defined by (27)-(30) it holds

$$i_D = g(v_{DS}, v_{GS}) = bv_{DS} + c \quad (35)$$

where b is given by (32), whereas c is not known but its lower and upper bounds are specified by (33) and (34), i.e.

$$c_1 \leq c \leq c_2. \quad (36)$$

Now we consider a case where voltages $v_{2j-1} = v_{DS}^{(j)} = v_{DS}$, $v_{2j} = v_{GS}^{(j)} = v_{GS}$ belong to the region specified by (27)-(28), where

$$l_{2j-1} \geq K(u_{2j} - v_{T_0})^m \quad (37)$$

$$u_{2j} > v_{T_0}. \quad (38)$$

In this case, the following lemma, proved in the Appendix, will be very useful.

Lemma 4

For any v_{DS} and v_{GS} belonging to the region defined by (27)-(28) with constraints (37)-(38) it holds:

$$\tilde{b}v_{GS} + \tilde{c}_1 \leq g(v_{DS}, v_{GS}) \leq \tilde{b}v_{GS} + \tilde{c}_2 \quad (39)$$

where

$$\tilde{b} = \frac{g_u(u_{2j}) - g_u(l_{2j})}{u_{2j} - l_{2j}} \quad (40)$$

where

$$g_u(v_{GS}) = \begin{cases} \hat{i}_D(u_{2j-1}, v_{GS}) & \text{for } v_{GS} \geq v_{T_0} \\ 0 & \text{for } v_{GS} < v_{T_0} \end{cases} \quad (41)$$

$$\tilde{c}_2 = g_u(l_{2j}) - \tilde{b}l_{2j} \quad (42)$$

and

$$\tilde{c}_1 = \begin{cases} g_l(\hat{v}_{GS}) - \tilde{b}\hat{v}_{GS} & \text{if } \hat{v}_{GS} < u_{2j} \\ g_l(u_{2j}) - \tilde{b}u_{2j} & \text{if } \hat{v}_{GS} \geq u_{2j} \end{cases} \quad (43)$$

where

$$g_l(v_{GS}) = \begin{cases} \hat{i}_D(l_{2j-1}, v_{GS}) & \text{for } v_{GS} \geq v_{T_0} \\ 0 & \text{for } v_{GS} < v_{T_0} \end{cases} \quad (44)$$

$$\hat{v}_{GS} = v_{T_0} + \left(\frac{\tilde{b}}{n \frac{W}{L} B (1 + \lambda_0 l_{2j-1})} \right)^{\frac{1}{n-1}}. \quad (45)$$

Using Lemma 4, we conclude that for any v_{DS} , v_{GS} belonging to the region defined by (27)-(28) and (37)-(38) the following equation can be written

$$i_D = g(v_{DS}, v_{GS}) = \tilde{b}v_{GS} + \tilde{c} \quad (46)$$

where $\tilde{b}$ is given by (40), whereas $\tilde{c}$ is not known but its lower and upper bounds are specified by (43) and (42), i.e.

$$\tilde{c}_1 \leq \tilde{c} \leq \tilde{c}_2. \quad (47)$$

Thus, the drain current i_D can be specified either by equation (35) or (46) depending on the region where v_{DS} , v_{GS} are located. Equivalently, the j -th component of the function $f(v_\alpha, v_\beta)$ can be specified either by equation

$$f_j(v_{2j-1}, v_{2j}) = b^{(j)} v_{2j-1} + c^{(j)} \quad (48)$$

(where $b^{(j)} = b$, $c^{(j)} = c$) if v_{2j-1} , v_{2j} belong to the region defined by (27)-(30), or by equation

$$f_j(v_{2j-1}, v_{2j}) = \tilde{b}^{(j)} v_{2j} + \tilde{c}^{(j)} \quad (49)$$

(where $\tilde{b}^{(j)} = \tilde{b}$, $\tilde{c}^{(j)} = \tilde{c}$) if v_{2j-1} , v_{2j} belong to the region defined by (27)-(28) and (37)-(38). The offsets c and $\tilde{c}$ are not known but their lower and upper bounds are given. If $u_{2j} \leq v_{T_0}$ then $i_D = g(v_{2j-1}, v_{2j}) = 0$ in any case.

The above results are valid for any component of the function $f(v_\alpha, v_\beta)$. Consequently, we obtain

$$f(v_\alpha, v_\beta) = \begin{bmatrix} \hat{M} & \hat{\hat{M}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + e \quad (50)$$

where $\hat{M}$ and $\hat{\hat{M}}$ are diagonal matrices. For $u_{2j} > v_{T_0}$, the j -th diagonal element of $\hat{M}$ is either $b^{(j)}$ or 0 and the j -th diagonal element of $\hat{\hat{M}}$ is either 0 or $\tilde{b}^{(j)}$, e is a vector such that its j -th component is either $c^{(j)}$ or $\tilde{c}^{(j)}$. If $u_{2j} \leq v_{T_0}$, then the j -th diagonal elements of $\hat{M}$ and $\hat{\hat{M}}$ and the j -th component of e are equal to 0. Substituting (50) into (25), we obtain the linear equation

$$\begin{bmatrix} \hat{M} + H_{\alpha\alpha} & \hat{\hat{M}} \\ H_{\beta\alpha} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_\alpha - e \\ d_\beta \end{bmatrix} \quad (51)$$

which describes the circuit in the region (26). Let

$$A = [a_{ij}]_{2\mu \times 2\mu} = \begin{bmatrix} \hat{M} + H_{\alpha\alpha} & \hat{\hat{M}} \\ H_{\beta\alpha} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad v = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad r = \begin{bmatrix} r_\alpha \\ r_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_\alpha - e \\ d_\beta \end{bmatrix}$$

and $v = v^*$ be an arbitrary solution to (25) contained in the region (26). Then, the following equation

$$v^* = A^{-1} r \quad (52)$$

can be written, with

$$r_j \in [r_j^-, r_j^+] = [d_j - e_j^+, d_j - e_j^-] \quad \text{for } j = 1, 2, \dots, \mu$$

$$r_j^- = r_j^+ = d_j \quad \text{for } j = \mu + 1, \mu + 2, \dots, 2\mu \quad \text{and for } j \leq \mu \quad \text{so that } e_j = 0$$

where e_j^+ is either $c_2^{(j)}$ or $\tilde{c}_2^{(j)}$ and e_j^- is either $c_1^{(j)}$ or $\tilde{c}_1^{(j)}$ and d_j is the j -th component of vector $[d_\alpha^T d_\beta^T]^T$. Using equation (52) and the above bounds on r_j we create in the same way as in [13] the set $[l^{(1)}, u^{(1)}] \subseteq [l, u]$, where $l^{(1)} = [l_1^{(1)} \dots l_{2\mu}^{(1)}]^T$, $u^{(1)} = [u_1^{(1)} \dots u_{2\mu}^{(1)}]^T$, containing the same solutions as $[l, u]$.

If, for at least one component, the lower and upper bounds overlap, i.e. $l_k^{(1)} > u_k^{(1)}$ for some k , we conclude that the region specified by l and u contains no solutions. In such a case, this region is discarded in the elimination process. Otherwise, we use the bounds $l_j^{(1)}$, $u_j^{(1)}$ ($j = 1, 2, \dots, \mu$) on components of v_α and apply the second equation of the set (25)

$$v_\beta = -H_{\beta\alpha} v_\alpha + d_\beta \quad (53)$$

similarly as we did with equation (52), to find new bounds on v_β . If for at least one component the new lower or upper bounds overlap, the region specified by l and u is discarded.

If the region defined by l and u has not been discarded, we either repeat the contraction procedure or divide the region in two regions depending on the effectiveness of the contraction.

Note 1.

The order of the elimination procedures based on (52) and (53) can be exchanged.

Note 2.

If matrix A is singular the contraction method fails. In such a case, we divide the region into two regions and repeat the procedure in each of them.

Note 3.

To find the inverse of matrix A effectively, we use Frobenius-Schur's relation [39]:

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \hat{M} + H_{\alpha\alpha} & \hat{M} \\ H_{\beta\alpha} & 1 \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} K^{-1} & -K^{-1} \hat{M} \\ -H_{\beta\alpha} K^{-1} & 1 + H_{\beta\alpha} K^{-1} \hat{M} \end{bmatrix} \quad (54)$$

where

$$K = \hat{M} + H_{\alpha\alpha} - \hat{M} H_{\beta\alpha}. \quad (55)$$

This approach considerably reduces the time of computing A^{-1} .

Example 1

Let us consider the circuit, shown in Fig. 3. It simulates a CNN cell and contains 14 short-channel MOS transistors. The transistors have the channel length $0.35 \mu\text{m}$ and they are represented by BSIM 3v3 (Level 8) model. Using the program ICAP/4 v 8.1.7, based on Berkeley SPICE 3F2, we create the families of characteristics for BSIM 3v3 model of NMOS and PMOS transistors. Next, we apply the method developed in [27] to extract the parameters of the corresponding n -th power law models. For transistors T_4 and T_8 , $W = 30 \mu\text{m}$ and for the other transistors $W = 5 \mu\text{m}$, $R_D = 10 \Omega$. We wish to find all the solutions

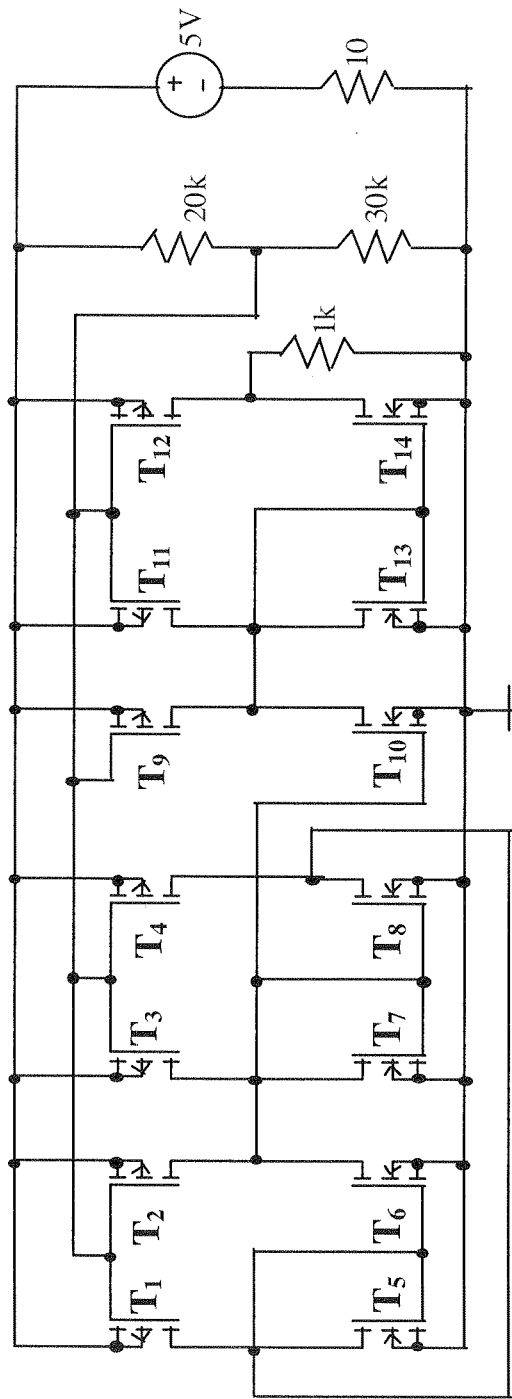


Fig. 3. A circuit for the example 1
Rys. 3. Obwód rozpatrywany w przykładzie 1

in the set $[l, u]$, where $l_j = 0$, $u_j = 5V$ ($j = 1, \dots, 28$). The first part of the algorithm developed in this paper, exploiting the n -th power law model, leads to three solutions as follows:

$$\begin{aligned} v^{(1)} &= [1.319 \ 4.474 \ 4.474 \ 1.319 \ 3.623 \ 0.468 \ 0.468 \ 3.623 \ 3.089 \ 1.853 \ 3.089 \ 4.744 \\ &\quad 1.853 \ 0.198 \ 1.977 \ 1.977 \ 1.977 \ 1.977 \ 3.623 \ 3.623 \ 0.468 \ 0.468 \ 1.977 \ 0.468 \\ &\quad 1.977 \ 1.977 \ 1.853 \ 1.853]^T \\ v^{(2)} &= [4.505 \ 3.085 \ 3.085 \ 4.505 \ 0.431 \ 1.850 \ 1.850 \ 0.431 \ 3.970 \ 0.966 \ 3.970 \ 4.485 \\ &\quad 0.966 \ 0.451 \ 1.974 \ 1.974 \ 1.974 \ 1.974 \ 0.431 \ 0.431 \ 1.850 \ 1.850 \ 1.974 \ 1.850 \\ &\quad 1.974 \ 1.974 \ 0.966 \ 0.966]^T \\ v^{(3)} &= [3.544 \ 3.545 \ 3.545 \ 3.544 \ 1.394 \ 1.393 \ 1.393 \ 1.394 \ 3.544 \ 1.394 \ 3.544 \ 4.705 \\ &\quad 1.394 \ 0.232 \ 1.975 \ 1.975 \ 1.975 \ 1.975 \ 1.394 \ 1.394 \ 1.393 \ 1.393 \ 1.975 \ 1.393 \\ &\quad 1.975 \ 1.975 \ 1.394 \ 1.394]^T \end{aligned}$$

The time consumed by this algorithm, implemented in PC Pentium III, 1GHz, is 15 seconds. Next, we correct each of the solutions by means of a controlled SPICE simulation (Level 8 using BSIM 3v3 model). The results are listed below.

$$\begin{aligned} v^{(1)} &= [1.358 \ 4.433 \ 4.433 \ 1.358 \ 3.582 \ 0.507 \ 0.507 \ 3.582 \ 3.011 \ 1.929 \ 3.011 \ 4.713 \\ &\quad 1.927 \ 0.226 \ 1.976 \ 1.976 \ 1.976 \ 1.976 \ 3.582 \ 3.582 \ 0.507 \ 0.507 \ 1.976 \ 0.507 \\ &\quad 1.976 \ 1.976 \ 1.927 \ 1.927]^T \\ v^{(2)} &= [4.421 \ 3.004 \ 3.004 \ 4.421 \ 0.507 \ 1.922 \ 1.922 \ 0.507 \ 3.945 \ 0.980 \ 3.945 \ 4.484 \\ &\quad 0.980 \ 0.444 \ 1.971 \ 1.971 \ 1.971 \ 1.971 \ 0.507 \ 0.507 \ 1.922 \ 1.922 \ 1.971 \ 1.922 \\ &\quad 1.971 \ 1.971 \ 0.980 \ 0.980]^T \\ v^{(3)} &= [3.529 \ 3.460 \ 3.460 \ 3.529 \ 1.401 \ 1.471 \ 1.471 \ 1.401 \ 3.518 \ 1.412 \ 3.518 \ 4.645 \\ &\quad 1.412 \ 0.287 \ 1.972 \ 1.972 \ 1.972 \ 1.972 \ 1.401 \ 1.401 \ 1.471 \ 1.471 \ 1.972 \ 1.471 \\ &\quad 1.972 \ 1.972 \ 1.412 \ 1.412]^T \end{aligned}$$

The time needed for correcting each of the solutions is less than 0.01s.

Comparing the results referring to the n -th power law model and BSIM 3v3 model, we find that they are very close to each other.

5. COMPUTING MULTI-VALUED INPUT-OUTPUT CHARACTERISTICS

Let us consider a circuit described by equations (25), which can be rewritten in the compact form

$$w(v) = d \quad (56)$$

where, $v = [a_\alpha^T \ v_\beta^T]^T$, $d = [d_\alpha^T \ d_\beta^T]^T$. To determine an input-output characteristic of the circuit we introduce the input signal y and keep all the other sources acting in the circuit fixed. Consequently the circuit description becomes

$$w(v) = d + ky \quad (57)$$

where $\mathbf{k} = [k_1 \dots k_n]^T$. Suppose that we wish to compute an input-output characteristic for y belonging to a prescribed interval $[y^-, y^+]$. Let $\tilde{v}$ be a solution corresponding to $\tilde{y} \in [y^-, y^+]$. Then, it holds

$$\left. \frac{d\mathbf{w}}{d\mathbf{v}} \right|_{\tilde{\mathbf{v}}} \frac{d\mathbf{v}}{dy} = \mathbf{k} \quad (58)$$

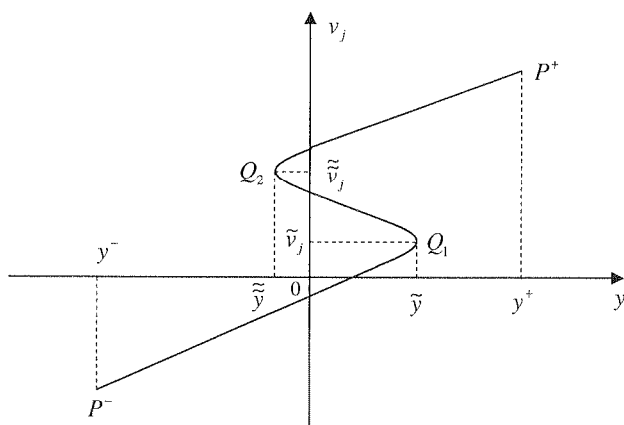
where $\frac{d\mathbf{w}}{d\mathbf{v}}$ is the Jacoby matrix of $\mathbf{w}(\mathbf{v})$ and $\frac{d\mathbf{v}}{dy} = \left[\frac{dv_1}{dy} \dots \frac{dv_n}{dy} \right]^T$. Using Cramer's rule we find

$$\frac{dv_j}{dy} = \frac{\det \mathbf{A}_j}{\det \left[\left. \frac{d\mathbf{w}}{d\mathbf{v}} \right|_{\tilde{\mathbf{v}}} \right]} \quad (59)$$

where $\mathbf{A}_j$ is a matrix obtained from $\left. \frac{d\mathbf{w}}{d\mathbf{v}} \right|_{\tilde{\mathbf{v}}}$ by replacing j -th column by $\mathbf{k}$.

Assume that the characteristic plot $v_j = \hat{v}_j(y)$ is multi-valued and consists of a single branch (see e.g. Fig. 4). Then $\det \left(\frac{d\mathbf{w}}{d\mathbf{v}} \right)$ is equal to zero at $y = \tilde{y}$ and $y = \tilde{\tilde{y}}$.

To determine the characteristic shown in Fig. 4 we start with point P^- and apply, in selected points of the interval $[y^-, y^+]$ the Newton-Raphson algorithm until the determinant becomes equal to zero (at point Q_1). In this way we obtain the branch P^-Q_1 . To continue the process we interchange variables v_j and y considering y as dependent and v_j as independent variable. For some selected values of $v_j > \tilde{v}_j$ we apply the Newton-Raphson algorithm finding branches Q_1Q_2 and Q_2P^+ .



Rys. 4. An input-output characteristic

Fig. 4. Charakterystyka wejściowo-wyjściowa

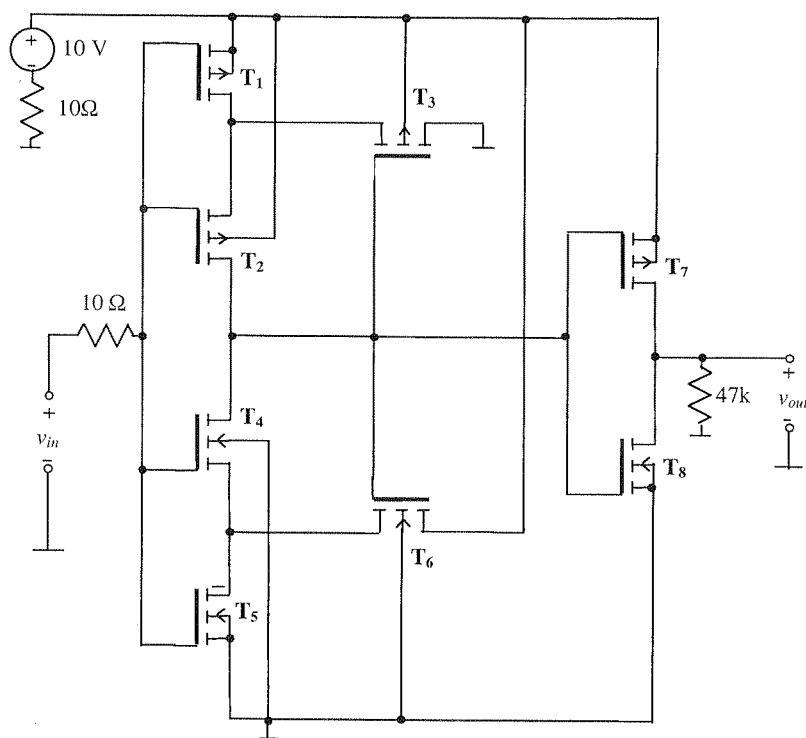
During the above process we compute simultaneously all the characteristics $v_j - y$ ($j = 1, \dots, n$), which enable us to find an arbitrary characteristic $x = \hat{x}(y)$. Therefore, we can choose an arbitrary component v_j of $\mathbf{v}$ as a variable which interchanges y . This variable plays a role of a variable controlling the computation process.

Note

The algorithm for computing a characteristic start with the solution at $y = y^-$ which can be found using the method developed in Section 4.

Example 2

In the Schmitt trigger shown in Fig. 5 we wish to find the characteristic $v_{out} = \hat{v}_0(v_{in})$ for $v_{in} \in [0, 6]V$. The MOS transistors have the channel length $0.35\mu m$ and they are represented by the n -th power law model. For all the transistors $W = 5\mu m$ and $R_D = 10\Omega$.

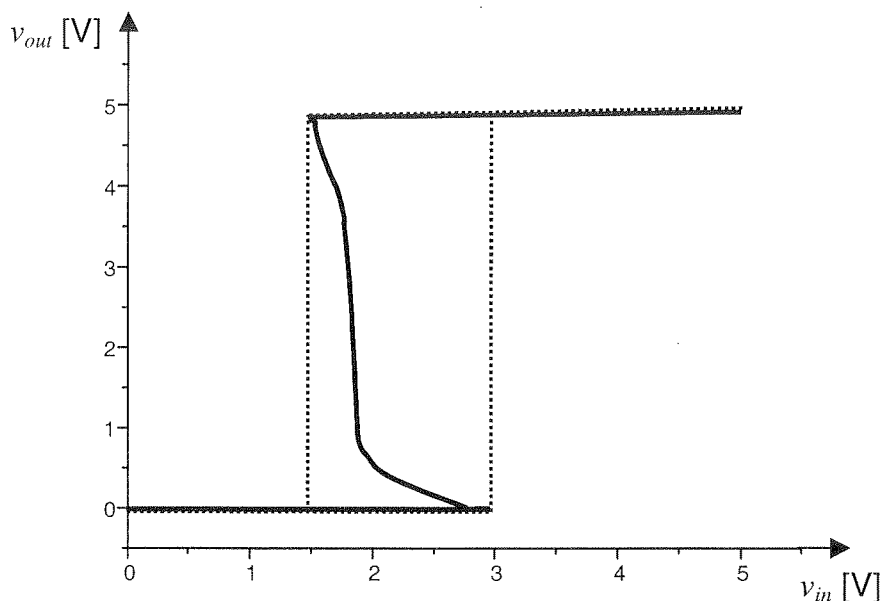


Rys. 5. A circuit for the example

Fig. 5. Obwód rozpatrywany w przykładzie 2

Using the approach developed in this Section we compute the multi-valued input-output characteristic plot as shown in Fig. 6 (the continuous curve) consuming 15.38 s on PC Pentium III, 1GHz. This time is 160 times shorter than the time consumed by the brute

force method. The characteristic is almost identical as the one obtained applying BSIM 3v3 model of the MOS transistors. Figure 6 also shows the characteristic provided by SPICE simulator (the dotted curve) which is incorrect and exhibits apparent hysteresis.



Rys. 6. Input-output characteristic – plot of the Schmitt trigger

Fig. 6. Charakterystyka wejściowo-wyjściowa przerzutnika Schmitta

6. CONCLUSIONS

The paper deals with the circuits containing short-channel MOS transistors and brings numerical methods for finding all the DC solutions and computing input-output characteristics.

The n -th power law model (Level 6, SPICE) of short-channel MOS transistors is considered in detail and some of this properties are proved. This model is applied for finding preliminary DC solutions, by means of the method developed in this paper. The method is an extension of the one proposed in [25]. The solutions can be next corrected performing a controlled SPICE simulation using BSIM 3v3 model (Level 8, SPICE). Comparison of the results referring to both the DC models shows that they are very close to each other. Consequently, the process of correcting the solutions is very fast. The numerical experiments performed on a set of several practical circuits including short-channel MOS transistors show, that, in this area, the proposed method is much more effective than the alternative methods and it enables us to analyze larger circuits.

The approach developed in Section 5 makes possible to compute effectively input-output, multi-valued, single-branched characteristics in the circuits containing short-

channel MOS transistors. It can be directly extended to the circuits with multi-branched characteristics. An alternative brute force method is very laborious and time consuming. On the other hand, SPICE simulator usually provides incorrect characteristics exhibiting apparent hysteresis.

Appendix

Proof of Lemma 3

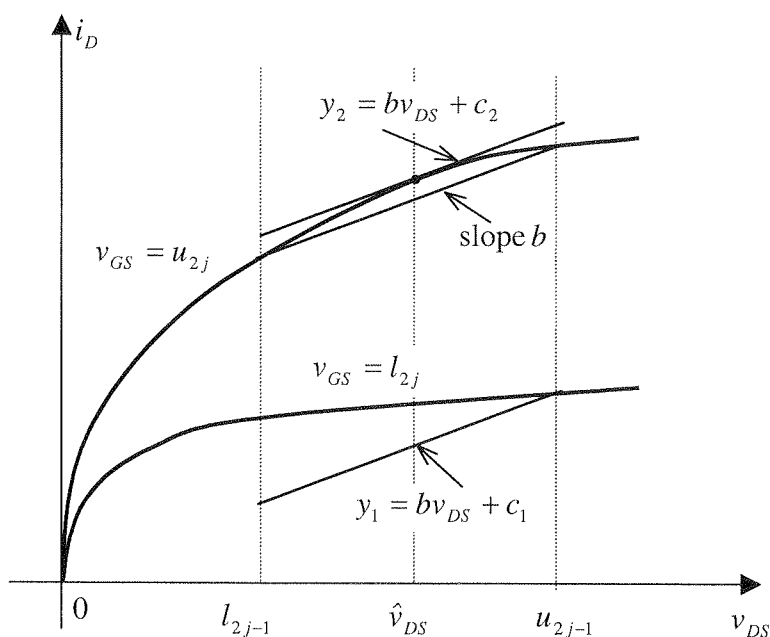
Lemma 2 states that $g(v_{DS}, l_{2j}) \leq g(v_{DS}, v_{GS}) \leq g(v_{DS}, u_{2j})$.

Since the function $g(v_{DS}, u_{2j})$ is monotonically increasing and convex (see Lemma 1) $i_D = g(v_{DS}, u_{2j})$ can be framed from above by a straight line parallel to the line passing through the points: $(l_{2j-1}, g(l_{2j-1}, u_{2j}))$, $(u_{2j-1}, g(u_{2j-1}, u_{2j}))$ (see Fig. A.1).

The framing line is specified by

$$y_2 = bv_{DS} + c_2 \quad (\text{A.1})$$

where b and c_2 are given by (32) and (34), respectively.



Rys. A.1. Illustration of framing i_D

Fig. A.1. Ilustracja obramowania prądu i_D

In order to frame $g(v_{DS}, v_{GS})$ from below we use a parallel line passing through the point $(u_{2j-1}, g(u_{2j-1}, l_{2j}))$ (see Fig. A.1). This line lies below the curve $g(v_{DS}, l_{2j})$ because $g(v_{DS}, l_{2j})$ is convex (see Lemma 1) and

$$g(u_{2j-1}, l_{2j}) - g(l_{2j-1}, l_{2j}) \leq g(u_{2j-1}, u_{2j}) - g(l_{2j-1}, u_{2j}). \quad (\text{A.2})$$

Inequality (A.2) follows the relation $\frac{di_D(v_{DS}, u_{2j})}{dv_{DS}} \geq \frac{di_D(v_{DS}, l_{2j})}{dv_{DS}}$. Hence, the straight line framing $g(v_{DS}, v_{GS})$ from below is described by equation

$$y_1 = bv_{DS} + c_1 \quad (\text{A.3})$$

where

$$c_1 = g(u_{2j-1}, l_{2j}) - bu_{2j-1}. \quad (\text{A.4})$$

Proof of Lemma 4

Using (3), (27) where $v_{2j-1} = v_{DS}$, and (37) we obtain $v_{DS} \geq v_{DSat}$. Hence, the following holds

$$i_D = g(v_{DS}, v_{GS}) = \begin{cases} 0 & \text{for } v_{GS} < v_{To} \\ \hat{i}_D(v_{DS}, v_{GS}) & \text{for } v_{GS} \geq v_{To} \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Applying Lemma 1 to (A.5), we find

$$i_D = g(v_{DS}, v_{GS}) \leq g_u(v_{GS}) \quad (\text{A.6})$$

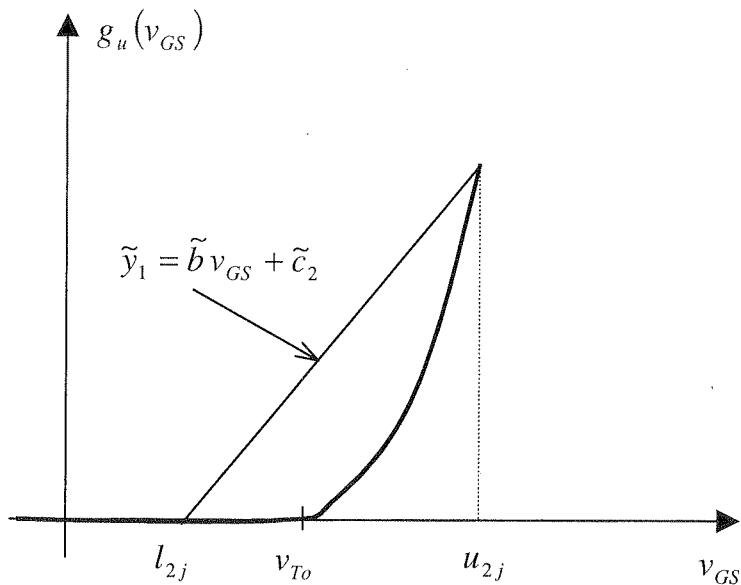
where $g_u(v_{GS})$ is specified by (41). On the basis of Lemma 2, we assert that $g_u(v_{GS})$ is monotonically increasing, continuously differentiable and concave. Therefore, the following holds $i_D = g(v_{DS}, v_{GS}) \leq \tilde{b}v_{GS} + \tilde{c}_2$ where $\tilde{b}$ is the slope and $\tilde{c}_2$ is the offset of the straight line passing through the points $(l_{2j}, g_u(l_{2j}))$ and $(u_{2j}, g_u(u_{2j}))$ as it is illustrated in Fig. A.2. Hence, the relationships (40) and (42) follow. Similarly, we obtain

$$i_D = g(v_{DS}, v_{GS}) \geq g_l(v_{GS}) \quad (\text{A.7})$$

where $g_l(v_{GS})$ is specified by (44). Let us compute $\hat{v}_{GS}$ so that the derivate of $g_l(v_{GS})$ is equal to $\tilde{b} > 0$. To find $\hat{v}_{GS}$, we solve the equation $\frac{W}{L}B(1 + \lambda_0 l_{2j-1})n(\hat{v}_{GS} - v_{To})^{n-1} = \tilde{b}$ obtaining

$$\hat{v}_{GS} = v_{To} + \left(\frac{\tilde{b}}{\frac{W}{L}B(1 + \lambda_0 l_{2j-1})} \right)^{\frac{1}{n-1}}. \quad (\text{A.8})$$

ACK
TH
4T11

Rys. A.2. Illustration of framing i_D Fig. A.2. Ilustracja obramowania prądu i_D

If $\hat{v}_{GS} \leq u_{2j}$ then

$$i_D = g(v_{DS}, v_{GS}) \geq \tilde{b} v_{GS} + \tilde{c}_1^{(1)} \quad (\text{A.9})$$

where

$$\tilde{c}_1^{(1)} = g_l(\hat{v}_{GS}) - \tilde{b} \hat{v}_{GS}. \quad (\text{A.10})$$

Otherwise, if $\hat{v}_{GS} > u_{2j}$ the following holds

$$i_D = g(v_{DS}, v_{GS}) \geq g_l(v_{GS}) \geq \tilde{b} v_{GS} + \tilde{c}_1^{(2)} \quad (\text{A.11})$$

where

$$\tilde{c}_1^{(2)} = g_l(u_{2j}) - \tilde{b} u_{2j}. \quad (\text{A.10})$$

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the State Committee for Research (KBN) under Grant 4T11B 022 23.

7. REFERENCES

1. N. Takahashi, T. Nishi: *Equilibrium points of mutually coupled symmetrical neural networks*. Proc. ECCTD'93 1993, pp. 1059–1064.
2. L.O. Chua, R.L.P. Yिंग: *Finding all solutions of piecewise-linear circuits*. Int. J. Cir. Theor. Appl., 1982; vol. 10, pp. 201–229.
3. C. Güzelis, I.C. Gökna: *Finding multiple solutions of piecewise – affine resistive circuits*. Proc. ISCAS'88, Espoo'88, 1988, pp. 1229–1232.
4. Q. Huang, R. Liu: *A simple algorithm of finding all solutions for piecewise-linear networks*. IEEE Trans. Cir. Sys., 1989, vol. 36, pp. 600–609.
5. T. Nishi: *An efficient method to find all solutions of piecewise-linear resistive circuits*. Proc. ISCAS'89, 1989, pp. 2052–2055.
6. K. Yamamura, M. Ochiai: *An efficient algorithm for finding all solutions of piecewise-linear resistive circuits*. IEEE Trans. Cir. Sys., 1992, vol. 39, pp. 213–221.
7. S. Pastore, A. Premoli: *Polyhedral elements: A new algorithm for capturing all the equilibrium points of piecewise-linear circuits*. IEEE Trans. Cir. Syst., 1993, vol. 40, pp. 124–132.
8. S. Pastore, A. Premoli: *Finding all DC solutions of nonlinear resistive circuits by exploring both polyhedral and rectangular circuits*. IEE Proc.-Circuits Devices Syst., 1997, vol. 144, pp. 17–21.
9. L. Vandenberghe, B.L. Moor, J. Vandewalle: *The generalised linear complementarity problem applied to the complete analysis of resistive piecewise-linear circuits*. IEEE Trans. Cir. Syst., 1989, vol. 36, pp. 1382–1391.
10. K. Yamamura, M. Mishina: *An algorithm for finding all solutions of piecewise-linear resistive circuits*. Proc. ECCTD'95, 1995; pp. 123–126.
11. K. Yamamura, N. Sekiguchi: *Finding all solutions of piecewise-linear resistive circuits containing sophisticated transistor models*. IEICE Trans., 1995, vol. 78–A, pp. 117–122.
12. L.V. Kolev, V.M. Mladenov: *An interval method for finding all operating points of non-linear resistive circuits*. Int. J. Cir. Theor. Appl., 1990, vol. 18, pp. 257–267.
13. M. Tadeusiewicz, K. Glowienka: *A contraction algorithm for finding all the DC solutions of piecewise-linear circuits*. J. Cir. Sys. Comp., 1994, vol. 4, pp. 319–336.
14. M. Tadeusiewicz, K. Glowienka: *An algorithm for finding all operating points of electronic circuits containing intricate models of transistors*. Proc. ECCTD'95, 1995, pp. 127–130.
15. M. Tadeusiewicz: *DC analysis of circuits with idealized diodes considering reverse bias breakdown phenomenon*. IEEE Trans. Cir. Sys., 1997, vol. 44, pp. 312–326.
16. M. Tadeusiewicz, S. Halgas: *An effective algorithm for finding all the DC solutions of MOS transistor circuits represented by original polynomial nonlinearities*. Proc. of ECCTD'99, 1999, pp. 467–470.
17. L.V. Kolev: *A general interval method for global non-linear DC analysis*. Proc. ECCTD'97, 1997, pp. 1460–1463.
18. L.V. Kolev: *An efficient interval method for global analysis of non-linear resistive circuits*. Int. J. Cir. Theor. Appl., 1998, vol. 26, pp. 81–92.
19. K. Yamamura: *Interval solution of nonlinear equations using linear programming*. Proc. Int. Symp. Cir. Syst., Hong Kong 1997, pp. 837–840.
20. K. Yamamura, T. Oshima: *Finding all solutions of piecewise-linear resistive circuits using linear programming*. IEEE Trans. Cir. Syst., 1998, vol. 45, pp. 434–445.
21. M. Tadeusiewicz, M. Jagocki, S. Halgas: *Improvement of the sign test for finding all the DC solutions of piecewise-linear circuits*. Int. J. Cir. Theor. Appl., 1998, vol. 26, pp. 531–538.
22. M. Tadeusiewicz, S. Halgas: *Finding all the DC solutions of a certain class of piecewise-linear circuits*. J. Cir. Syst. Signal Processing 1999, vol. 18, pp. 89–110.
23. M. Tadeusiewicz, S. Halgas: *An effective algorithm for finding all equilibrium states of circuits containing Gummel-Poon modeled transistors*. Proc. 6th Int. Conf. Mixed Des. Int. Cir. Syst., MIXDES'99, 1999, pp. 163–166.

24. M.
tr
L
25. M
on
26. M
tr
27. T.
19
28. T.
C
29. L.
30. M
C
31. A.
fo
Er
32. E.
pp
33. K.
pp
34. C.
19
35. L.
ch
36. Q.
(dr
37. M.
co
Du
38. L.
39. E.

W
równow
trudna
oblicza
wyjście
Obl
obecny
plikowa
(liczby

24. M. Tadeusiewicz, S. Halgas: *An algorithm for finding all the DC solutions of short-channel MOS transistor circuits*. 7-th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Jounieh, Lebanon 2000, Conference Proceedings, pp. 924–927.
25. M. Tadeusiewicz, S. Halgas: *Finding all the DC solutions of MOS transistor circuits described by original nonlinear equations*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 46, z 3, 2000, pp. 281–297.
26. M. Tadeusiewicz, S. Halgas: *An improved algorithm for finding all the DC solutions of MOS transistor circuits*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 48, z 1, 2003, pp. 7–17.
27. T. Sakurai, A.R. Newton: *A simple MOSFET model for circuit analysis*. IEEE Trans. on Electron Dev., 1991, vol. 38, pp. 887–891.
28. T. Sakurai, A.R. Newton: *Delay analysis of series-connected MOSFET circuits*. IEEE J. Solid-State Cir., 1991 vol. 26, pp. 122–131.
29. L.O. Chua: *Introduction to nonlinear network theory*. McGraw-Hill, 1969.
30. M.J. Ogorzałek: *Multivalued characteristics in electronic circuits: A unifying approach*. IEEE Trans. on Cir. and Syst.-II: Analog and Digital Signal Processing, August 2000, vol. 47, pp. 726–735.
31. A. Reibiger, W. Mathis, T. Nähring, L. Kronenberg, Lj. Trajković: *Mathematical foundations of the TC-method for computing multiple DC-operating points*. Proc. Int. Symp. on Theor. El. Eng., (CD-ROM), Linz, Austria, 2001.
32. E.S. Kuh, I.N. Hajj: *Nonlinear circuit theory: resistive network*. Proc. IEEE, 1971, vol. 59, No 3, pp. 340–355.
33. K. Chao, R. Saeks: *Continuation methods in circuits analysis*. Proc. IEEE, 1977, vol. 65, No 8, pp. 1187–1194.
34. C.W. Yun, K.S. Chao: *Simple solutions curves of non-linear resistive networks*. Int. J. Cir. Theor. Appl., 1983, vol. 11, pp. 47–55.
35. L.O. Chua, A.C. Deng: *Canonical piecewise linear analysis: Part II – tracing driving-point and transfer characteristics*. IEEE Trans. Cir. Syst., 1985, vol. 32, pp. 417–444.
36. Q. Huang, R. Liu: *A new efficient algorithm for analysis of piecewise-linear resistive circuits (driving-point and transfer characteristic plots)*. IEEE ISCAS89, 1989, pp. 2169–2172.
37. M. Tadeusiewicz, S. Halgas: *Determining multi-valued input-output characteristics in the circuits containing bipolar transistors*. The 9-th IEEE International Conference on Electronics Circuits and Systems, Dubrovnik, Croatia, 2002, Conference Proceedings, pp. 987–990.
38. L.O. Chua, P.M. Lin: *Computer-Aided Analysis of Electronic Circuits*, New Jersey, Prentice-Hall, 1975.
39. E. Bodevig: *Matrix calculus*. Amsterdam, North-Holland Publishing Company. 1959 (p. 218).

M. TADEUSIEWICZ, S. HALGAS

UKŁADY ZAWIERAJĄCE TRANZYSTORY MOS Z KRÓTKIM KANAŁEM:
WYZNACZANIE WSZYSTKICH ROZWIĄZAŃ DC ORAZ CHARAKTERYSTYK
TYPU WEJŚCIE-WYJŚCIE

Streszczenie

W pracy rozpatrywane są obwody, zawierające tranzystory MOS z krótkim kanałem, o wielu punktach równowagi (rozwiązaniach DC), np. przerzutniki, sieci neuronowe i układy logiczne. Analiza takich układów jest trudna i czasochłonna a niektóre fundamentalne problemy w tej dziedzinie pozostają nadal otwarte. Należy do nich obliczanie wszystkich rozwiązań DC oraz wyznaczanie wielowartościowych charakterystyk typu wejście-wyjście. Ta właśnie problematyka jest celem badań artykułu.

Obliczaniu wszystkich rozwiązań DC poświęcono w ostatniej dekadzie wiele prac, a temat ten pozostaje stale obecny w światowej literaturze i na konferencjach międzynarodowych. Wynika to stąd, że stopień skomplikowania obliczeń, a zatem czas analizy, gwałtownie wzrasta w miarę powiększania rozmiarów obwodów (liczby tranzystorów). Mimo stosowania różnych uproszczeń, np. aproksymowania oryginalnych funkcji

nieliniowych za pomocą funkcji odcinkowo-liniowych, nawet najbardziej efektywne metody pozwalają obliczać jedynie dość proste układy. W przypadku obwodów zawierających tranzystory MOS z krótkim kanałem, reprezentowanych za pomocą złożonych modeli o skomplikowanym opisie matematycznym, stopień trudności ulega istotnemu powiększeniu.

Podstawowym modelem tranzystora MOS z krótkim kanałem, stosowanym w artykule, jest 'the n -th power law model', zaimplementowany w programie SPICE (level 6). Zbadano pewne właściwości tego modelu (rozdział 2, lematy 1 i 2) oraz użyto go do wstępnego wyznaczania wszystkich rozwiązań DC. W tym celu dokonano hybrydowego opisu obwodu (rozdział 3) oraz zastosowano metodę sukcesywnego zawężania, podziału i eliminacji, wcześniej używaną do obliczania obwodów o znacznie prostszym opisie matematycznym. Opracowano podstawy teoretyczne (rozdział 4, lematy 3 i 4) prowadzące do skutecznej procedury zawężania i eliminacji pewnych obszarów nie zawierających rozwiązań dostosowanej do rozpatrywanych obwodów. Na tej podstawie sformulowano algorytm, który przy założeniu, że utożsamia się rozwiązanie (napięcia GS i DS tranzystorów MOS) różniące się mniej niż o 0.001 V, gwarantuje znalezienie wszystkich rozwiązań DC. W celu uściślenia tych rozwiązań przeprowadza się następnie, kolejno dla każdego z nich, kontrolowaną symulację za pomocą programu SPICE, z wykorzystaniem zaimplementowanego w nim (level 8) bardzo złożonego i dokładniejszego modelu BSIM 3v3. W powyższych symulacjach każdorazowo startuje się z obliczonego wcześniej wstępnego rozwiązania. Liczne eksperymenty numeryczne pokazały, że uzyskane za pomocą opracowanej metody rozwiązania wstępne są bardzo zbliżone do rozwiązań skorygowanych a czas potrzebny na uściślenie jest bardzo krótki i pomijalny w stosunku do czasu zasadniczej analizy. Należy dodać, że proces obliczeniowy musi zostać poprzedzony dokonaniem ekstrakcji parametrów 'the n -th power law model' na podstawie charakterystyk modelu BSIM dla danej technologii (długości kanału).

Zaproponowany dwuetapowy algorytm obejmujący wyznaczanie rozwiązań wstępnych przy wykorzystaniu 'the n -th power law model' oraz uściśnianiu tych rozwiązań za pomocą programu SPICE i zaimplementowanym w nim modelu BSIM przetestowano na licznych zbiorze praktycznych układów zawierających tranzystory MOS z krótkim kanałem oraz porównano z alternatywnymi metodami. Na tej podstawie stwierdzono, że jest on bardziej efektywny i pozwala skutecznie analizować układy o większych rozmiarach. W rozdziale 4 przytoczono przykład układu symulującego komórkę sieci neuronowej, złożonego z 14 tranzystorów MOS z kanałem $0.35\mu\text{m}$.

Rozdział 5 dotyczy wyznaczania charakterystyk typu wejście-wyjście w obwodach, zawierających tranzystory MOS z krótkim kanałem, o wielu rozwiązaniach DC. Takie charakterystyki mogą być wielowartościowe a nawet wielogłęziowe. Można tu zastosować, krok po kroku, metodę wyznaczania wszystkich rozwiązań DC, omówioną w rozdziale 4. Wymaga to jednak wykonania setek złożonych analiz, co sprawia, że tego typu podejście jest zupełnie nieefektywne. W artykule zaproponowano metodę opartą na znanej z matematyki idei odpowiedniej zamiany zmiennych zależnych i niezależnych w punktach, w których wyznacznik macierzy Jacobiego staje się równy zeru. Metodę omówiono dla wielowartościowych charakterystyk jednogłęziowych. Można ją uogólnić na przypadek charakterystyk wielogłęziowych jeżeli znajdzie się wstępnie co najmniej jeden punkt leżący na każdej z gałęzi. W celu zilustrowania metody podano przykład wyznaczania charakterystyki wejście-wyjście przerzutnika Schmitta zbudowanego z 8 tranzystorów MOS z kanałem $0.35\mu\text{m}$. Pokazano również, że symulator SPICE daje nieprawidłową charakterystykę z histerezą, podczas gdy rzeczywista charakterystyka jest bardziej złożona i nie ma natury histerezowej.

Słowa kluczowe: charakterystyki wejściowo-wyjściowe, rozwiązania stałoprądowe, tranzystory MOS

Ocena parametrów użytkowych układów cyfrowych CMOS

Cz. 1. Modele bramek, margines zakłóceń, czas propagacji

ADAM GOŁDA, ANDRZEJ KOS

*Katedra Elektroniki, Akademia Górniczo-Hutnicza
al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków
e-mail: {golda, kos}@uci.agh.edu.pl*

*Otrzymano 2002.09.01
Autoryzowano 2002.12.18*

Wobec bardzo wysokich wymagań stawianych współczesnym układom elektronicznym bardzo wielkiej skali integracji (VLSI) zachodzi potrzeba dogłębnego poznania ilościowego i jakościowego parametrów tych układów, wpływających na ich walory funkcjonalne i niezawodnościowe. Jeszcze nie tak dawno problem strat energii traktowany był marginalnie. Jeśli weźmie się pod uwagę, że współczesne procesory zasilane są energią o mocy kilkuset watów, a aż 90% tej energii to straty, należy uznać, że sprawność przetwarzania informacji odgrywa bardzo dużą rolę. Miniaturyzacja umożliwia skrócenie czasu propagacji sygnałów przez tranzystory i ścieżki przewodzące modułu scalonego ale jednocześnie powoduje, że gęstość mocy strat jest na granicy wartości dopuszczalnej. Istnieją więc kompromisy konstrukcyjne, które mają bardzo istotny wpływ na finalne walory użytkowe układu scalonego. Autorzy uznali za ważną gruntową analizę istotnych parametrów układów krzemowych CMOS.

Niniejsza praca poświęcona jest ocenie parametrów użytkowych cyfrowych układów CMOS. W pierwszej części artykułu przedmiotem analizy są czasy propagacji i marginesy zakłóceń, natomiast w drugiej – pobór energii.

W tej części artykułu przedstawiono analityczne modele podstawowych bramek CMOS – inwertera oraz dwuwejściowych bramek NOR i NAND. Zostały one sporządzone na bazie równań opisujących pracę tranzystora MOSFET, którego model wraz z krótką charakterystyką struktury CMOS został zaprezentowany w rozdziale drugim.

Rozdział trzeci przedstawia model inwertera oraz wykonane na jego podstawie analizy marginesów zakłóceń i czasów propagacji. Marginesy zakłóceń wyznaczono z definicji – na podstawie charakterystyki przejściowej bramki. Natomiast aby oszacować czasy propagacji rozpatrzono działanie inwertera obciążonego pojemnością, sterowanego idealnym napięciem prostokątnym – czasy narastania i opadania równe zeru.

Rozdziały czwarty i piąty zawierają podobne modele dwuwejściowych bramek NAND i NOR, których zachowanie rozpatrzono przy sterowaniu ich z różnych oraz zwartych ze sobą wejść.

Modele te opisują charakterystyki przejściowe, pobór prądu bramki w funkcji napięcia wejściowego, a także napięcie przełączania bramki. Dzięki nim możliwe jest także oszacowanie statycznych i quasi-zwarciovych strat energii, co zostanie wykorzystane w drugiej części artykułu.

W rozdziale szóstym przedstawiono porównanie wyników uzyskanych za pomocą powyższych modeli z rezultatami otrzymanymi podczas symulacji komputerowych.

Teoretyczne rozważania zostały wykonane na ogólnych parametrach technologicznych więc przez podstawienie określonych wartości tych parametrów dla konkretnej technologii CMOS można wyznaczyć charakterystyki przejściowe i oszacować statyczny pobór prądu oraz wartości czasów propagacji i marginesów zakłóceń bramek. Dzięki temu możliwe jest porównanie ze sobą bramek zbudowanych z identycznych tranzystorów (np. NAND i NOR), bramek jednego typu zbudowanych z tranzystorów o różnych wymiarach, jak i układów wykonanych w różnych technologiach CMOS. Rezultaty teoretycznych rozważań pozwalają także na ukazanie zależności panujących między różnymi wielkościami lub parametrami, na przykład czasu propagacji bramki w funkcji pojemności obciążającej: $t_p = t_p(C)$ lub napięcia progowego bramki w funkcji parametrów β_N i β_P : $V_{th} = V_{th}(\beta_N, \beta_P)$.

Rozważania liczbowe przeprowadzono dla technologii Alcatel MIETEC CMOS 0.7 μ - C07MA - C07MD.

Słowa kluczowe: technologia CMOS, modele bramek, marginesy zakłóceń, czasy propagacji

1. WPROWADZENIE

Rosnące zapotrzebowanie na szybki dostęp do informacji wymaga coraz nowszych, szybszych i wydajniejszych urządzeń. Są to na przykład telefony komórkowe umożliwiające dostęp do Internetu, przenośne komputery wspomagające pracę „w terenie”. Wymagania stawiane tym urządzeniom rosną z dnia na dzień i dotyczą zarówno multimedialnego środowiska obsługi tych urządzeń, jak i czasu pracy bez konieczności regeneracji źródła zasilania. Projektowane i produkowane są więc coraz bardziej skomplikowane, rozbudowane i wydajniejsze układy taktowane coraz szybszym zegarem. Ze wzrostem częstotliwości pracy układu, potrzebą tworzenia całych systemów w jednym układzie scalonym (z j. ang. *System on Chip*) oraz ze wzrostem upakowania związane są nieodłącznie problemy bardzo dużych gęstości mocy [1]. Chęć wydłużenia czasu pracy urządzenia bez konieczności wymiany baterii oraz trudności związane z odprowadzaniem ciepła z układów scalonych są motywacją do minimalizacji poboru energii tych układów. W układach CMOS minimalizacja strat energii może być dokonywana na dwóch poziomach [2]: optymalizacji technologii wytwarzania układów oraz optymalizacji na poziomie syntezy logicznej. Optymalizacja na poziomie syntezy logicznej polega, najogólniej rzecz biorąc, na projektowaniu grafu cyfrowego, w którym minimalizuje się całkowitą liczbę zmian stanów logicznych bramek (z j. ang. *switching activity*) [2] [3]. W związku z tym powstały nowe pytania: Jak zaprojektować bramkę logiczną aby pobierała minimalną energię zarówno w stanie statycznym jak i dynamicznym? Jak zaprojektować topografię układu scalonego, aby zminimalizować straty w ścieżkach łączących i całych modułach logicznych?

Niniejsza praca jest poświęcona głównie ocenie strat energii w cyfrowych układach scalonych CMOS. Jednakże badając wpływ parametrów technologicznych (np.: V_{TN} , V_{TP}) lub wymiarów tranzystorów na pobór energii, należy równocześnie zbadać ich wpływ na pozostałe bardzo ważne parametry układów cyfrowych, takie jak marginesy zakłóceń i czas propagacji.

Rozważania liczbowe dotyczą technologii Alcatel MIETEC CMOS 0.7 μ - C07MA - C07MD [5].

2. MODEL TRANZYSTORA

W niniejszym rozdziale przedstawiono model tranzystora polowego z kanałem wzbogacanym, który został wykorzystany do analizy marginesów zakłóceń, czasów propagacji i poboru energii. Równania tego modelu są zestawione w tabeli 1.

Tabela 1

Równania tranzystorów MOSFET

MOSFET equations

obszar pracy	odcięcia	liniowy	nasycenia
równanie opisujące tranzystora	$I_D = 0$	$I_D = \beta \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$	$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2$

gdzie: $\beta = \frac{\mu \epsilon_{ox} \epsilon_0 W}{t_{ox} L}$,

μ – ruchliwość (elektronów lub dziur),

ϵ_{ox} – względna przenikalność elektryczna tlenku,

ϵ_0 – przenikalność elektryczna próżni,

t_{ox} – grubość warstwy tlenku,

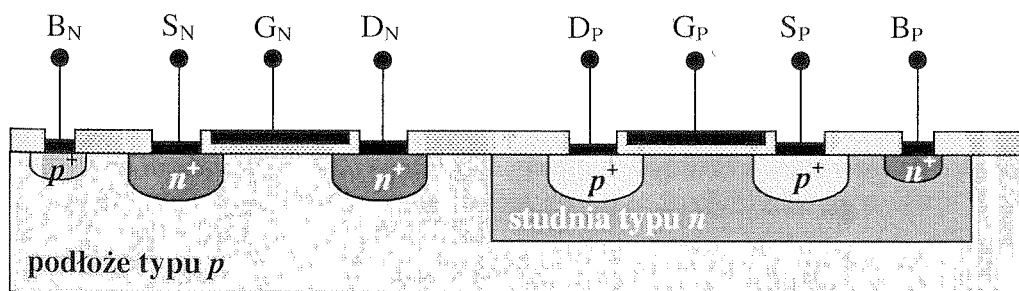
W – szerokość kanału tranzystora,

L – długość kanału tranzystora,

V_T ($V_{TN} > 0$, $V_{TP} < 0$) – napięcie progowe tranzystora.

Równania z tabeli 1 opisują idealny tranzystor, nie uwzględniają pewnych zjawisk występujących w rzeczywistych układach. Zostaje więc uproszczona skomplikowana analiza matematyczna układów CMOS, a mimo to uzyskane wyniki umożliwiają interpretację i konfrontację z rezultatami przeprowadzonych pomiarów i symulacji komputerowych.

Technologia układów CMOS wymaga wytworzenia tranzystorów MOSFET z kanałem n oraz p w jednej strukturze półprzewodnikowej. Schematyczny przekrój struktury o podłożu typu p jest przedstawiony na rys. 1.



Rys. 1. Schematyczny przekrój struktury pary komplementarnej MOS

Fig. 1. Schematic intersection of complementary MOS structure

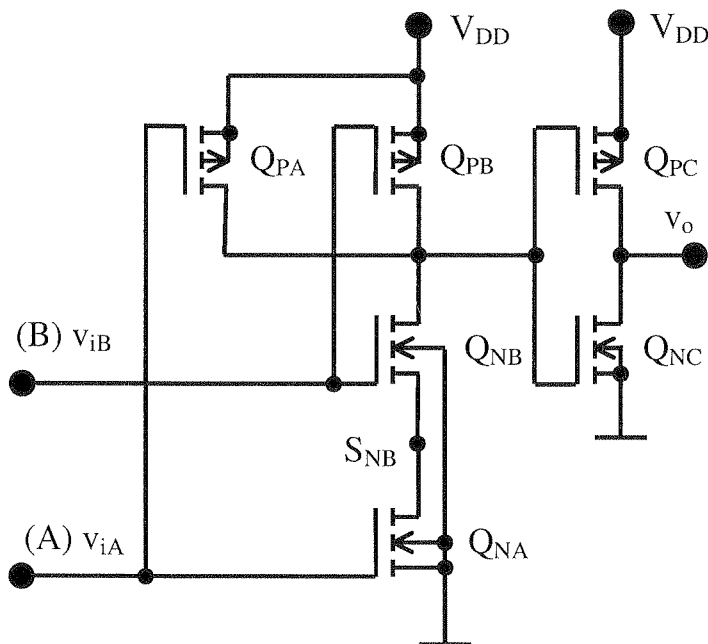
W celu odizolowania tranzystorów różnych typów od siebie podłoża tranzystorów NMOS łączy się z masą $V_{SS} = 0$, a podłoża tranzystorów PMOS z napięciem zasilania V_{DD} . Powoduje to zaporową polaryzację złącz p - n powstałych na styku podłoża tranzystorów przeciwnych typów czyli odizolowanie tych obszarów od siebie.

Niektóre tranzystory nie mają zwartych źródeł z podłożami, lecz występuje między tymi końcówkami różnica potencjałów V_{SB} , która dodatkowo zwiększa zaporową polaryzację złącz p - n powstałych pomiędzy zaindukowanym kanałem (oraz źródłem i drenem) a podłożem. W rezultacie wartość napięcia progowego V_T tranzystora ulega powiększeniu [4]:

$$V_T = V_{T0} + \gamma [\sqrt{2\phi_f + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_f}] \quad (1)$$

gdzie: V_{T0} – napięcie progowe gdy $V_{SB} = 0$ [V]; γ – parametr procesu (typowa wartość 0,5 [$V^{1/2}$]); ϕ_f – parametr fizyczny (typowo 0,6 [V]).

Na rys. 2 przedstawiony jest schemat, a na rys. 3 – topografia bramki AND wykonanej w technologii MIETEC CMOS 0.7 μ -C07MA-C07MD [5]. Podłożem w tej technologii jest półprzewodnik typu p . Warto zwrócić uwagę na to, że źródło S_{NB} tranzystora NMOS skojarzonego z wejściem B bramki NAND nie jest zwarte z podłożem (szerzej o konsekwencjach takiej sytuacji dla bramek NAND i NOR będzie mowa w rozdziałach 4 i 5).



Rys. 2. Schemat bramki CMOS AND

Fig. 2. CMOS AND gate scheme

Rys. 3

Fig

In
z kar
połąc

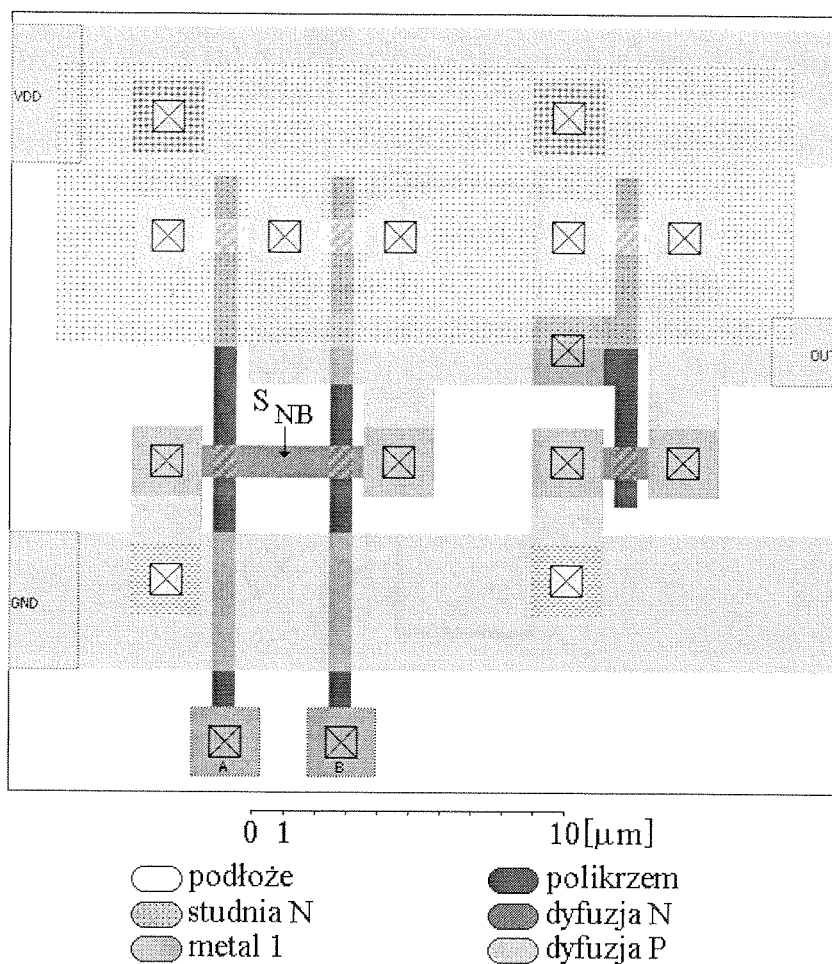
storów
a V_{DD} .
storów

niędzy
orową
ódłem
ulega

(1)

ść 0,5

AND
w tej
o S_{NB}
łożem
mowa

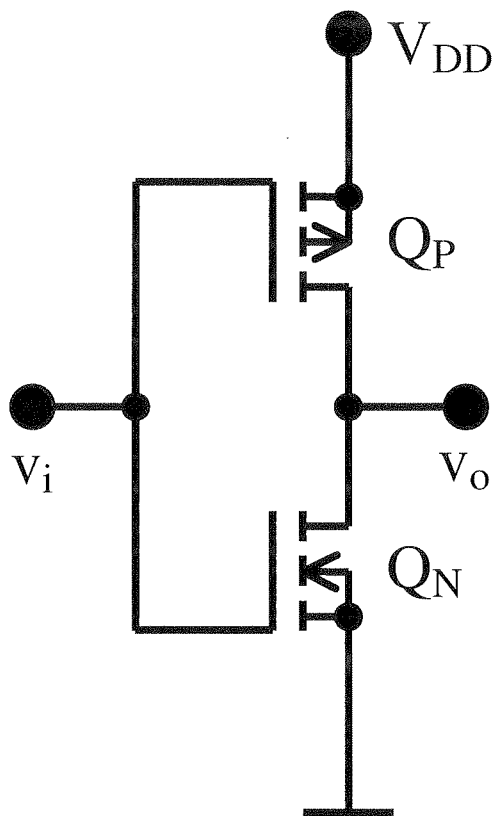


Rys. 3. Topografia bramki CMOS AND zaprojektowanej w technologii MIETEC CMOS 0.7 μ - C07MA - C07MD

Fig. 3. CMOS AND gate topography designed in MIETEC CMOS 0.7 μ - C07MA - C07MD technology

3. MODEL INWERTERA CMOS

Inwerter CMOS zbudowany jest z pary komplementarnych tranzystorów MOSFET z kanałem wzbogacanym, rys. 4. Źródło i podłoże tranzystora z kanałem typu n jest połączone z masą V_{SS} , a tranzystora z kanałem typu p ze źródłem napięcia zasilania V_{DD} .



Rys. 4. Inwerter CMOS

Fig. 4. CMOS Inverter

Charakterystykę przejściową $v_o = v_o(v_i)$ inwertera CMOS można podzielić na pięć segmentów, rys. 5:

A. $v_i \in (0; V_{TN})$

$V_{GSN} < V_{TN}$ tranzystor Q_N jest wyłączony,

$V_{GSP} < V_{TP}$ i $V_{DSP} > V_{GSP} - V_{TP}$ tranzystor Q_P pracuje w obszarze liniowym,

B. $v_i \in (V_{TN}; V_{cP})$

$V_{GSN} > V_{TN}$ i $V_{DSN} > V_{GSN} - V_{TN}$ tranzystor Q_N pracuje w obszarze nasycenia,

$V_{GSP} < V_{TP}$ i $V_{DSP} > V_{GSP} - V_{TP}$ tranzystor Q_P pracuje w obszarze liniowym,

C. $v_i \in (V_{cP}; V_{cN})$

$V_{GSN} > V_{TN}$ i $V_{DSN} > V_{GSN} - V_{TN}$ tranzystor Q_N pracuje w obszarze nasycenia,

$V_{GSP} < V_{TP}$ i $V_{DSP} < V_{GSP} - V_{TP}$ tranzystor Q_P pracuje w obszarze nasycenia,

D. $v_i \in (V_{cN}; V_{DD} + V_{TP})$

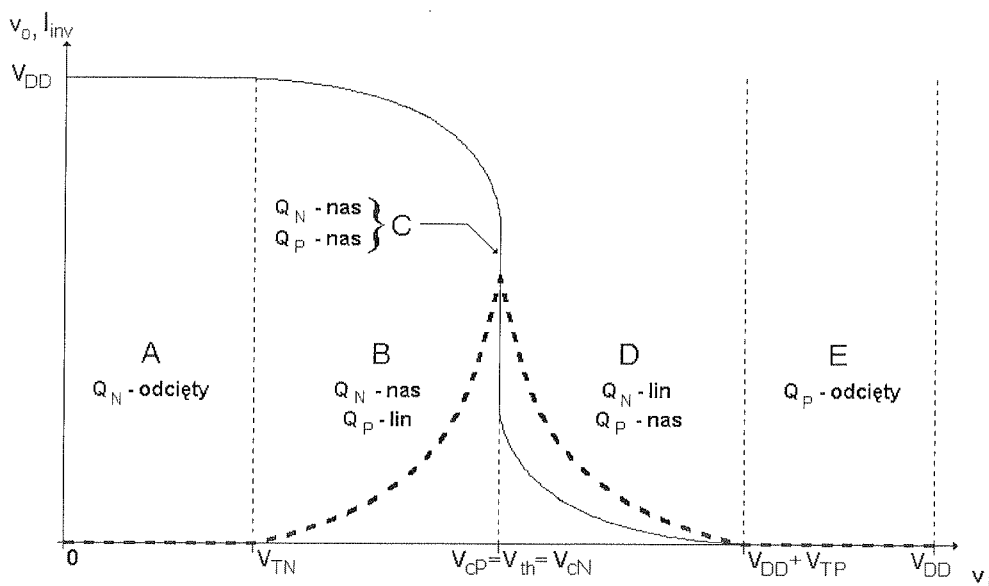
$V_{GSN} > V_{TN}$ i $V_{DSN} < V_{GSN} - V_{TN}$ tranzystor Q_N pracuje w obszarze liniowym,

$V_{GSP} < V_{TP}$ i $V_{DSP} < V_{GSP} - V_{TP}$ tranzystor Q_P pracuje w obszarze nasycenia,

E. $v_i \in (V_{DD} + V_{TP}; V_{DD})$

$V_{GSN} > V_{TN}$ i $V_{DSN} < V_{GSN} - V_{TN}$ tranzystor Q_N pracuje w obszarze liniowym,

$V_{GSP} > V_{TP}$ tranzystor Q_P jest wyłączony.



Rys. 5. Charakterystyka przejściowa i pobór prądu inwertera CMOS opisanego równaniami z tabeli 1;

— v_o ; - - - I_{inv}

Fig. 5. Transient characteristic and current consumption of CMOS inverter described with equations from the table 1; — v_o ; - - - I_{inv}

V_{CP} , V_{CN} odpowiadają takim wartościom napięcia wejściowego, dla których tranzystory odpowiednio Q_P i Q_N zmieniają obszar pracy z liniowego na nasycenia. Jest to równoznaczne z przejściem między segmentami B i C w punkcie $v_i = V_{CP}$ oraz C i D w punkcie $v_i = V_{CN}$.

Równania z tabeli 1 nie uwzględniają wszystkich zjawisk występujących w rzeczywistych układach, więc charakterystyka przejściowa inwertera uzyskana za ich pomocą jest wyidealizowana. Napięcia wyjściowe w stanach L i H są równe odpowiednio $V_{SS} = 0$ i V_{DD} , segment C jest ograniczony tylko do jednego punktu $v_i = V_{th} = V_{CP} = V_{CN}$, więc nachylenie charakterystyki w tym punkcie jest nieskończone, rys. 5. Segment C jest jednocześnie punktem granicznym między segmentami B i D. Charakterystyka przejściowa rzeczywistego układu inwertera różni się od charakterystyki z rys. 5. Rzeczywiste napięcie wyjściowe nie osiąga wartości $V_{SS} = 0$ lub V_{DD} , a nachylenie charakterystyki w obszarze przejściowym (między stanami L i H) ma wartość skończoną.

Przyjmując oznaczenia z rys. 4 można zapisać: $V_{GSN} = v_i$, $V_{DSN} = v_o$, $V_{GSP} = v_i - V_{DD}$, $V_{DSP} = v_o - V_{DD}$. W tej sytuacji równania tranzystorów MOSFET przybierają postać:

- w obszarze liniowym

$$I_{DN} = \beta_N \left[(v_i - V_{TN})v_o - \frac{v_o^2}{2} \right] - \text{dla tranzystora NMOS} \quad (2)$$

$$I_{DP} = \beta_P \left[(v_i - V_{DD} - V_{TP})(v_o - V_{DD}) - \frac{(v_o - V_{DD})^2}{2} \right] - \text{dla tranzystora PMOS}$$

• w obszarze nasycenia

$$I_{DN} = \frac{\beta_N}{2} (v_i - V_{TN})^2 \quad (3)$$

$$I_{DP} = \frac{\beta_P}{2} (v_i - V_{DD} - V_{TP})^2$$

Na podstawie równań (2) i (3) można oszacować przybliżoną wartość napięcia progowego V_{th} inwertera:

$$V_{cP} = V_{cN} = V_{th} = \frac{V_{DD} + V_{TP} + \sqrt{k} V_{TN}}{1 + \sqrt{k}} \quad (4)$$

gdzie

$$k = \frac{\beta_N}{\beta_P} \quad (5)$$

Przybliżone wartości prądu I_{inv} pobieranego przez inwerter (w stanie statycznym) i wartość napięcia wyjściowego v_o w funkcji napięcia wejściowego v_i w poszczególnych segmentach charakterystyki przedstawia tabela 2. Równania opisujące napięcie wyjściowe v_o i prąd I_{inv} w poszczególnych segmentach oraz napięcie przełączenia bramki V_{th} są zależne od wartości: napięć progowych V_{TN} i V_{TP} tranzystorów, napięcia zasilania V_{DD} oraz od parametru k . Wartości V_{TN} , V_{TP} są określone przez daną technologię układów CMOS. Natomiast parametr k może być modyfikowany poprzez zmianę wymiarów tranzystorów W_P , L_P , W_N i L_N .

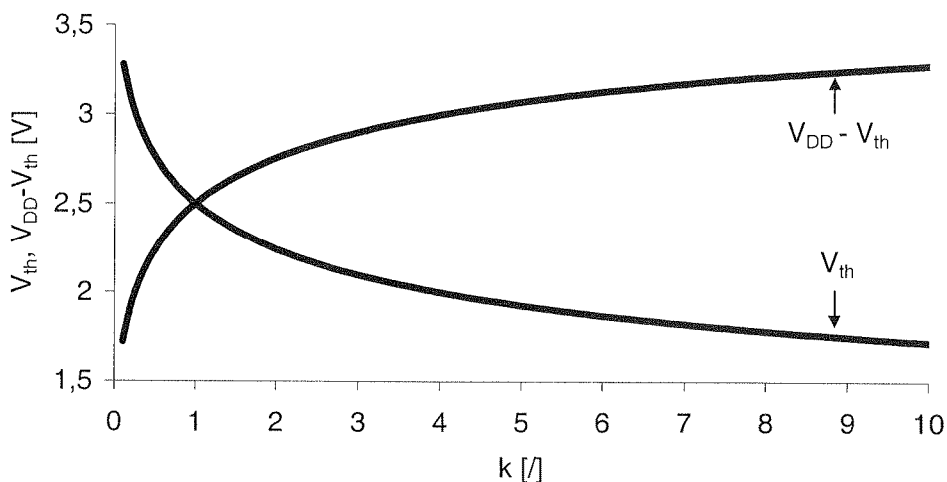
Na rys. 6 przedstawiony jest wykres zależności napięcia V_{th} oraz $V_{DD} - V_{th}$ od parametru k . Przy wyznaczaniu tych charakterystyk przyjęto następujące wartości napięć: $V_{DD} = 5$ [V], $V_{TN} = 1$ [V], $V_{TP} = -1$ [V]. Dla $k = 1$ napięcie progowe bramki jest równe $1/2 V_{DD}$.

Tabela 2

Charakterystyka przejściowa i statyczny prąd inwertera

Inverter transient characteristic and static inverter current

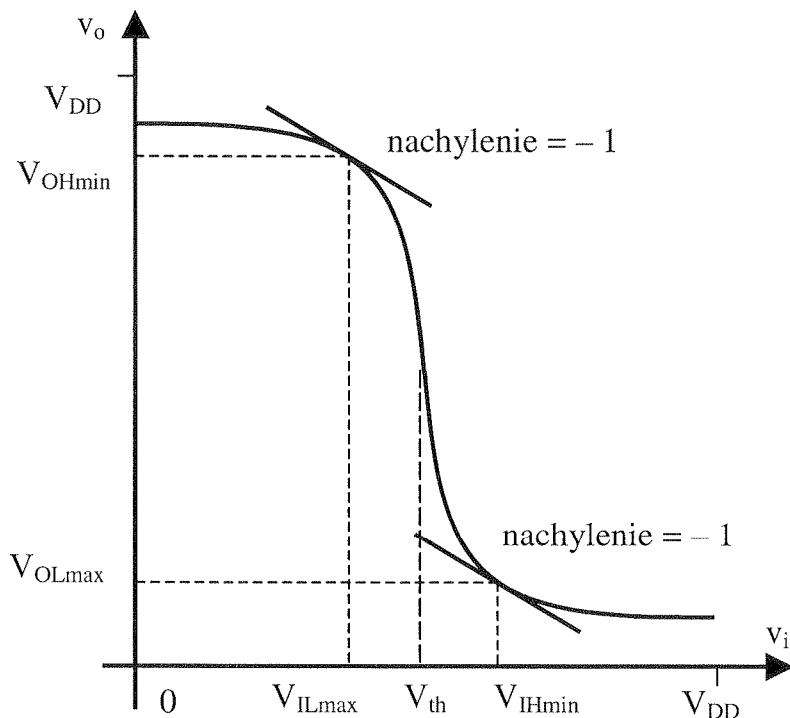
segment	v_i	I, v_o
A	$(0, V_{TN})$	$I_{inv} = 0$ $v_o = V_{DD}$
B	(V_{TN}, V_{th})	$I_{inv} = I_{DN}^{nas} = \frac{\beta_N}{2} (v_i - V_{TN})^2 = I_{DP}^{lin}$ $v_o = v_i - V_{TP} + \sqrt{-k(v_i - V_{TN})^2 + (V_{DD} + V_{TP} - v_i)^2}$
C	V_{th}	$I_{inv} = I_{DN}^{nas}(V_{th}) = I_{DP}^{nas}(V_{th}) =$ $= \frac{\beta_N}{2} \left(\frac{V_{DD} + V_{TP} - V_{TN}}{1 + \sqrt{k}} \right)^2 = k \frac{\beta_P}{2} \left(\frac{V_{DD} + V_{TP} - V_{TN}}{1 + \sqrt{k}} \right)^2$ $v_o \in (V_{th} - V_{TN}, V_{th} - V_{TP})$
D	$(V_{th}, V_{DD} + V_{TP})$	$I_{inv} = I_{DN}^{nas} = \frac{\beta_P}{2} (v_i - V_{DD} - V_{TP})^2 = I_{DP}^{lin}$ $v_o = v_i - V_{TN} - \sqrt{-\frac{k(v_i - V_{TN})^2 - (v_i - V_{DD} - V_{TP})^2}{k}}$
E	$(V_{DD} + V_{TP}, V_{DD})$	$I_{inv} = 0$ $v_o = V_{SS} = 0$

Rys. 6. Wykres zależności napięcia V_{th} oraz $V_{DD} - V_{th}$ od parametru $k = \beta_N/\beta_P$ Fig. 6. V_{th} and $V_{DD} - V_{th}$ voltages vs. $k = \beta_N/\beta_P$ parameter

3.1. MARGINESY ZAKŁÓCEŃ

Ze względu na rozrzut parametrów technologicznych i różne warunki pracy układów cyfrowych zamiast pojedynczych poziomów definiuje się przedziały napięć odpowiadające poszczególnym poziomom logicznym. W układach CMOS wartości napięć ograniczających te przedziały (V_{IHmin} , V_{ILmax} , V_{OHmin} i V_{OLmax}) są definiowane na podstawie charakterystyki przejściowej osobno dla wejścia i wyjścia układu w punktach, w których nachylenie charakterystyki $v_o = v_o(v_i)$ jest równe -1 [4], rys. 7. Taki wybór granicznych punktów na charakterystyce przejściowej inwertera wiąże się z zapewnieniem kompatybilności układowej, co umożliwi kaskadowe łączenie bramek i prawidłową ich pracę z pewnymi ograniczonymi marginesami zakłóceń. Tak więc wartości napięć V_{IHmin} i V_{ILmax} oraz V_{OHmin} i V_{OLmax} spełniają warunki: $V_{OLmax} < V_{ILmax}$ oraz $V_{OHmin} > V_{IHmin}$. Definiuje się następujące zakresy bezpieczeństwa (odporności na zakłócenia):

$$\begin{aligned} NM_{Lmin} &= V_{ILmax} - V_{OLmax} - \text{margines zakłóceń dla poziomu niskiego} \\ NM_{Hmin} &= V_{OHmin} - V_{IHmin} - \text{margines zakłóceń dla poziomu wysokiego} \end{aligned} \quad (6)$$



Rys. 7. Charakterystyka przejściowa $v_o = v_o(v_i)$ rzeczywistego inwertera, definicja napięć V_{OLmax} , V_{OHmin} , V_{ILmax} , V_{IHmin} , V_{th}

Fig. 7. Real inverter transient characteristic $v_o = v_o(v_i)$, definition of V_{OLmax} , V_{OHmin} , V_{ILmax} , V_{IHmin} , V_{th} voltages

Aby obliczyć wartości marginesów zakłóceń inwertera należy, zgodnie z definicją, wyznaczyć napięcia V_{ILmax} , V_{IHmin} , V_{OLmax} i V_{OHmin} . Dla najprostszego przypadku, w którym $|V_{TN}| = |V_{TP}| = V_T$ oraz $\beta_N = \beta_P = \beta$ otrzymuje się następujące wyniki [4]:

$$\begin{aligned} V_{IHmin} &= \frac{1}{8}(5V_{DD} - 2V_T) & V_{OHmin} &= \frac{7}{8}V_{DD} + \frac{1}{4}V_T \\ V_{ILmax} &= \frac{1}{8}(3V_{DD} + 2V_T) & V_{OLmax} &= \frac{1}{8}V_{DD} - \frac{1}{4}V_T \end{aligned} \quad (7)$$

Ostatecznie wartości marginesów tej branki są równe i wynoszą:

$$NM_{Hmin} = NM_{Lmin} = \frac{1}{4}V_{DD} + \frac{1}{2}V_T \quad (8)$$

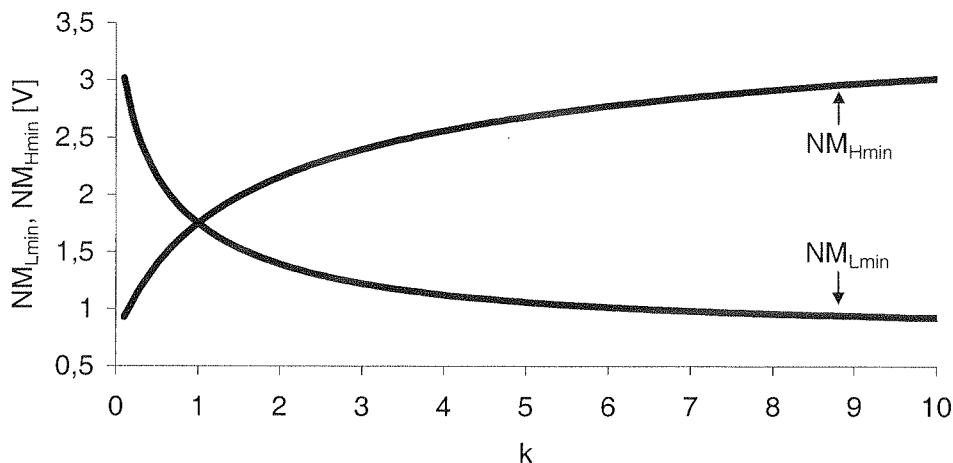
Rozpatrując ogólny model inwertera ($|V_{TN}| \neq |V_{TP}|$ oraz $\beta_N \neq \beta_P$) otrzymuje się następujące wartości granicznych napięć wejściowych:

$$\begin{aligned} V_{IHmin} &= \frac{-(1 + 3k)(V_{DD} + V_{TP} - kV_{TN}) + 2k(V_{DD} + V_{TP} - V_{TN})\sqrt{1 + 3k}}{(k - 1)(3k + 1)} \\ V_{ILmax} &= \frac{-(k + 3)(V_{DD} + V_{TP} - kV_{TN}) + 2(V_{DD} + V_{TP} - V_{TN})\sqrt{k(k + 3)}}{(k - 1)(k + 3)} \end{aligned} \quad (9)$$

oraz napięć wyjściowych:

$$\begin{aligned} V_{OHmin} &= \frac{1 + k}{2}V_{ILmax} + \frac{V_{DD} - V_{TP} - kV_{TN}}{2} \\ V_{OLmax} &= \frac{1 + k}{2k}V_{IHmin} + \frac{V_{DD} - V_{TP} - kV_{TN}}{2} \end{aligned} \quad (10)$$

Marginesy zakłóceń bramki są zależne od wartości napięć progowych tranzystorów V_{TN} i V_{TP} , napięcia zasilania V_{DD} , które są określone przez daną technologię wytwarzania układów CMOS, oraz od parametru $k = \beta_N/\beta_P$. Na rys. 8 przedstawione są teoretyczne wykresy NM_{Hmin} oraz NM_{Lmin} w funkcji parametru k . Przy wyznaczaniu tych charakterystyk przyjęto następujące wartości napięć: $V_{DD} = 5$ [V], $V_{TN} = 1$ [V], $V_{TP} = -1$ [V]. Dla $k = 1$ i $|V_{TN}| = |V_{TP}|$ marginesy te są równe. Warto zwrócić uwagę na to, że marginesy NM_{Hmin} i NM_{Lmin} jako funkcje parametru k „zachowują się” jak napięcia odpowiednio V_{th} i $V_{DD} - V_{th}$, których wykresy znajdują się na rys. 6. Czyli na podstawie kierunku zmian napięcia przełączenia bramki można ocenić kierunki zmian marginesów zakłóceń i odwrotnie.



Rys. 8. Marginesy zakłóceń w funkcji parametru k

Fig. 8. Noise Margins vs. k parameter

3.2. CZAS PROPAGACJI

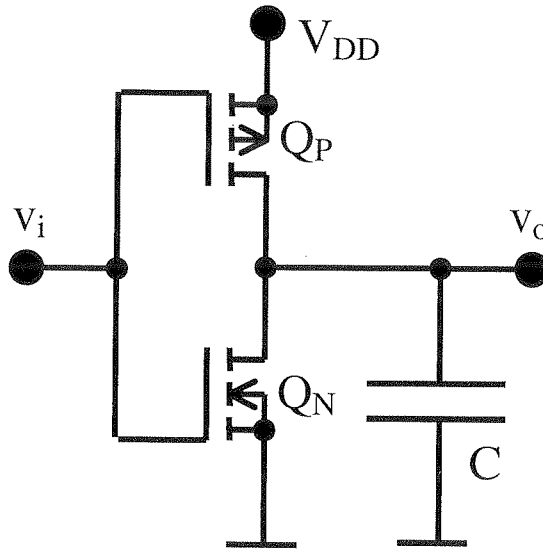
Czas propagacji jest to czas reakcji bramki logicznej na zmianę tego sygnału wejściowego, który powoduje zmianę stanu sygnału wyjściowego. Zwykle bierze się pod uwagę czas między punktami znajdującymi się w połowie odpowiednich zboczy.

Definiuje się następujące czasy propagacji:

- t_{PLH} – czas reakcji na sygnał wejściowy, który powoduje zmianę stanu na wyjściu z L na H,
- t_{PHL} – czas reakcji na sygnał wejściowy, który powoduje zmianę stanu na wyjściu z H na L,
- t_p – definiowany jako średnia arytmetyczna poprzednich czasów:

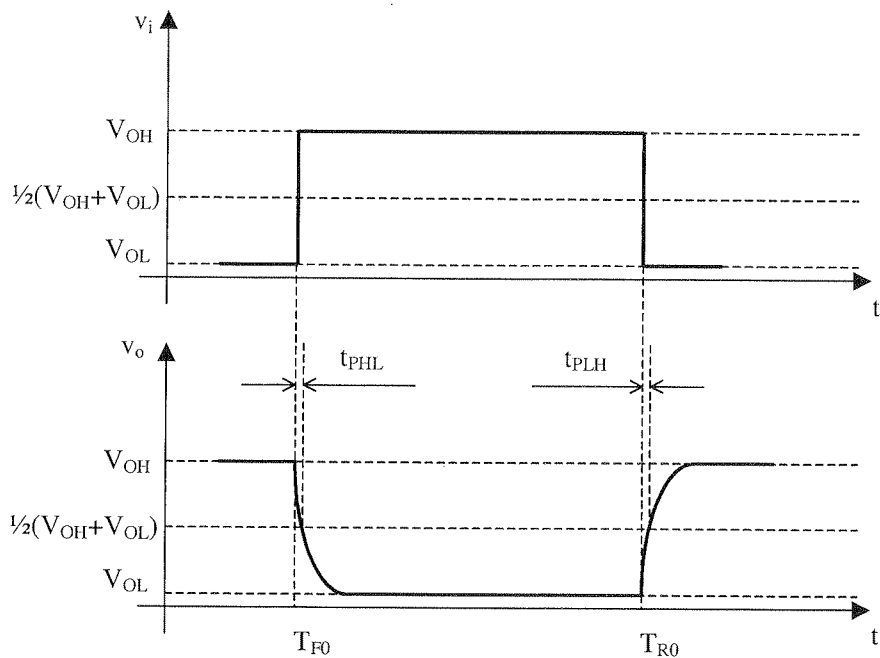
$$t_p = \frac{t_{PHL} + t_{PLH}}{2} \quad (11)$$

Aby wyznaczyć przybliżone wartości tych czasów wzięto pod uwagę układ inwertera obciążonego pojemnościowo (rys. 9), na którego wejście podano idealny impuls prostokątny (rys. 10).



Rys. 9. Inwerter obciążony pojemnościowo

Fig. 9. Capacitance loaded inverter



Rys. 10. Sposób wyznaczania teoretycznych wartości czasów propagacji inwertera obciążonego pojemnościowo

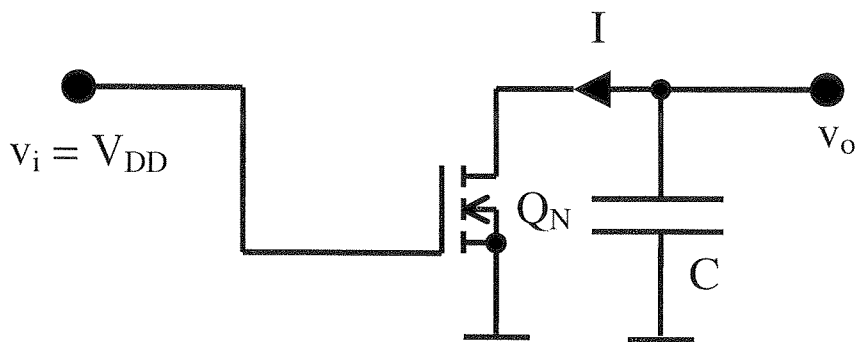
Fig. 10. Theoretical evaluation of propagation-time delays of capacitance loaded inverter

Zastępcza pojemność obciążenia C jest sumą wszystkich pojemności przyłączonych do węzła v_o : wyjściowych danego układu, wejściowych każdej bramki dołączonej do wyjścia danego układu, połączeń.

Zmiana poziomu napięcia wejściowego, na przykład przejście ze stanu H do L , powoduje natychmiastową reakcję tranzystorów (odcięcie Q_N i liniową pracę Q_P – wyjście układu zostaje zwarte poprzez tranzystor Q_P do zasilania V_{DD}). Jednakże napięcie wyjściowe v_o nie zmienia się natychmiastowo, ponieważ musi zostać przeładowana pojemność obciążająca C .

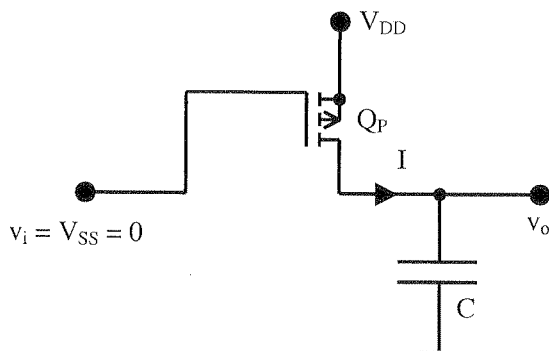
Czas t_{PHL} :

Dla czasu $t < T_{F0}$ na wyjściu układu panował stan H ($v_o = V_{OH} = V_{DD}$), więc pojemność C była naładowana do tego napięcia. Zmiana napięcia wejściowego w chwili T_{F0} spowodowała zwarcie wyjścia inwertera do masy poprzez tranzystor Q_N . Jednocześnie tranzystor Q_P został odcięty. Pojemność C zostaje rozładowana poprzez rezystancję kanału przewodzącego tranzystora Q_N . Schemat zastępczy analizowanego układu (rys. 9) dla tego przypadku przedstawia rys. 11.



Rys. 11. Schemat zastępczy inwertera CMOS, gdy na jego wejściu panuje napięcie V_{DD} – wysoki stan logiczny

Fig. 11. Equivalent circuit diagram of CMOS inverter with high input state



Rys. 12. Schemat zastępczy inwertera CMOS, gdy na jego wejściu panuje napięcie $V_{SS} = 0$ – niski stan logiczny

Fig. 12. Equivalent circuit diagram of CMOS inverter with low input state

Czas t_{PLH} :

Dla czasu $t < T_{R0}$ na wyjściu układu panował stan L ($v_o = V_{OL} = V_{SS} = 0$), więc pojemność C była rozładowana. W chwili T_{R0} nastąpiła zmiana napięcia wejściowego, która spowodowała zwarcie wyjścia inwertera do napięcia zasilania V_{DD} poprzez tranzystor Q_P . Tranzystor Q_N został odcięty. Pojemność C zostaje naładowana poprzez rezystancję kanału przewodzącego tranzystora Q_P . Schemat zastępczy badanego układu dla tego przypadku przedstawia rys. 12.

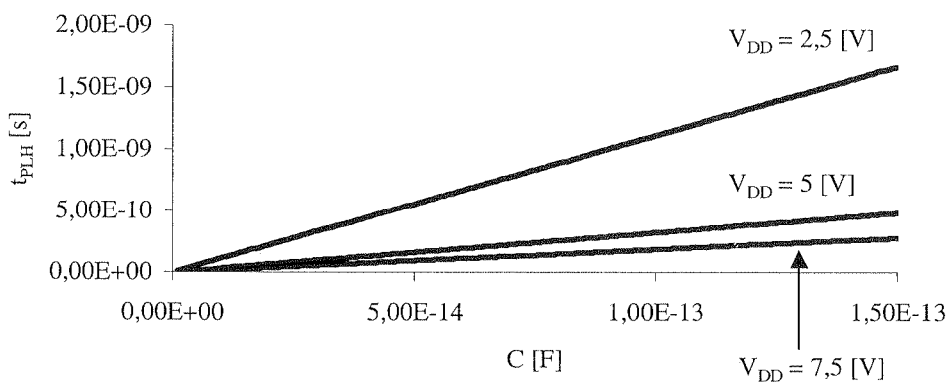
Przybliżone wartości czasów propagacji można wyznaczyć ze wzorów:

$$t_{PHL} = \frac{2CV_{TN}}{\beta_N(V_{DD} - V_{TN})^2} + \frac{C}{\beta_N(V_{DD} - V_{TN})} \ln \left(\frac{3V_{DD} - 4V_{TN}}{V_{DD}} \right) \quad (12)$$

$$t_{PLH} = \frac{-2CV_{TP}}{\beta_P(V_{DD} + V_{TP})^2} + \frac{C}{\beta_P(V_{DD} + V_{TP})} \ln \left(\frac{3V_{DD} + 4V_{TP}}{V_{DD}} \right) \quad (13)$$

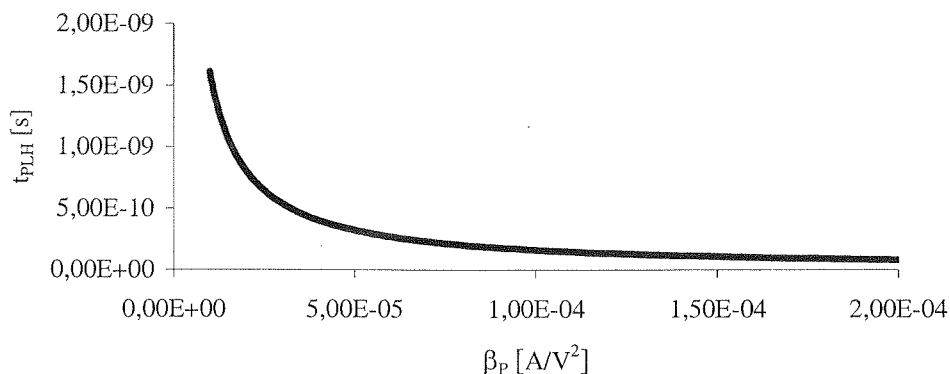
Z porównania wyrażeń (12) i (13) wynika, że dla inwertera CMOS zaprojektowanego tak aby $|V_{TN}| = |V_{TP}| = V_T$ oraz $\beta_N = \beta_P = \beta$ uzyskuje się równe czasy propagacji $t_{PHL} = t_{PLH}$.

Na rys. 13, 14 i 15 przedstawiono zależność czasu propagacji t_{PLH} (ze wzoru (13)) od wartości pojemności obciążającej, współczynnika β_P oraz napięcia zasilania. Czas ten jest tym mniejszy im większe są wartości β_P oraz V_{DD} oraz im mniejsza jest pojemność obciążająca. W przypadku, gdy dany parametr nie jest zmienną przyjmuje wartość: $V_{DD} = 5$ [V], $V_{TP} = -1$ [V], $\beta_P = 100$ [$\mu A/V^2$], $C = 50$ [fF].



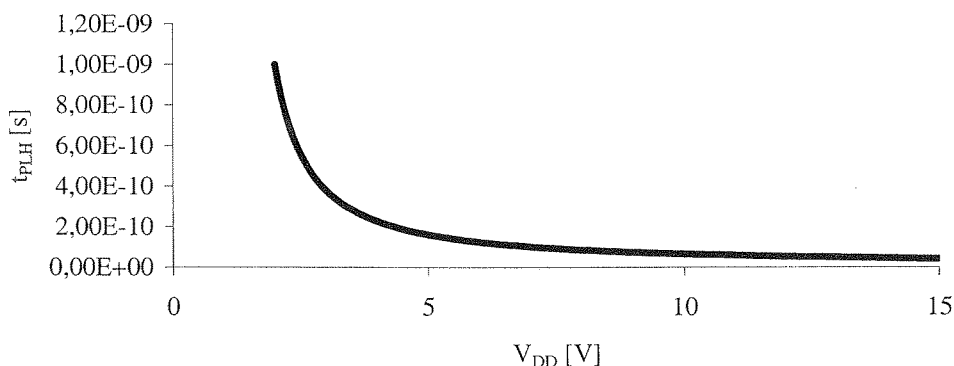
Rys. 13. Czas t_{PLH} propagacji sygnału przez inwerter CMOS w funkcji pojemności obciążającej dla różnych wartości napięcia zasilania

Fig. 13. Inverter propagation-time delay t_{PLH} vs. load capacitance for different supply voltages



Rys. 14. Czas t_{PLH} propagacji sygnału przez inwerter CMOS w funkcji współczynnika β_P

Fig. 14. Inverter propagation-time delay t_{PLH} vs. β_P parameter



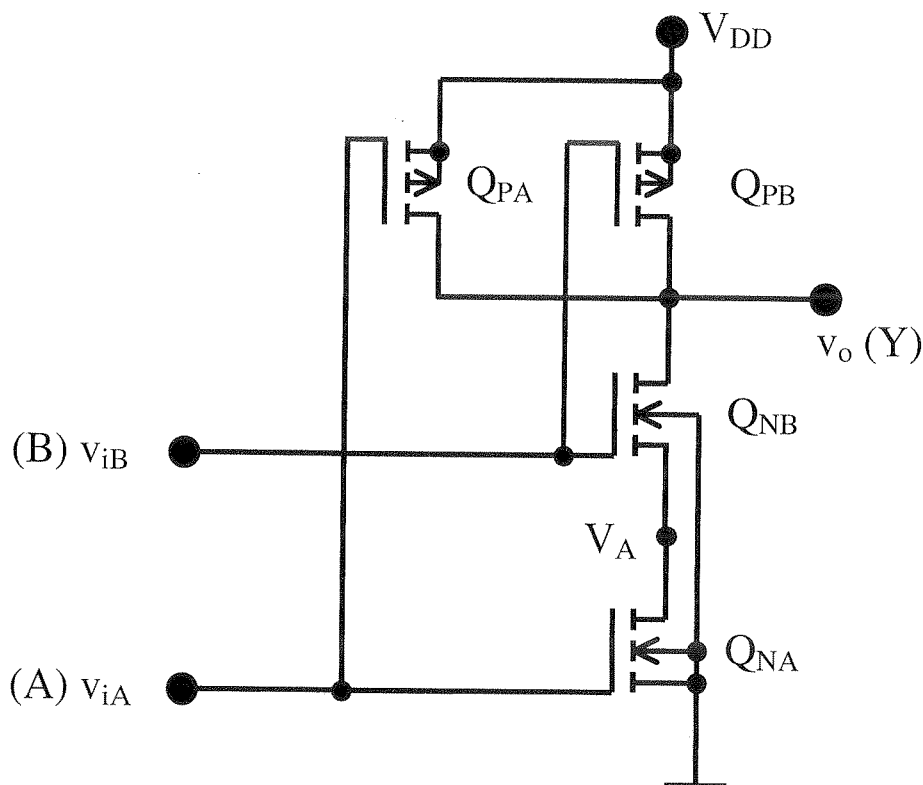
Rys. 15. Czas t_{PLH} propagacji sygnału przez inwerter CMOS w funkcji napięcia zasilania V_{DD}

Fig. 15. Inverter propagation-time delay t_{PLH} vs. supply voltage V_{DD}

4. MODEL BRAMKI NAND CMOS

Wielowejściowe bramki CMOS tworzone są poprzez rozbudowę układu inwertera. Bramka NAND powstaje przez dołączenie kolejnych tranzystorów NMOS szeregowo, a PMOS – równolegle. Schemat dwuwęściowej bramki NAND CMOS jest przedstawiony na rys. 16. Bramki odpowiednich tranzystorów są zwarte i stanowią wejścia układu – np. tranzystory Q_{NA} i Q_{PA} – wejście A.

P
dziej
rozw
które
panu
zgod
tora
N
będą
nadm
należ
P
kilku
• cha
log



Rys. 16. Schemat dwuwejściowej bramki NAND CMOS

Fig. 16. Two-input NAND CMOS gate scheme

Połączenie szeregowo tranzystorów NMOS powoduje, że tylko tranzystor „najbardziej zewnętrzny” ma źródło zwarte z podłożem, a dla pozostałych tranzystorów NMOS (w rozważanym przypadku dla tranzystora Q_{NB}) pojawia się pewne napięcie $V_{SBN} = V_A$, którego wartość zależy od stanu pozostałej części układu, w szczególności od napięcia panującego na innym wejściu. W tej sytuacji napięcie progowe tego tranzystora (V_{TNB}) zgodnie z równaniem (1) zmienia swoją wartość. Także napięcie bramka-źródło tranzystora Q_{NB} zależy od stanu pozostałej części układu.

Na podstawie powyższych rozważań można wyciągnąć wnioski, że parametry bramek będą miały różne wartości podczas sterowania ich z różnych wejść. Aby ustrzec się nadmiernych rozbieżności między parametrami bramki aktywowanej różnymi sposobami należy unikać stosowania bramek o zbyt dużej liczbie wejść.

Poniżej przedstawione są wyniki analizy działania dwuwejściowej bramki NAND dla kilku najważniejszych przypadków:

- charakterystyka przejściowa $v_o = v_o(v_{iA})$ bramki gdy na wejściu B panuje wysoki stan logiczny $v_{iB} = V_{DD}$, ($NAND_A$);

- charakterystyka przejściowa $v_o = v_o(v_{iB})$ bramki gdy na wejściu A panuje wysoki stan logiczny $v_{iA} = V_{DD}$, ($NAND_B$);
- charakterystyka przejściowa $v_o = v_o(v_i)$ bramki gdy wejścia A i B są zwarte ze sobą $v_{iA} = v_{iB} = v_i$, ($NAND_{AB}$).

Analizy poszczególnych charakterystyk przeprowadzono postępując analogicznie do przypadku inwertera (podział charakterystyk przejściowych na pięć segmentów, obliczenie napięcia progowego bramki, obliczenie równań charakterystyk przejściowych w poszczególnych segmentach, obliczenie statycznego poboru prądu – charakterystyka $I = I(v_i)$).

Przybliżone zależności opisujące prąd bramki, napięcie wyjściowe w funkcji napięcia wejściowego, oraz napięcie progowe bramki dla poszczególnych przypadków są przedstawione w tabelach 3, 4 i 5. W tabelach pominięto segmenty A i E, w których zgodnie z przyjętym modelem prąd nie jest pobierany $I = 0$, a napięcie wyjściowe układów jest równe napięciu zasilania $v_o = V_{DD}$ w segmencie A lub równe zero w segmencie E. Przy wyprowadzaniu tych zależności pominięto efekt podłoża (wpływ napięcia podłoża-źródło na napięcie progowe tranzystora MOSFET).

Tabela 3

Charakterystyka przejściowa, natężenie prądu i napięcie progowe bramki NAND sterowanej z wejścia A ($NAND_A$)

Transient characteristic, current, and threshold voltage of CMOS NAND gate activated from input A ($NAND_A$)

seg.	v_{iA}	I, v_o, V_A
B	(V_{TN}, V_{thA})	$I = I_{DNA}^{nas} = \frac{\beta_N}{2} (v_{iA} - V_{TN})^2 = I_{DPA}^{lin}$ $v_o = v_{iA} - V_{TP} + \sqrt{-k(v_{iA} - V_{TN})^2 + (V_{DD} + V_{TP} - v_{iA})^2}$
C	$V_{thA} = \frac{V_{DD} + V_{TP} + \sqrt{kV_{TN}}}{1 + \sqrt{k}}$	$I = I_{DN}^{nas}(V_{thA}) = I_{DP}^{nas}(V_{thA}) = \frac{\beta_N}{2} \left(\frac{V_{DD} + V_{TP} - V_{TN}}{1 + \sqrt{k}} \right)^2$ $v_o \in (V_{thA} - V_{TN}; V_{thA} - V_{TP})$
D	$(V_{thA}, V_{DD} + V_{TP})$	$I = I_{DPA}^{nas} = \frac{\beta_N}{2} (v_{iA} - V_{DD} - V_{TP})^2 = I_{DNA}^{lin}$ $v_o = V_{DD} - V_{TN} - \sqrt{\frac{k(V_{DD} - V_A - V_{TN})^2 - (V_{DD} + V_{TP} - v_{iA})^2}{k}}$ $V_A = v_{iA} - V_{TN} - \sqrt{\frac{k(v_{iA} - V_{TN})^2 - (V_{DD} + V_{TP} - v_{iA})^2}{k}}$

Tabela 4

Charakterystyka przejściowa, natężenie prądu i napięcie progowe bramki NAND sterowanej z wejścia B (NAND_B)Transient characteristic, current, and threshold voltage of CMOS NAND gate activated from input B (NAND_B)

seg.	V_{iB}	I, v_o, V_A
B	(V_{TN}, V_{thB})	$I = I_{DNB}^{nas} = \frac{\beta_N}{2} (v_{iB} - V_A - V_{TN})^2 = I_{DPB}^{lin}$ $v_o = v_{iB} - V_{TP} + \sqrt{(V_{DD} + V_{TP} - v_{iB})^2 - k(v_{iA} - V_A - V_{TN})^2}$ $V_A = \frac{v_{iB} + V_{DD} - 2V_{TN} - \sqrt{(v_{iB} + V_{DD} - 2V_{TN})^2 - 2(v_{iB} - V_{TN})^2}}{2}$
C	$V_{thB} = \frac{V_{DD} + V_{TP} + \sqrt{k}(V_A + V_{TN})}{1 + \sqrt{k}}$	$I = I_{DNB}^{nas}(V_{thB}) = I_{DPB}^{nas}(V_{thB})$ $v_o \in (V_{thB} - V_{TN}; V_{thB} - V_{TP})$
D	$(V_{thB}, V_{DD} + V_{TP})$	$I = I_{DPB}^{nas} = \frac{\beta_P}{2} (v_{iB} - V_{DD} - V_{TP})^2 = I_{DNB}^{lin}$ $v_o = v_{iB} - V_{TN} - \sqrt{\frac{k(v_{iB} - V_A - V_{TN})^2 - (V_{DD} + V_{TP} - v_{iA})^2}{k}}$ $V_A = V_{DD} - V_{TN} - \sqrt{\frac{k(V_{DD} - V_{TN})^2 - (V_{DD} + V_{TP} - v_{iA})^2}{k}}$

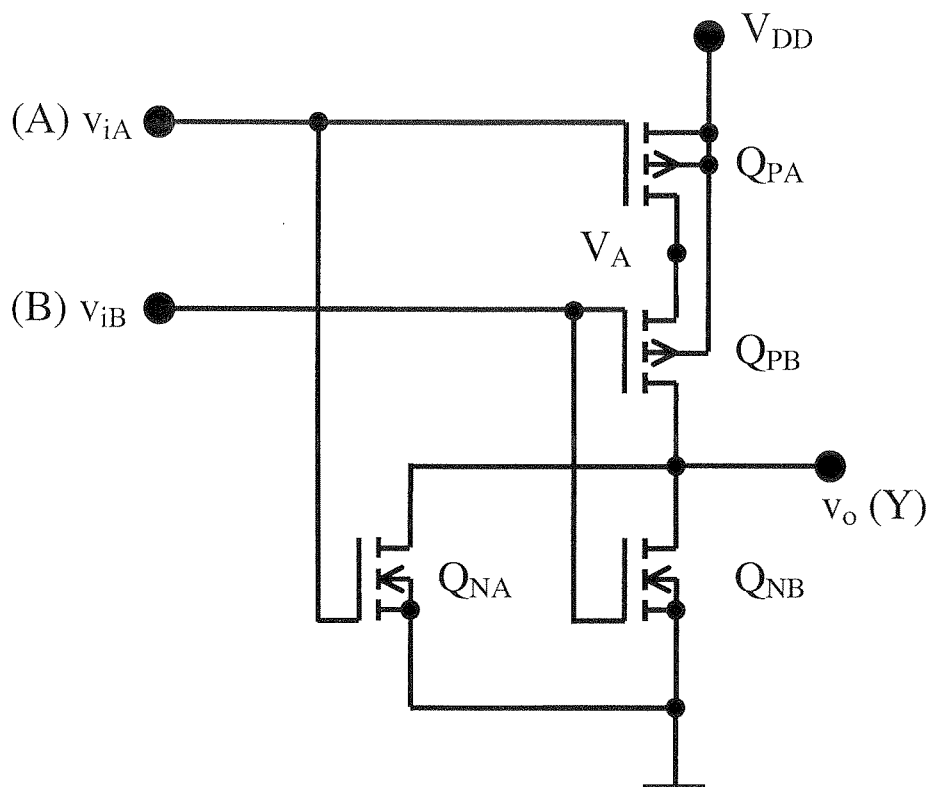
Tabela 5

Charakterystyka przejściowa, natężenie prądu i napięcie progowe bramki NAND sterowanej ze zwartych wejść (NAND_{AB})Transient characteristic, current, and threshold voltage of CMOS NAND gate activated from both inputs (NAND_{AB})

seg.	$v_i = v_{iA} = v_{iB}$	I, v_o, V_A
B	(V_{TN}, V_{th})	$I = I_{DNB}^{nas} = \frac{\beta_N}{2} (v_i - V_A - V_{TN})^2 = I_{DPA}^{lin} + I_{DPB}^{lin}$ $v_o = v_i - V_{TP} + \sqrt{\frac{2(V_{DD} + V_{TP} - v_i)^2 - k(v_i - V_{TN} - V_A)^2}{2}}$ $V_A = \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{2}\right) (v_i - V_{TN})$
C	$V_{th} = \frac{\sqrt{2}(V_{DD} + V_{TP}) + \sqrt{k}(V_A + V_{TN})}{\sqrt{2} + \sqrt{k}}$	$I = I_{DNB}^{nas}(V_{th}) = I_{DPA}^{nas}(V_{th}) + I_{DPB}^{nas}(V_{th})$ $v_o \in (V_{th} - V_{TN}; V_{th} - V_{TP})$
D	$(V_{th}, V_{DD} + V_{TP})$	$I = I_{DPB}^{nas} + I_{DPA}^{nas} = \beta_P (v_i - V_{DD} - V_{TP})^2 = I_{DNA}^{lin}$ $v_o = v_i - V_{TN} - \sqrt{\frac{k(v_i - V_A - V_{TN})^2 - 2(V_{DD} + V_{TP} - v_i)^2}{k}}$ $V_A = v_i - V_{TN} - \sqrt{\frac{k(v_i - V_{TN})^2 - 2(V_{DD} + V_{TP} - v_i)^2}{k}}$

5. MODEL BRAMKI NOR CMOS

Bramka NOR CMOS powstaje (podobnie jak bramka NAND) poprzez rozbudowę układu inwertera. Tranzystory NMOS są dołączane równolegle, a PMOS – szeregowo. Schemat dwuwejściowego funktora NOR CMOS przedstawia rys. 17.



Rys. 17. Schemat dwuwejściowej bramki NOR CMOS

Fig. 17. Two-input NOR CMOS gate scheme

Również w tej bramce szeregowe połączenie jest przyczyną pojawienia się napięcia podłoża-źródło wszystkich „wewnętrznych” tranzystorów PMOS. Dla dwuwejściowej bramki jest to napięcie $V_{SBP} = V_A$ i jego wartość zależy od stanu pozostałej części układu.

Poniżej są przedstawione wyniki analizy działania dwuwejściowej bramki NOR dla kilku najważniejszych przypadków:

- charakterystyka przejściowa $v_o = v_o(v_{iA})$ bramki gdy na wejściu B panuje niski stan logiczny $v_{iB} = V_{SS} = 0$, (NOR_A);
- charakterystyka przejściowa $v_o = v_o(v_{iB})$ bramki gdy na wejściu A panuje niski stan logiczny $v_{iA} = V_{SS} = 0$, (NOR_B);

- charakterystyka przejściowa $v_o = v_o(v_i)$ bramki gdy wejścia A i B są zwarte ze sobą $v_{iA} = v_{iB} = v_i$, (NOR_{AB}).

ndowę
gowo.

Analizy poszczególnych charakterystyk przeprowadzono postępując podobnie jak w przypadku poprzednio omawianych bramek.

Przybliżone zależności opisujące prąd bramki, wartość napięcia wyjściowego w funkcji napięcia wejściowego, oraz napięcie progowe bramki dla poszczególnych przypadków są przedstawione w tabelach 6, 7 i 8. W tabelach pominięto segmenty A i E, w których zgodnie z przyjętym modelem prąd nie jest pobierany $I = 0$, a napięcie wyjściowe układów jest równe napięciu zasilania $v_o = V_{DD}$ w segmencie A lub równe zero w segmencie E. Przy wyprowadzaniu tych zależności pominięto efekt podłoża (wpływ napięcia podłoża-źródło na napięcie progowe tranzystora MOSFET).

Tabela 6

Charakterystyka przejściowa, natężenie prądu i napięcie progowe bramki NOR sterowanej z wejścia A (NOR_A)

Transient characteristic, current, and threshold voltage of CMOS NOR gate activated from input A (NOR_A)

seg.	v_{iA}	I, v_o, V_A
B	(V_{TN}, V_{thA})	$I = I_{DNA}^{nas} = \frac{\beta_N}{2} (v_{iA} - V_{TN})^2 = I_{DPA}^{lin}$ $v_o = -V_{TP} + \sqrt{(V_{TP} + V_A)^2 - k(v_{iA} - V_{TN})^2}$ $V_A = v_{iA} - V_{TP} + \sqrt{(V_{DD} + V_{TP} - v_{iA})^2 - k(v_{iA} - V_{TN})^2}$
C	$V_{thA} = \frac{V_{DD} + V_{TP} + \sqrt{k} V_{TN}}{1 + \sqrt{k}}$	$I = I_{DN}^{nas}(V_{thA}) = I_{DP}^{nas}(V_{thA}) = \frac{\beta_N}{2} \left(\frac{V_{DD} + V_{TP} - V_{TN}}{1 + \sqrt{k}} \right)^2$ $v_o \in (V_{thA} - V_{TN}; V_{thA} - V_{TP})$
D	$(V_{thA}, V_{DD} + V_{TP})$	$I = I_{DPA}^{nas} = \frac{\beta_N}{2} (v_{iA} - V_{DD} - V_{TP})^2 = I_{DNA}^{lin}$ $v_o = v_{iA} - V_{TN} - \sqrt{\frac{k(v_{iA} - V_{TN})^2 - (V_{DD} + V_{TP} - v_{iA})^2}{k}}$

apięcia
ciowej
kładu.
OR dla

ki stan

ki stan

Tabela 7

Charakterystyka przejściowa, natężenie prądu i napięcie progowe bramki NOR sterowanej z wejścia B (NOR_B)Transient characteristic, current, and threshold voltage of CMOS NOR gate activated from input B (NOR_B)

seg.	v_{iB}	I, v_o, V_A
B	(V_{TN}, V_{thB})	$I = I_{DNB}^{nas} = \frac{\beta_N}{2} (v_{iB} - V_{TN})^2 = I_{DPB}^{lin}$ $v_o = v_{iB} - V_{TP} + \sqrt{(V_A + V_{TP} - v_{iB})^2 - k(v_{iB} - V_{TN})^2}$ $V_A = -V_{TP} + \sqrt{(V_{DD} + V_{TP})^2 - k(v_{iB} - V_{TN})^2}$
C	$V_{thB} = \frac{V_A + V_{TP} + \sqrt{k}V_{TN}}{1 + \sqrt{k}}$	$I = I_{DNB}^{nas}(V_{thB}) = I_{DPB}^{nas}(V_{thB})$ $v_o \in (V_{thB} - V_{TN}; V_{thB} - V_{TP})$
D	$(V_{thB}, V_{DD} + V_{TP})$	$I = I_{DPB}^{nas} = \frac{\beta_P}{2} (v_{iB} - V_A - V_{TP})^2 = I_{DNB}^{lin}$ $v_o = v_{iB} - V_{TN} - \sqrt{\frac{k(v_{iB} - V_{TN})^2 - (v_{iB} - V_A - V_{TP})^2}{k}}$ $V_A = \frac{v_{iB} - 2V_{TP} + \sqrt{2(V_{DD} + V_{TP})^2 - v_{iB}^2}}{2}$

Tabela 8

Charakterystyka przejściowa, natężenie prądu i napięcie progowe bramki NOR sterowanej ze zwartych wejść (NOR_{AB})Transient characteristic, current, and threshold voltage of CMOS NOR gate activated from both inputs (NOR_{AB})

seg.	$v_i = v_{iA} = v_{iB}$	I, v_o, V_A
B	(V_{TN}, V_{th})	$I = I_{DNB}^{nas} + I_{DBN}^{nas} = \beta_N (v_i - V_{TN})^2 = I_{DPA}^{lin} = I_{DPB}^{lin}$ $v_o = v_i - V_{TP} + \sqrt{(V_{TP} + V_A - v_i)^2 - 2k(v_i - V_{TN})^2}$ $V_A = v_i - V_{TP} + \sqrt{(V_{DD} + V_{TP} - v_i)^2 - k(v_i - V_{TN})^2}$
C	$V_{th} = \frac{V_A + V_{TP} + \sqrt{2k}V_{TN}}{1 + \sqrt{2k}}$	$I = I_{DNB}^{nas}(V_{th}) = I_{DPB}^{nas}(V_{th})$ $v_o \in (V_{th} - V_{TN}; V_{th} - V_{TP})$
D	$(V_{th}, V_{DD} + V_{TP})$	$I = I_{DPB}^{nas} = \frac{\beta_P}{2} (v_i - V_A - V_{TP})^2 = I_{DNA}^{lin}$ $v_o = v_i - V_{TN} - \sqrt{\frac{2k(v_i - V_{TN})^2 - (v_i - V_A - V_{TP})^2}{2k}}$ $V_A = \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{2}\right)(v_i - V_{TP}) + \frac{\sqrt{2}}{2}V_{DD}$

Rys. 18.

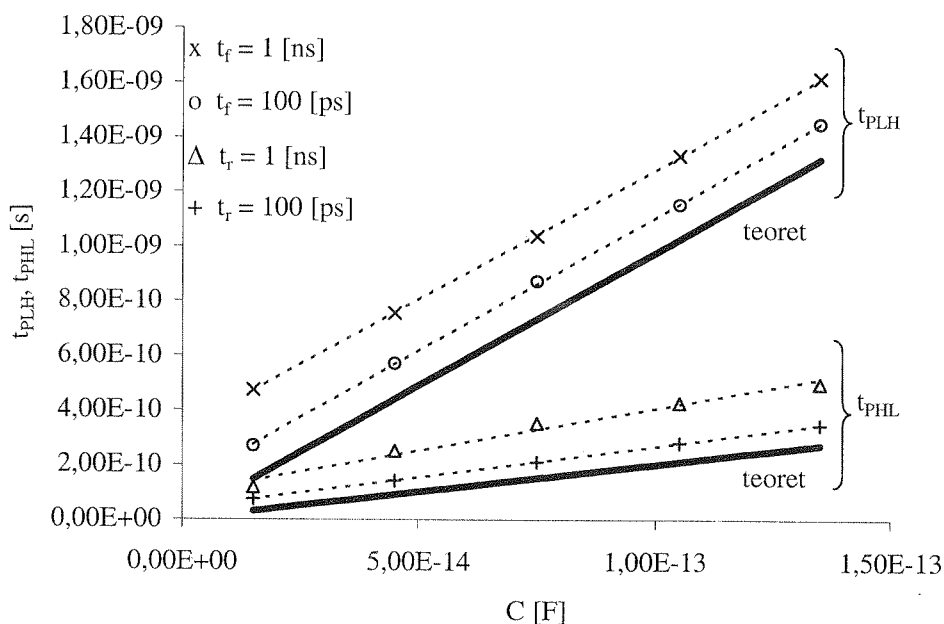
Fig.

Wy-
zależno-
narasta-
a jest g-
Por-
i NOR
z tranz-
= 0,7
t_{PLH} ora-

6. PORÓWNANIE WYNIKÓW TEORETYCZNYCH Z REZULTATAMI SYMULACJI PSPICE

Badane układy zaprojektowane zostały w technologii MIETEC CMOS 0.7 μ -C07MA-C07MD [5] za pomocą pakietu IMIOCAD [6] [7], w którym dokonano także ekstrakcji modeli elementów [7]. Symulacji komputerowych dokonano przy użyciu programu PSPICE.

Na rys. 18 znajduje się porównanie teoretycznych wartości czasów propagacji t_{PLH} i t_{PHL} z wynikami uzyskanymi za pomocą symulacji komputerowych inwertera zbudowanego z tranzystorów o minimalnych wymiarach dla tej technologii: $W = 1$ [μ m], $L = 0,7$ [μ m].

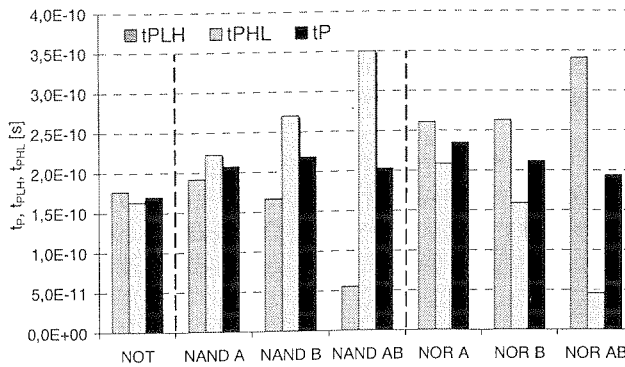


Rys. 18. Porównanie teoretycznych wartości czasów propagacji bramki z wynikami symulacji komputerowych (PSPICE)

Fig. 18. Comparison of the theoretical propagation-time delays to the simulation results (PSPICE)

Wyniki uzyskane podczas symulacji w programie PSPICE potwierdzają liniową zależność czasów propagacji od pojemności obciążenia. Widoczny jest także wpływ czasu narastania/opadania sygnału wejściowego, który nie był brany pod uwagę w obliczeniach, a jest główną przyczyną zwiększania wartości czasu propagacji.

Porównanie czasów propagacji inwertera oraz dwuwejściowych bramek NAND i NOR sterowanych z różnych wejść przedstawia rys. 19. Przebadano układy zbudowane z tranzystorów o wymiarach $W_P = 4$ [μ m], $L_P = 0,7$ [μ m], $W_N = 1$ [μ m], $L_N = 0,7$ [μ m]. Dla inwertera zbudowanego z takich tranzystorów czasy propagacji t_{PLH} oraz t_{PHL} są prawie równe.

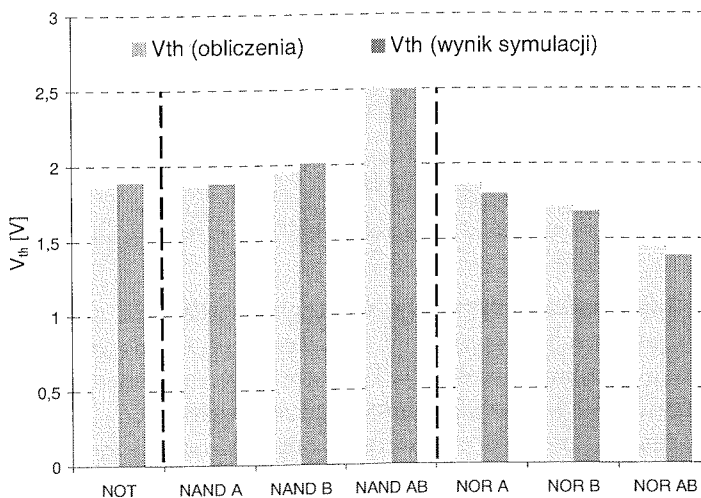


Rys. 19. Porównanie czasów propagacji różnych bramek CMOS

Fig. 19. Comparison of the different CMOS gates propagation-time delays

Średni czas propagacji t_p zwiększa swoją wartość ze wzrostem ilości wejść układu. Jednakże zmiany czasów t_{PLH} i t_{PHL} są o wiele większe i ponadto przebiegają w odwrotnych kierunkach. Różnice między tymi czasami zwiększają się dla układu sterowanego z „coraz bardziej wewnętrznych” wejść i mogą osiągać już jeden rząd wielkości dla dwuwejściowych bramek – przypadki $NAND_{AB}$, NOR_{AB} .

Dążąc do utrzymania podobnych wartości czasów propagacji bramek wewnątrz układu scalonego należy unikać stosowania bramek o zbyt dużej liczbie wejść oraz ich przełączania równocześnie ze wszystkich wejść.



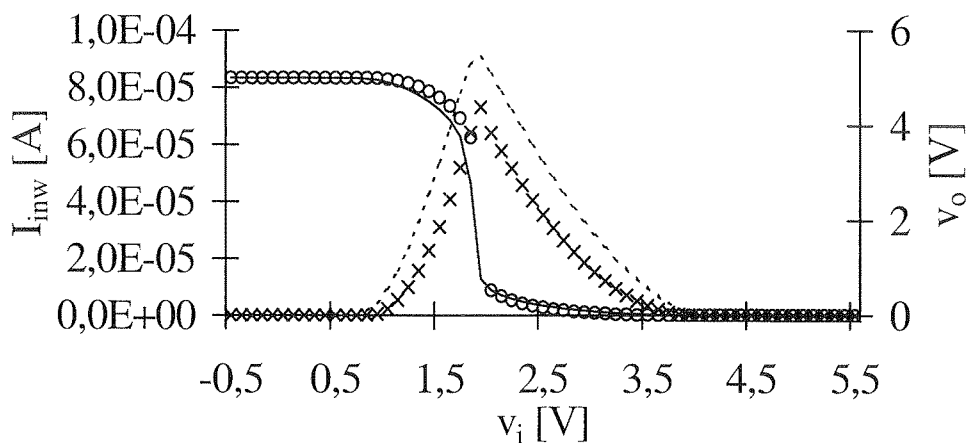
Rys. 20. Porównanie wartości teoretycznych i symulacyjnych napięć progowych różnych bramek CMOS

Fig. 20. Comparison of the theoretical CMOS gate threshold voltages to the simulation results

Rys. 20 przedstawia porównanie teoretycznych i symulacyjnych wartości napięć progowych bramek: NOT oraz dwuwęściowych NAND i NOR CMOS. Teoretyczne modele bramek pozwalają dość dokładnie określić napięcia przełączania bramek. Kierunki zmian tych napięć są przeciwne dla bramek NAND i NOR sterowanych z „coraz bardziej wewnętrznych” wejść, a co za tym idzie ulegają zmianie marginesy zakłóceń. W przypadku bramki NAND maleje margines zakłóceń dla poziomu wysokiego, a dla NOR – margines zakłóceń dla niskiego poziomu.

Na rys. 21 i 22 zamieszczone zostały charakterystyki przejściowe oraz natężenie prądu w funkcji napięcia wejściowego inwerterów CMOS zbudowanych z tranzystorów o wymiarach:

- $W_N = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_N = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$, $W_P = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_P = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$ – są to minimalne wymiary tranzystorów dla tej technologii,
- $W_N = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_N = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$, $W_P = 4 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_P = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$ – są to takie wymiary tranzystorów, dla których $k \approx 1$, $V_{th} \approx 2,5 \text{ } [\text{V}]$.

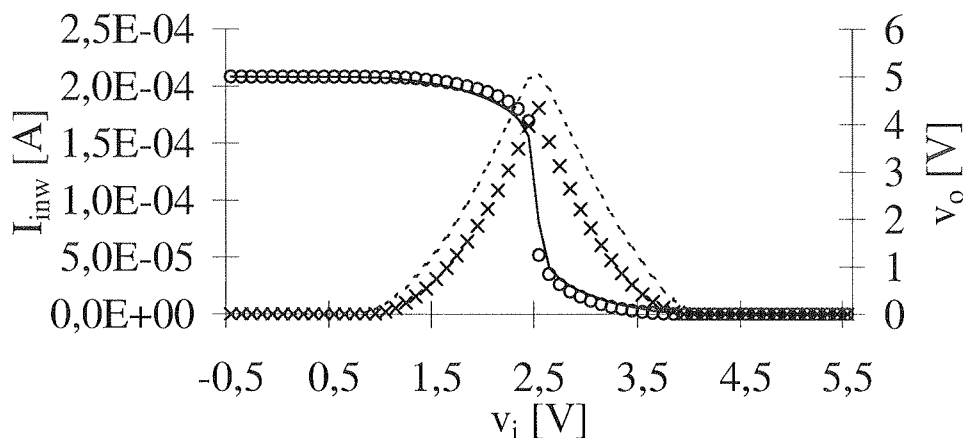


Rys. 21. Zależność napięcia wyjściowego i prądu od napięcia wejściowego bramki NOT zbudowanej z tranzystorów o wymiarach $W_P = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_P = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$, $W_N = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_N = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$

- - - - - prąd inwertera (wynik symulacji)
 x x x x prąd inwertera (obliczenia)
 ——— napięcie wyjściowe (wynik symulacji)
 o o o o napięcie wyjściowe (obliczenia)

Fig. 21. The output voltage and current dependence on the input voltage of the NOT gate built with transistors of following dimensions $W_P = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_P = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$, $W_N = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_N = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$

- - - - - inverter current (simulation results)
 x x x x inverter current (theoretical)
 ——— output voltage (simulation results)
 o o o o output voltage (theoretical)



Rys. 22. Zależność napięcia wyjściowego i prądu od napięcia wejściowego bramki NOT zbudowanej z tranzystorów o wymiarach $W_P = 4 \text{ } \mu\text{m}$, $L_P = 0,7 \text{ } \mu\text{m}$, $W_N = 1 \text{ } \mu\text{m}$, $L_N = 0,7 \text{ } \mu\text{m}$

----- prąd inwertera (wynik symulacji)
 x x x x prąd inwertera (obliczenia)
 ——— napięcie wyjściowe (wynik symulacji)
 o o o o napięcie wyjściowe (obliczenia)

Fig. 22. The output voltage and current dependence on the input voltage of the NOT gate built with transistors of following dimensions $W_P = 4 \text{ } \mu\text{m}$, $L_P = 0,7 \text{ } \mu\text{m}$, $W_N = 1 \text{ } \mu\text{m}$, $L_N = 0,7 \text{ } \mu\text{m}$

----- inverter current (simulation results)
 x x x x inverter current (theoretical)
 ——— output voltage (simulation results)
 o o o o output voltage (theoretical)

Dla porównania na tych samych wykresach umieszczono również teoretyczne charakterystyki wyznaczone na podstawie równań z tabeli 2.

7. WNIOSKI

Przedstawione w pracy analityczne modele bramek CMOS w wystarczającym stopniu umożliwiają ocenę i porównanie parametrów użytkowych różnych bramek wykonanych w jednej lub różnych technologiach CMOS. Jest to możliwe dlatego, że modele te operują na ogólnych zmiennych, np.: parametr β może być zmieniany poprzez zmianę wymiarów tranzystora w ramach jednej technologii, lub poprzez zmianę grubości tlenku – zmiana technologii.

Otrzymane rezultaty zweryfikowano za pomocą symulacji komputerowych w programie PSPICE. Różnice wynikają przede wszystkim z zastosowanych uproszczeń, które ułatwiają analizę działania bramek CMOS. Do zamodelowania bramek wykorzystano najprostsze równania opisujące działanie tranzystorów MOSFET. Przy ocenie czasu propagacji nie uwzględniono czasu narastania/opadania sygnału wejściowego. Otrzymane

wartości czasów propagacji są więc teoretycznie minimalnymi, jakie mógłby uzyskać inwerter przy sterowaniu idealnymi przebiegami impulsowymi z zerowymi czasami narastania i opadania sygnału.

Podane w pracy modele energetyczne bramek zostaną także wykorzystane w drugiej części artykułu do oceny strat energii quasi zwarciowej bramek CMOS.

8. BIBLIOGRAFIA

1. A. Kos, G. De Mey: *Thermal Modelling and Optimisation of Power Microcircuits*. Electrochemical Publications, Bristol, England, 1997.
2. I. Brzozowski, P. Bratek, P. Dziurdzia, A. Kos: *New concept of low power digital circuits design*. Proceedings of the 7th International Conference MIXDES' 2000, Gdynia, Poland, 15–17 June, 2000, pp. 181–184.
3. J. Kołodziej, A. Kos: *Estymacja strat energii w układach cyfrowych CMOS*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 2001, 47, z. 3, ss. 303–322.
4. A.S. Sedra, K.C. Smith: *Microelectronic Circuits*. Saunders College Publishing, New York 1991.
5. Alcatel Microelectronics 0.7 μ CMOS Library Update.: Electrical Parameters CMOS 0.7 μ - C07MA - C07MD, DS 13291, Revision 08.
6. W. Koźmiński, W. Kuźmicz: *UNCLE, Universal Circuit Layout Editor for Apple Macintosh Computers, User's Manual*. Institute of Microelectronics and Optoelectronics, Warsaw University of Technology, 1996.
7. A. Wojtasik, M. Niewczas, W. Kuźmicz: *Excess, A Flexible IC Circuit Extractor. User's Manual*. Institute of Microelectronics and Optoelectronics, Warsaw University of Technology, 1996.

A. GOLDA, A. KOS

EVALUATION OF UTILITARIAN PARAMETERS OF DIGITAL CMOS CIRCUITS PART I. MODELS OF GATES, NOISE MARGINS, PROPAGATION-TIME DELAYS

Summary

There is need to thoroughgoing quantitative and qualitative knowledge of digital CMOS circuits parameters, because of very high requirements of functionality and reliability that are putted to VLSI integrated circuits. The problem of energy losses was in the margin until quite recently. But modern processors demand hundreds Watts of energy. So if you take into consideration that about 90% of that energy is lost you should realise importance of information processing efficiency. Miniaturisation allows cutting down the propagation time delay through transistors and conduct paths of integrated circuit and simultaneously causes growing up of power density to the boundary of acceptable value. So there are some construction compromises which have an influence on final properties of integrated circuit. The authors acknowledge that thoroughgoing analysis of important parameters of silicon CMOS circuits is significant.

The paper is devoted to assessment of utilitarian parameters of digital CMOS integrated circuits. In the first part of the article propagation time delays and noise margins are discussed, whereas energy consumption is taken into consideration in the second part of the article.

In this part of article the analytical models of basic CMOS gates (inverter, two-input NAND and two-input NOR gates) are presented. They were performed on the basis of MOSFETs equations. The MOSFET model and short characterisation of CMOS structure are presented in second chapter.

Third chapter contains inverter model and analysis of noise margins and propagation time delays that was performed on the basis of this inverter model. The noise margins were evaluated from the voltage-transfer characteristic of gate. While, in order to propagation time delays evaluations the work of capacitance loaded inverter was analysed. The inverter was driven by ideal-pulse signal – the raising and the falling time are equal to zero.

The fourth and the fifth chapters contain similar models, which are performed for two-input NAND and NOR gates. Behaviours of these gates were considered for distinct cases of control: driving from different inputs separately and driving from short-circuit inputs.

The models describe voltage-transfer characteristics, gate current consumption versus input voltage, and gate threshold voltage. The evaluation of static and quasi short-circuit energy losses is also possible, thanks to these models. And it will be used in the second part of the article.

The sixth chapter presents comparison between results obtained from these models and simulation results.

Theoretical considerations were performed with use general variables (technological parameters) so, voltage-transfer characteristics, evaluation of current consumption, evaluation of noise margins, and propagation time delays can be received by replacement the concrete values of these parameters. So, comparison between gates built with identical transistors (for instance NAND and NOR), one type gates built with different size transistors, and the circuits performed in different CMOS technologies is possible. Interdependence between different parameters or quantities can be obtained from results of theoretical analysis, for example gate propagation time delay versus load capacitance: $t_p = t_p(C)$ or gate threshold voltage versus β_N and β_P parameters: $V_{th} = V_{th}(\beta_N, \beta_P)$.

The numeral results are obtained for Alcatel MIETEC CMOS 0.7μ - C07MA - C07MD technology.

Keywords: CMOS technology, gates models, noise margins, propagation-time delays

at was
ransfer
itance
nd the

D NOR
inputs

nd gate
o these

esults.
rs) so,
agation
n gates
sistors,
ifferent
on time
N, β_P).

Ocena parametrów użytkowych układów cyfrowych CMOS

Cz. 2. Straty energii

ADAM GOŁDA, ANDRZEJ KOS

*Katedra Elektroniki, Akademia Górniczo-Hutnicza
al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków
e-mail: {golda, kos}@uci.agh.edu.pl*

Otrzymano 2002.09.01

Autoryzowano 2002.12.18

Duża część współcześnie projektowanych układów VLSI pracuje w przenośnych urządzeniach, takich jak protezy dla niepełnosprawnych, telefony, komputery, itp. Główny problem projektowy polega na oszczędności energii zasilającej. Problem ten atakowany jest przez wielu autorów. Różne metody redukcji strat energii, w tym synteza logiczna, wymagają wnikliwego poznania mechanizmów fizycznych strat energii.

Niniejsza praca dotyczy oceny użytkowych parametrów cyfrowych układów CMOS. W pierwszej części artykułu omówiono modele podstawowych bramek CMOS, na podstawie których przeanalizowano między innymi marginesy zakłóceń oraz czasy propagacji tych bramek, a także ich pobór prądu w funkcji napięcia zasilania. Natomiast w tej części artykułu przedstawione zostały rezultaty oszacowania strat energii w układach CMOS oraz wyniki pomiarów rzeczywistych wartości parametrów bramek wykonanych w technologii Alcatel MIETEC CMOS 0.7 μ -C07MA-C07MD — straty energii, czasy propagacji.

W drugim rozdziale tego artykułu krótko scharakteryzowano rodzaje, przyczyny i miejsca powstawania strat energii w cyfrowych układach scalonych CMOS.

Przedmiotem analizy trzeciego rozdziału jest konsumpcja energii. Oceny strat energii dokonano na dwa sposoby: poprzez analizę teoretyczną i symulacje w programie PSPICE. Przeprowadzona analiza teoretyczna dotyczy dynamicznych (E_{dyn}) i statycznych (E_{st}) rodzajów strat energii. Dynamiczne straty podzielono na dwie składowe: przeładowania pojemności występujących w układzie (E_{dynCAP}) oraz straty związane z przepływem prądu quasi zwarcia (E_{dynSC}). Na podstawie modeli podstawowych bramek CMOS (z części I artykułu) dokonano oceny quasi zwarciegowego poboru energii, zaś poprzez analizę pojemności układu oszacowano pobór energii przeładowania pojemności. W końcowej części tego rozdziału znajduje się także zestawienie całkowitych strat energii podstawowych elementów CMOS od inwertera do czterowejściowych bramek NAND i NOR.

Rozdział czwarty zawiera wyniki eksperymentalnej weryfikacji przeprowadzonych analiz teoretycznych i symulacyjnych konsumpcji energii i czasów propagacji poszczególnych bramek. W tym celu zaprojektowano i sfabrykowano dwa testowe układy scalone w technologii Alcatel MIETEC CMOS 0.7 μ -C07MA-C07MD. Przeprowadzone pomiary umożliwiły również uzyskanie informacji o stratach występujących w połączeniach zewnętrznych (między układami scalonymi).

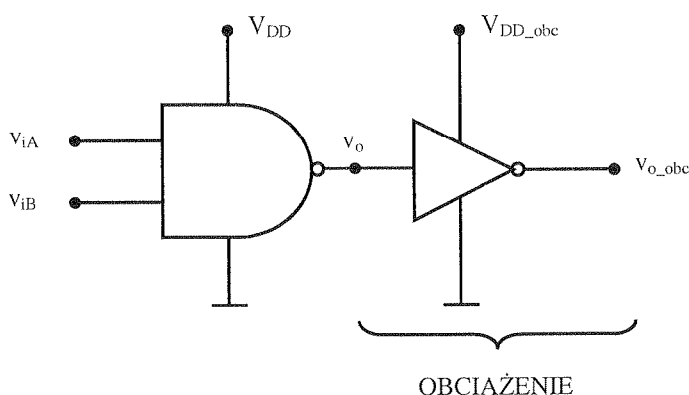
Dzięki takim analizom teoretycznym straty energii i czasy opóźnień mogą zostać oszacowane już na etapie projektowania cyfrowego układu scalonego CMOS. Natomiast rozszerzenie tej oceny na cały system elektroniczny może zostać dokonane poprzez uwzględnienie parametrów połączeń zewnętrznych. Jest to szczególnie ważne przy projektowaniu systemów o obniżonym poborze energii — Low Power.

Słowa kluczowe: układy cyfrowe CMOS, konsumpcja energii, projektowanie układów Low Power

1. WPROWADZENIE

Niniejsza część dotyczy oceny strat energii w układach cyfrowych CMOS. Układy poddane symulacji komputerowej przy użyciu programu PSPICE zostały zaprojektowane w technologii Alcatel MIETEC CMOS 0.7μ -C07MA-C07MD za pomocą edytora topografii UNCLE [1]. Ekstrakcji dokonano przy użyciu programu EXCESS [2]. Narzędzia te wchodzi w skład pakietu wspomagającego projektowanie układów scalonych IMIO-CAD. Pakiet ten umożliwia ekstrakcję tranzystorów MOS na poziomie (LEVEL) 2 i 3. Modele tranzystora dla obydwu poziomów uwzględniają zjawiska drugorzędne jednak model dla poziomu 2 jest dokładniejszy [3] co zadecydowało o jego wyborze mimo, że obliczenia dla tego poziomu są wolniejsze.

Aby badanym bramkom zapewnić jednakowe warunki pracy do wyjścia każdej z nich dołączono inwerter. Testowaną bramkę i jej obciążenie zbudowano z tranzystorów o jednakowych wymiarach. Przykładowy schemat układu wykorzystanego do oceny strat energii i czasu propagacji bramki NAND zamieszczono na rys. 1. Zastosowanie osobnych źródeł zasilania bramki testowanej i obciążającej pozwala na dokładne oszacowanie wartości prądu konsumowanego tylko przez badany układ. Gdyby użyto jednego źródła zasilania to zmierzony prąd zawierałby także składowe potrzebne do wysterowania wyjścia bramki obciążającej, których źródłem jest bramka obciążająca a nie testowana. W taki sam sposób badano bramki NOT i NOR.

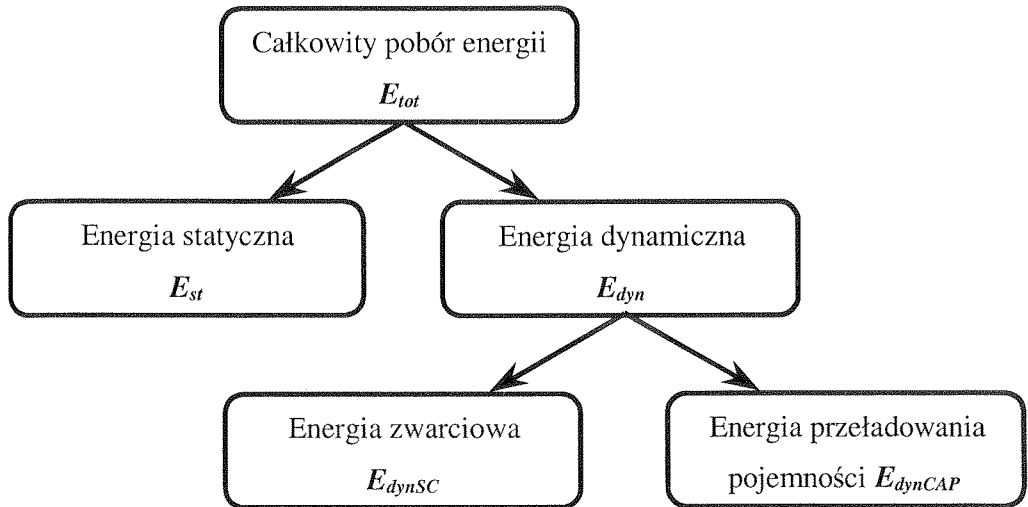


Rys. 1. Schemat przykładowego układu poddanego symulacji komputerowej

Fig. 1. Example of circuit under simulations

2. RODZAJE, PRZYCZYNY I MIEJSCA POWSTAWANIA STRAT ENERGII W UKŁADZIE CMOS

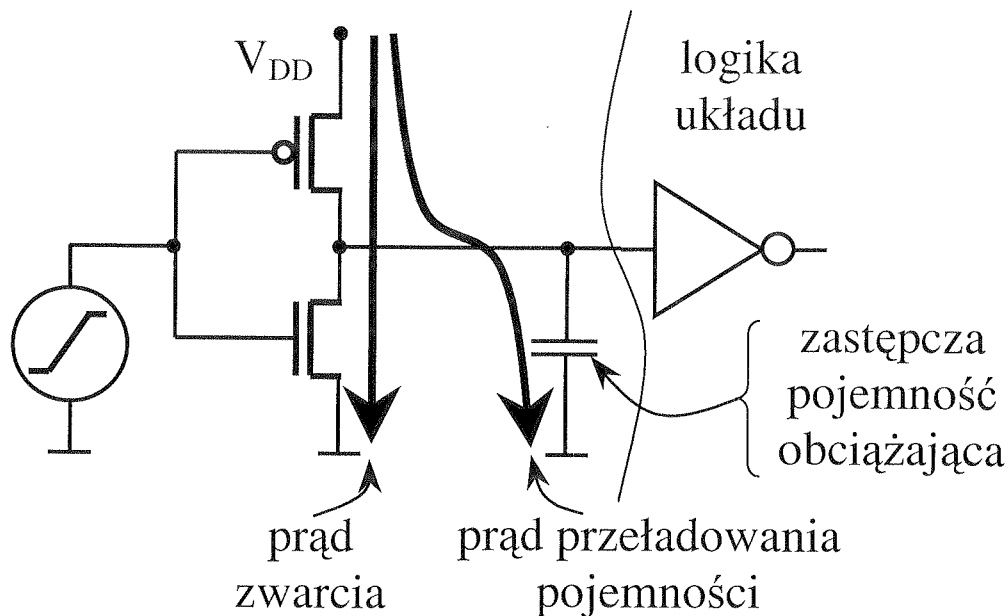
Całkowitą energię E_{tot} konsumowaną przez układy CMOS dzieli się na dwie składowe: statyczną E_{st} (z j. ang. *static*) i dynamiczną E_{dyn} (z j. ang. *dynamic*), w której można z kolei wyodrębnić energię zwarciovą E_{dynSC} (z j. ang. *short-circuit*) i potrzebną na przeładowanie pojemności obciążających E_{dynCAP} (z j. ang. *capacitance charging*), [4] [5] [6] [7] [8], rys. 2.



Rys. 2. Rodzaje strat energii w układach CMOS

Fig. 2. Kinds of energy losses in CMOS circuits

Wartość prądu pobieranego przez bramkę zwiększa się podczas przełączenia stanu na jej wyjściu (dynamiczne straty energii E_{dyn}), które jest powodowane zmianą aktywnego sygnału wejściowego (aktywnych sygnałów wejściowych). Dla pewnego zakresu napięć wejściowych tranzystory powiązane z takim wejściem (takimi wejściami) mogą przewodzić prąd. Jeżeli tylko na innych wejściach — w przypadku bramek wielowejściowych — panują takie stany logiczne, dla których przewodzą pozostałe tranzystory zamykające dowolną ścieżkę między potencjałami zasilania to wówczas przez tę ścieżkę płynie prąd zwany prądem zwarcia. Energia pobrana podczas jego przepływu jest energią zwarcia E_{dynSC} , rys. 3. Podczas zmiany stanu na wyjściu bramki muszą zostać przeładowane pojemności ją obciążające, które na rys. 3 zostały zaprezentowane jako jedna zastępcza pojemność obciążająca. Ta składowa prądu jest źródłem strat energii zwanych energią przeładowania pojemności E_{dynCAP} .



Rys. 3. Składowe dynamicznego prądu (dynamicznych strat energii)

Fig. 3. Dynamic current components (dynamic energy components)

Na całkowitą konsumpcję energii cyfrowych układów scalonych CMOS składają się następujące straty: w bramkach logicznych, połączeniach między bramkami (wewnątrz układu scalonego), padach (służących do połączenia układu scalonego z obudową) wraz z elementami zabezpieczającymi, połączeniach wyjść do innych układów scalonych bądź urządzeń elektronicznych (połączenia zewnętrzne).

3. POBÓR ENERGII

Energia pobrana przez układ w pewnym okresie czasu jest całką z mocy więc tymi wielkościami można posługiwać się zamiennie. Jednakże statyczne straty wygodniej jest przedstawiać jako moc, a dynamiczne jako energię pobraną podczas jednego okresu aktywnego sygnału wejściowego, w którym występują dwa przełączenia wyjścia bramki ($L-H$ i $H-L$ — co można w skrócie przedstawić jako cykl $L-H-L$ lub $H-L-H$) i dlatego w taki właśnie sposób zostaną one ukazane.

Z uwagi na to, że pobór energii statycznej jest pomijalnie mały w stosunku do pozostałych, całkowita energia konsumowana przez układ jest w przybliżeniu proporcjonalna do częstotliwości pracy układu. Mając daną energię E wymaganą na przełączenie bramki podczas jednego okresu (dwa przełączenia bramki) można w prosty sposób

porównać różne układy CMOS, a także obliczyć moc P traconą przez tą bramkę podczas jej przełączania z dowolną częstotliwością $f = 1/T$:

$$P = \frac{E}{T} = Ef \quad (1)$$

Oceny strat energii układów CMOS dokonano zarówno za pomocą komputerowej symulacji działania tych bramek jak i analitycznie. Modele podstawowych bramek CMOS przedstawione zostały w pierwszej części artykułu, a analiza pojemności układu znajduje się w podrozdziale 3.3 niniejszego artykułu. Otrzymane rezultaty zweryfikowano pomiarami rzeczywistych wartości parametrów bramek CMOS, w tym celu zaprojektowano i sfabrykowano dwa testowe układy scalone.

3.1. MOC STATYCZNA

Budowa układów CMOS jest oparta na parze tranzystorów komplementarnych, w związku z tym wartość mocy rozpraszanej w warunkach statycznych jest określona przez prąd wsteczny złącza p - n utworzonego między regionem kanału a źródłem lub drenem tranzystora pracującego w obszarze odcięcia. Powyższe stwierdzenie jest prawdziwe wtedy, gdy napięcia wejściowe bramek należą do zakresu $v_i \in [0; V_{TN}]$ dla stanu L lub $v_i \in (V_{DD} + V_{TP}; V_{DD}]$ dla stanu H — odpowiada to segmentom A lub E na charakterystyce przejściowej bramki, rys. 5 w pierwszej części artykułu. Warunki te są przeważnie spełnione, ale należy pamiętać, że przedziały napięć odpowiadające stanom logicznym są szersze: $v_{iL} \in [0; V_{iLmax})$ oraz $v_{iH} \in (V_{iHmin}; V_{DD}]$, gdzie $V_{iLmax} > V_{TN}$ i $V_{iHmin} < V_{DD} + V_{TP}$ oraz $V_{TN} > 0$ i $V_{TP} < 0$.

Wynika stąd, że dla napięć wejściowych z zakresu $v_i \in (V_{TN}; V_{iLmax})$ oraz $v_i \in (V_{iHmin}; V_{DD} + V_{TP})$ prąd pobierany przez układ jest o wiele większy — segmenty B i D na charakterystyce przejściowej bramki.

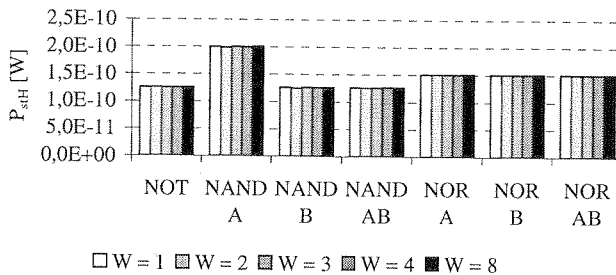
Pojawienie się takiego zakłócenia, które przesunie wartość napięcia wejściowego z segmentu A lub E do segmentu odpowiednio B lub D ale nie zafałszuje wartości logicznej sygnału, nie zakłóci pracy układu lecz spowoduje zwiększenie wartości prądu pobieranego przez układ. Podobnie pozostawienie niewykorzystanych wejść układów CMOS niepołączonych ani z masą V_{SS} ani z zasilaniem V_{DD} może zwiększyć pobór mocy, ponieważ niewykluczone jest wzbudzenie się układu lub też ustalenie się takiego potencjału wejścia, dla którego tranzystory komplementarne będą w stanie przewodzenia i popłynię przez nie prąd zwarcia [4]. Warto tutaj zwrócić uwagę na fakt, że rozróżnienie energii statycznej od zwarciowej nie jest w tym ostatnim przypadku oczywiste.

Nominalne poziomy napięć sygnału na wyjściu rzeczywistego układu CMOS (obciążonego podobnymi układami) są nieznacznie różne od napięć V_{SS} lub V_{DD} . Z przyjętego modelu tranzystorów MOSFET (część pierwsza artykułu) oraz przy założeniu braku zakłóceń wynika, że teoretyczne napięcia wyjściowe odpowiadające stanom L i H wynoszą odpowiednio $V_{SS} = 0$ i V_{DD} . W tej sytuacji teoretyczna moc statyczna jest zawsze równa

zeru. W rzeczywistych układach moc ta ma pewną wartość, która może być różna dla bramki znajdującej się w stanie H lub L . Ze względu na to moc statyczną definiuje się jako średnią arytmetyczną mocy pobieranej przez układ gdy na jego wyjściu panuje wysoki stan logiczny H — P_{stH} lub niski stan logiczny L — P_{stL} :

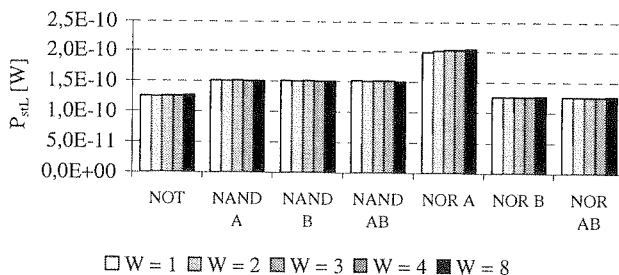
$$P_{st} = \frac{P_{stH} + P_{stL}}{2} \quad (2)$$

Na rysunkach 4, 5 i 6 znajdują się wartości mocy statycznej P_{stH} , P_{stL} oraz P_{st} uzyskane za pomocą symulacji komputerowej w programie PSPICE (analiza dc) układów NOT, dwuwęściowej bramki NAND i NOR. Dwuwęściowe bramki były sterowane zarówno z pojedynczych jak i zwartych wejść. Bramka NAND sterowana z „najbardziej zewnętrznego” wejścia — A (wejście B na stałe dołączone do zasilania V_{DD}) oznaczona została jako NAND A, lub NAND_A, podobnie oznaczono bramki sterowane z innych wejść. Porównane zostały układy o różnych wartościach parametru k zdefiniowanego równaniem (5) w pierwszej części artykułu. Zmiany tego parametru uzyskano poprzez zmianę szerokości kanału tranzystora PMOS: $W_p \in \{1, 2, 3, 4, 8\} [\mu m]$; pozostałe wymiary tranzystorów pozostawały bez zmian: $W_N = 1 [\mu m]$, $L_N = 0,7 [\mu m]$, $L_p = 0,7 [\mu m]$.



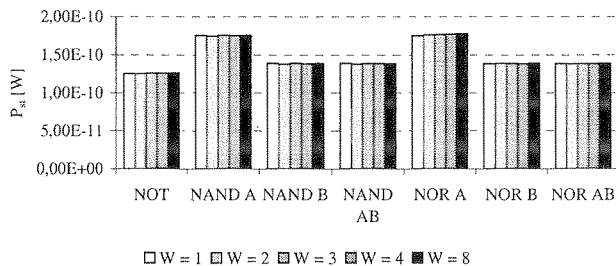
Rys. 4. Moc statyczna P_{stH} badanych bramek, $W [\mu m]$ — szerokość kanału tranzystora PMOS

Fig. 4. Test gates P_{stH} static power, $W [\mu m]$ — width of PMOS channel



Rys. 5. Moc statyczna P_{stL} badanych bramek, $W [\mu m]$ — szerokość kanału tranzystora PMOS

Fig. 5. Test gates P_{stL} static power, $W [\mu m]$ — width of PMOS channel



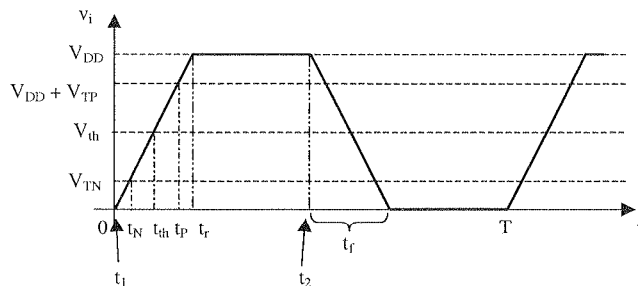
Rys. 6. Moc statyczna P_{st} badanych bramek, W [μm] — szerokość kanału tranzystora PMOS

Fig. 6. Test gates P_{st} static power, W [μm] — width of PMOS channel

Z otrzymanych rezultatów wynika, że najwięcej energii statycznej pobierają bramki NAND i NOR sterowane z „najbardziej zewnętrznego” wejścia, a najmniej — inwerter.

3.2. ENERGIA ZWARCIA

Energia ta jest związana z przepływem prądu między potencjałami zasilania poprzez włączone tranzystory podczas przełączania bramki. Weźmy pod uwagę sytuację gdy na wejście bramki podany jest sygnał składający się z ciągu zer i jedynek logicznych występujących naprzemiennie, a na pozostałych wejściach — w przypadku wielowejsciowego układu — panują stany „zezwalające” na przełączenie wyjścia. Aktywny — zmieniający się i powodujący reakcję wyjścia — sygnał wejściowy można przybliżyć przebiegiem trapezowym, rys. 7.



t_N — czas, w którym napięcie wejściowe osiąga wartość $v_i = V_{TN}$,
 t_{th} — czas, w którym napięcie wejściowe osiąga wartość $v_i = V_{th}$,
 t_p — czas, w którym napięcie wejściowe osiąga wartość $v_i = V_{DD} + V_{TP}$,
 t_r — czas narastania,
 t_f — czas opadania,
 t_1 — czas, w którym napięcie wejściowe zaczyna narastać,
 t_2 — czas, w którym napięcie wejściowe zaczyna opadać.

Rys. 7. Sygnał wejściowy

Fig. 7. Input signal

Energia zwarcia E_{dynSC} może być wyrażona jako całka mocy chwilowej wydzielanej na skutek przepływu prądu zwarcia I_{dynSC} . Energia ta dla jednego okresu sygnału wejściowego (dwa przełączenia bramki) wyraża się wzorem:

$$E_{dynSC} = \int_0^T V_{DD} I_{dynSC} dt = V_{DD} \int_0^T I_{dynSC} dt \quad (3)$$

gdzie T — okres sygnału wejściowego, V_{DD} — napięcie zasilania.

Wartość prądu zwarcia jest różna od zera tylko podczas narastania i opadania sygnału wejściowego. Dodatkowo przy uwzględnieniu przyjętego modelu, dla którego prąd bramki płynie jedynie dla zakresu napięć wejściowych $v_i \in (V_{TN}; V_{DD} + V_{TP})$, oraz gdy czasy narastania i opadania są identyczne $t_r = t_f$, a także $t_1 = 0$, $V_{DD} = constans$ otrzymuje się:

$$E_{dynSC} = 2V_{DD} \int_{t_N}^{t_r} I_{dynSC} dt \quad (4)$$

Poniżej przedstawiony jest wynik obliczenia energii zwarcia inwertera, sterowanego napięciem o przebiegu trapezowym, w którym czasy narastania t_r i opadania t_f sygnału są równe:

$$E_{dynSC} = \frac{t_r}{3} [\beta_N (V_{th} - V_{TN})^3 + \beta_P (V_{DD} + V_{TP} - V_{th})^3] \quad (5)$$

Z powyższej analizy wynika, że energia zwarcia E_{dynSC} inwertera jest wprost proporcjonalna do czasu narastania/opadania sygnału wejściowego.

Poniżej przedstawione są wyniki teoretycznej i symulacyjnej oceny strat energii zwarcia bramek NOT oraz dwuwejściowych NAND i NOR. Bramki te zbudowano z tranzystorów o minimalnych dla użytej technologii wymiarach [9]: $W_P = W_N = 1$ [μm], $L_P = L_N = 0,7$ [μm], których parametry wynoszą [9]: $\beta_P = 33,70$ [$\mu A/V^2$], $\beta_N = 131$ [$\mu A/V^2$], $V_{TP} = -1,05$ [V], $V_{TN} = 0,81$ [V]. Oceny dokonano przy stałej częstotliwości przełączania układów równej 1 [kHz] (dynamiczne straty mocy są dla tej częstotliwości są bardzo małe), a czasy narastania/opadania miały następujące wartości: 1 [ns], 10 [ns], 100 [ns], 1 [μs], 10 [μs] i 100 [μs].

Teoretyczne wartości obliczone zostały na podstawie wzoru definicyjnego (3), w którym zastosowano przybliżone całkowanie metodą trapezów z maksymalnym błędem obliczenia całki rzędu 0,001 [%].

Wartości energii E_{dynSC} uzyskane za pomocą symulacji komputerowych otrzymano wykorzystując liniową zależność tej energii od czasu narastania/opadania sygnału wejściowego dla inwertera i zakładając jej poprawność dla pozostałych bramek. Dokonując pomiarów całkowitej energii pobieranej przez układ przy stałej częstotliwości przełączeń i zmieniającym się czasie narastania/opadania sygnału wejściowego można obliczyć energię zwarcia. W tabeli 1 zamieszczono wartości energii zwarcia uzyskane za pomocą teoretycznych obliczeń oraz symulacji komputerowych. Rys. 8 przedstawia porównanie tych energii dla czasu narastania/opadania równego 10 [μs].

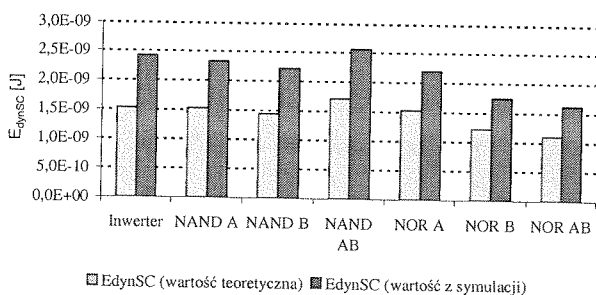
Tabela 1

Wartości energii zwarcia w zależności od czasu narastania/opadania sygnału wejściowego

Amounts of quasi short-circuit energy vs. input signal rising/falling time

$t_r = t_f$	1 [ns]		10 [ns]		100 [ns]	
	E_{dynSC_sym}	E_{dynSC_teor}	E_{dynSC_sym}	E_{dynSC_teor}	E_{dynSC_sym}	E_{dynSC_teor}
	[J]	[J]	[J]	[J]	[J]	[J]
Inwerter	2,12E-13	1,53E-13	2,30E-12	1,53E-12	2,30E-11	1,53E-11
NAND _A	2,04E-13	1,53E-13	2,51E-12	1,53E-12	2,49E-11	1,53E-11
NAND _B	2,11E-13	1,44E-13	2,26E-12	1,44E-12	2,24E-11	1,44E-11
NAND _{AB}	2,47E-13	1,71E-13	2,77E-12	1,71E-12	2,70E-11	1,71E-11
NOR _A	1,89E-13	1,53E-13	2,16E-12	1,53E-12	2,22E-11	1,53E-11
NOR _B	1,69E-13	1,22E-13	1,65E-12	1,22E-12	1,67E-11	1,22E-11
NOR _{AB}	1,23E-13	1,11E-13	1,57E-12	1,11E-12	1,59E-11	1,11E-11

$t_r = t_f$	1 [μs]		10 [μs]		100 [μs]	
	E_{dynSC_sym}	E_{dynSC_teor}	E_{dynSC_sym}	E_{dynSC_teor}	E_{dynSC_sym}	E_{dynSC_teor}
	[J]	[J]	[J]	[J]	[J]	[J]
Inwerter	2,50E-10	1,53E-10	2,42E-09	1,53E-09	-	1,53E-08
NAND _A	2,47E-10	1,53E-10	2,33E-09	1,53E-09	-	1,53E-08
NAND _B	2,25E-10	1,44E-10	2,22E-09	1,44E-09	-	1,44E-08
NAND _{AB}	2,60E-10	1,71E-10	2,56E-09	1,71E-09	-	1,71E-08
NOR _A	2,29E-10	1,53E-10	2,20E-09	1,53E-09	-	1,53E-08
NOR _B	1,82E-10	1,22E-10	1,75E-09	1,22E-09	-	1,22E-08
NOR _{AB}	1,68E-10	1,11E-10	1,62E-09	1,11E-09	-	1,11E-08

Rys. 8. Wartości energii E_{dynSC} badanych układów dla $t_r = t_f = 10$ [μs]Fig. 8. Amounts of tested gates E_{dynSC} energy for $t_r = t_f = 10$ [μs]

Otrzymane teoretyczne wartości energii zwarcia – obliczane z definicji – równanie (4) – potwierdzają jej liniową zależność od czasu narastania/opadania sygnału sterującego nie tylko w przypadku inwertera, dla którego wyprowadzono tę zależność także analitycznie – równanie (5), ale także dla pozostałych bramek sterowanych z różnych wejść. Wartości te są co prawda mniejsze od uzyskanych za pomocą symulacji komputerowych, ale zarówno wyniki teoretyczne i symulacyjne jednakowo oceniają która bramka i jak sterowana pobiera więcej energii.

3.3. ENERGIA PRZEŁADOWANIA POJEMNOŚCI

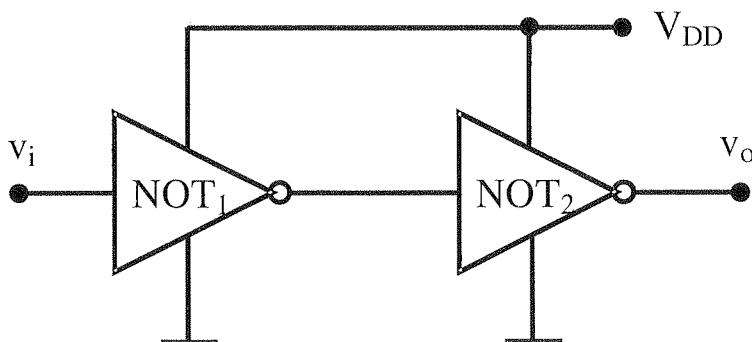
Straty energii przeładowania pojemności E_{dynCAP} występują, podobnie jak w przypadku energii zwarcia, tylko podczas przełączania bramki. Zmiana logicznego stanu wyjściowego bramki z L na H lub odwrotnie jest równoważna zmianie napięcia wyjściowego o wartość V_{DD} (od $V_{SS} = 0$ do V_{DD} lub przeciwnie). Każde przełączenie wymaga przeładowania pojemności obciążającej układ. Wartość tej energii oblicza się biorąc pod uwagę dwa przełączenia bramki w jednym okresie aktywnego sygnału wejściowego i wynosi ona

$$E_{dynCAP} = CV_{DD}^2 \quad (6)$$

gdzie C — całkowita pojemność obciążająca bramkę (zarówno wewnętrzna — tranzystorów jak i zewnętrzna — połączeń i wejściowa układów obciążających).

Składowa przeładowania pojemności energii dynamicznej E_{dynCAP} pobieranej przez bramkę oraz czas jej propagacji t_p silnie zależą od pojemności obciążającej C . Poniżej przedstawione zostały wyniki oszacowania pojemności zastępczych podstawowych bramek CMOS.

Jako pierwszy i najprostszy przypadek zostanie oszacowana wartość zastępczej pojemności obciążającej inwertera — na przykładzie dwu bramek NOT znajdujących się w jednym układzie scalonym, rys. 9.



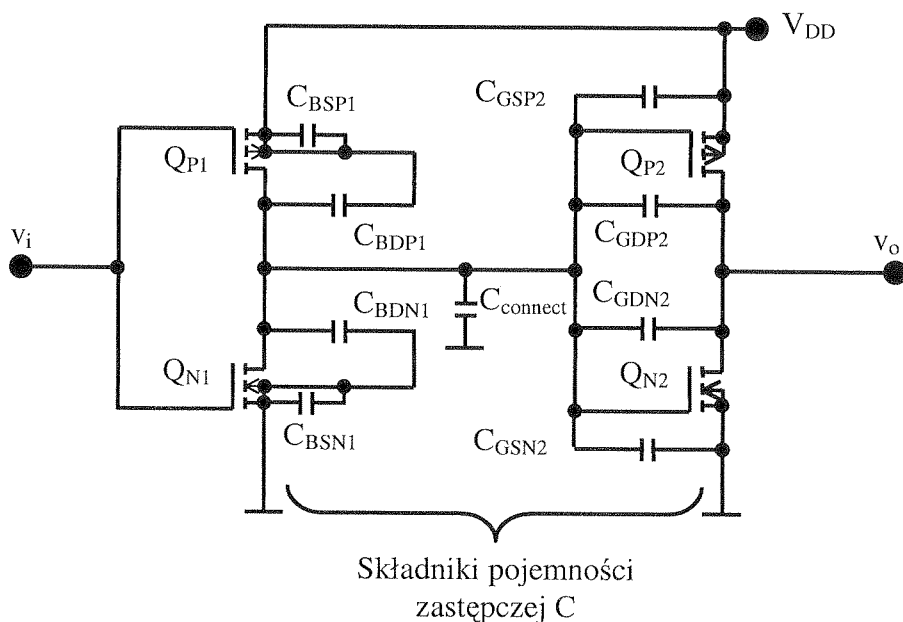
Rys. 9. Połączenie inwerterów — schemat ogólny

Fig. 9. Inverters connection — schematic diagram

Pojemności tranzystora MOSFET oszacowano na podstawie modelu Shichmana-Hodgesa [3].

Rys. 10 przedstawia schemat układu inwerterów z uwzględnieniem pojemności stanowiących obciążenie bramki NOT₁:

- pojemności złączowe bramki NOT₁ (C_{BSP1} , C_{BDP1} , C_{BSN1} , C_{BDN1}),
- pojemności tlenkowe bramki NOT₂ (C_{GSP2} , C_{GDP2} , C_{GSN2} , C_{GDN2}),
- pojemności połączeń $C_{connect}$.



Rys. 10. Połączenie inwerterów — wyznaczenie pojemności zastępczej

Fig. 10. Inverters connection — substitute capacitance evaluation

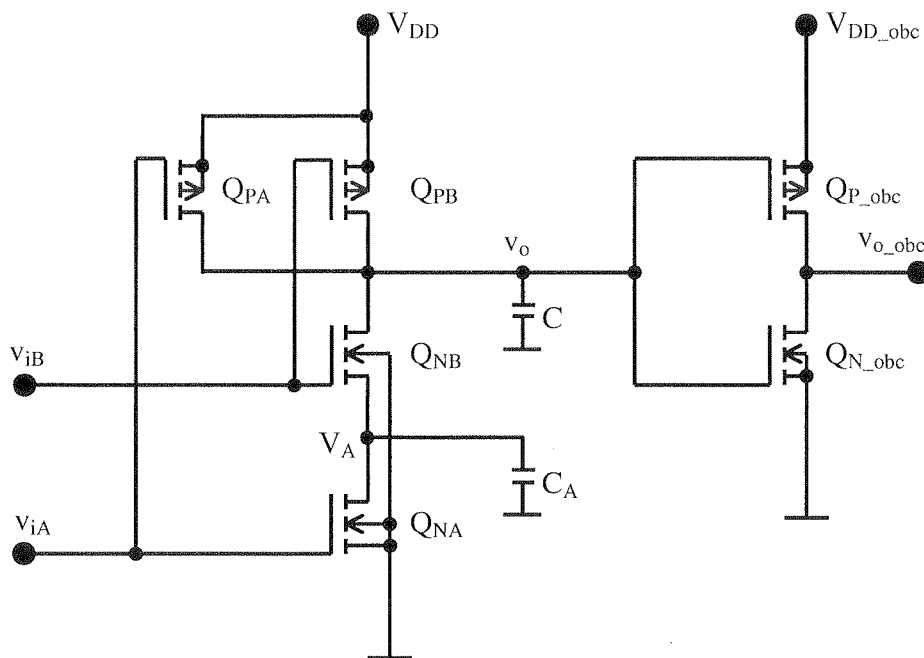
Całkowitą pojemność obciążenia przyjęto jako sumę wymienionych uprzednio pojemności. Są one rozłożone w różnych miejscach układu. To sumowanie nie jest więc rezultatem równoległego połączenia pojemności, lecz wynika z tego, że przy przełączaniu wyjścia bramki wszystkie te pojemności muszą zostać przeładowane.

Pojemności podłoże-źródło są przeładowywane tylko w bardzo niewielkim i dodatkowo nie znanym dokładnie zakresie napięć, więc nie uwzględniono ich w pojemności zastępczej. Oprócz pojemności podłoże-źródło pominięto także pojemności podłoże-studnia, pojemności ścieżek doprowadzających zasilanie (założono, że przełączanie układu nie powoduje spadku wartości napięcia zasilania — czyli nie są przeładowywane te pojemności). Także i w tym przypadku określenie zakresu napięć przeładowujących te pojemności jest trudne do zrealizowania.

Zastępcza pojemność obciążająca inwerter NOT_1 z rys. 9 ma wartość (wymiary tranzystorów budujących te bramki są minimalne dla tej technologii i wynoszą $W_N = W_P = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_N = L_P = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$, do obliczeń wykorzystano nominalne wartości wszystkich parametrów [9]):

$$C = C_{GDN2} + C_{GSN2} + C_{GDP2} + C_{GSP2} + C_{BDN1} + C_{BDP1} + C_{connect} = 16,13 \text{ [fF]}.$$

Zastępcza pojemność obciążająca bramki NAND składa się — w odróżnieniu od inwertera — z dwu pojemności oznaczonych jako C i C_A , rys. 11. Takiego podziału dokonano dlatego, że można wyodrębnić pojemności, które są przeładowywane w zakresie napięć $\Delta V_A = V_{Amax} - V_{Amin}$. Są one dołączone do punktu V_A , a ich pojemność zastępczą oznaczono jako C_A . Większość uwzględnionych pojemności jest jednak związana z wyjściem układu i wchodzi one w skład zastępczej pojemności obciążenia C .



Rys. 11. Wyznaczanie zastępczej pojemności bramki NAND obciążonej inwerterem

Fig. 11. Evaluation of substitute capacitance of NAND gate loaded by inverter

Wyróżnione podczas badania charakterystyk przejściowych (w części pierwszej artykułu) trzy przypadki sterowania bramki NAND zachowują swoją ważność także przy analizie zastępczej pojemności obciążającej tego układu. Jest to spowodowane tym, że różne tranzystory biorą udział przy przełączaniu bramki aktywowanej z różnych wejść. W tabeli 2 przedstawione są składniki zastępczych pojemności C i C_A .

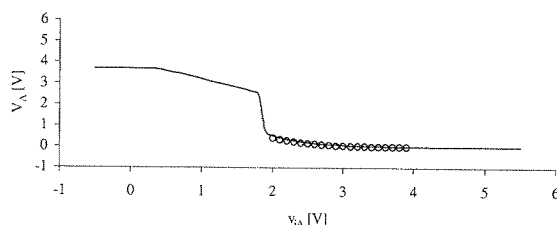
Tabela 2

Składniki pojemności zastępczych bramki NAND – przypadek ogólny

Components of NAND gate substitute capacitance

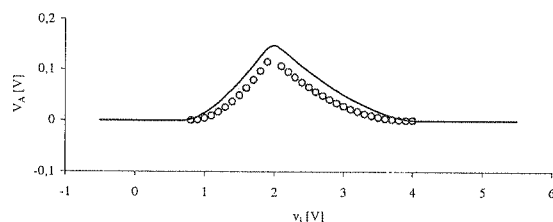
	C	C_A
NAND _A	$C_{BDNB}, C_{BDPA}, C_{GSN_obc}, C_{GDN_obc}, C_{GSP_obc}, C_{GDP_obc}, C_{connect}$	C_{BDNA}, C_{BSNB}
NAND _B	$C_{BDNB}, C_{BDPB}, C_{GSN_obc}, C_{GDN_obc}, C_{GSP_obc}, C_{GDP_obc}, C_{connect}$	C_{BDNA}, C_{BSNB}
NAND _{AB}	$C_{BDNB}, C_{BDPA}, C_{BDPB}, C_{GSN_obc}, C_{GDN_obc}, C_{GSP_obc}, C_{GDP_obc}, C_{connect}$	C_{BDNA}, C_{BSNB}

Należy także zwrócić uwagę na to, że pojemności złączowe C_A są różne dla przypadków NAND_A, NAND_B i NAND_{AB}, ponieważ różne są dla nich wartości ΔV_A . Ponadto napięcie V_A zachowuje się inaczej przy przełączaniu bramki NAND z wejścia A niż gdy bramka jest sterowana z wejścia B lub jednocześnie z obu wejść, rys. 12 oraz 13 i 14. W dwu ostatnich przypadkach jedno przełączenie wyjścia bramki powoduje najpierw ładowanie a potem rozładowanie pojemności C_A , więc pojemność ta jest przeładowywana dwukrotnie częściej. Dlatego wartości strat energii przeładowania pojemności przy przełączaniu bramki NAND są następujące:



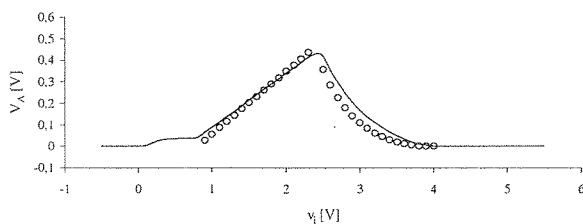
Rys. 12. Napięcie V_A w funkcji napięcia wejściowego v_{iA} (bramki NAND sterowanej z wejścia A)
 — wynik symulacji PSPICE, oooooo wartości teoretyczne (segment D)

Fig. 12. V_A voltage vs. input voltage v_{iA} (NAND gate activated from input A) — simulation results (PSPICE), oooooo theoretical results (segment D)



Rys. 13. Napięcia V_A w funkcji napięcia wejściowego v_{iB} (bramki NAND sterowanej z wejścia B)
 — wynik symulacji PSPICE, oooooo wartości teoretyczne (segmenty B, D)

Fig. 13. V_A voltage vs. input voltage v_{iB} (NAND gate activated from input B) — simulation results (PSPICE), oooooo theoretical results (segments B, D)



Rys. 14. Napięcie V_A w funkcji napięcia wejściowego $v_i = v_{iA} = v_{iB}$ (bramki NAND sterowanej z obu wejść jednocześnie) — wynik symulacji PSPICE, oooooo wartości teoretyczne (segmenty B, D)

Fig. 14. V_A voltage vs. input voltage $v_i = v_{iA} = v_{iB}$ (NAND gate activated from both inputs) — simulation results (PSPICE), oooooo theoretical results (segments B, D)

NAND_A:

$$E_{dynSC} = CV_{DD}^2 + C_A (\Delta V_A)^2 \quad (7)$$

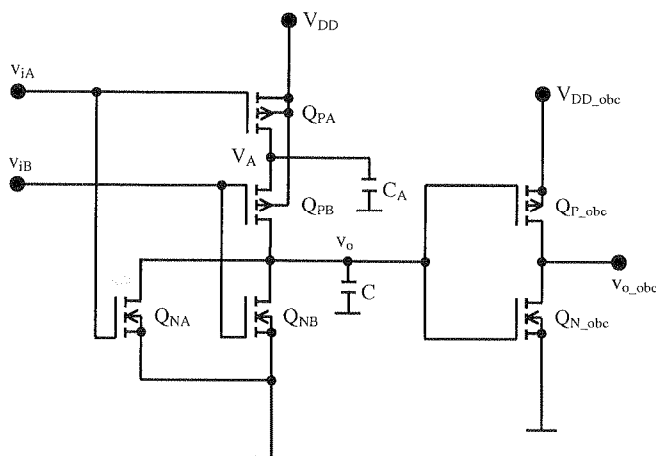
NAND_B:

$$E_{dynSC} = CV_{DD}^2 + 2C_A (\Delta V_A)^2 \quad (8)$$

NAND_{AB}:

$$E_{dynSC} = CV_{DD}^2 + 2C_A (\Delta V_A)^2 \quad (9)$$

Zastępcza pojemność obciążająca bramki NOR, podobnie jak bramki NAND, składa się z dwu pojemności oznaczonych jako C i C_A , rys. 15.



Rys. 15. Wyznaczenie zastępczej pojemności bramki NOR obciążonej inwerterem

Fig. 15. Evaluation of substitute capacitance of NOR gate loaded by inverter

Wyodrębnione podczas badania charakterystyk przejściowych trzy przypadki sterowania bramki NOR także zachowują swoją ważność przy analizie zastępczej pojemności obciążającej tego układu. W tabeli 3 przedstawione są składniki zastępczych pojemności C i C_A .

Tabela 3

Składniki pojemności zastępczych bramki NOR – przypadek ogólny

Components of NOR gate substitute capacitance

	C	C_A
NOR _A	$C_{BDNA}, C_{BDPB}, C_{GSN_obc}, C_{GDN_obc}, C_{GSP_obc}, C_{GDP_obc}, C_{connect}$	C_{BDPA}, C_{BSPB}
NOR _B	$C_{BDNB}, C_{BDPB}, C_{GSN_obc}, C_{GDN_obc}, C_{GSP_obc}, C_{GDP_obc}, C_{connect}$	C_{BDPA}, C_{BSPB}
NOR _{AB}	$C_{BDNA}, C_{BDNA}, C_{BDPB}, C_{GSN_obc}, C_{GDN_obc}, C_{GSP_obc}, C_{GDP_obc}, C_{connect}$	C_{BDPA}, C_{BSPB}

Wartości strat energii przeładowania pojemności bramki NOR należy szacować w sposób analogiczny do przedstawionego dla bramek NAND.

3.4. CAŁKOWITE STRATY ENERGII

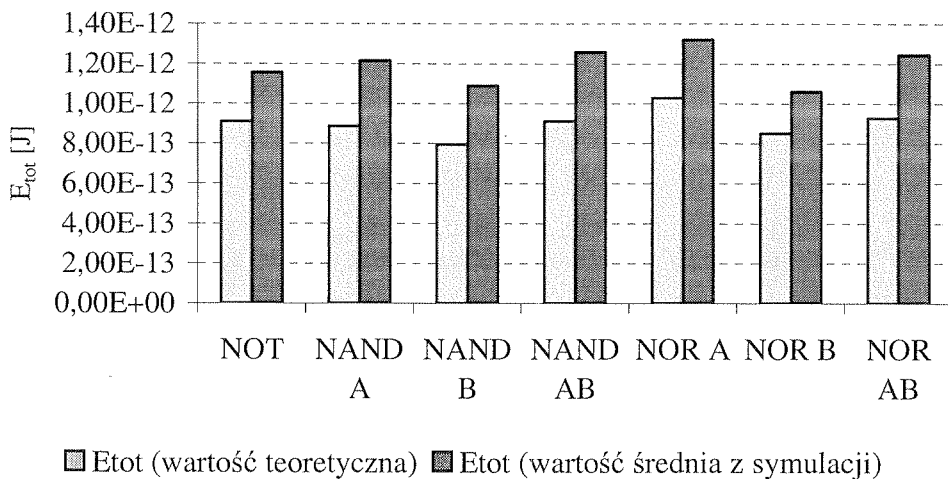
W tym punkcie przedstawiono przykładowe wyniki teoretycznego i symulacyjnego (PSPICE) oszacowania strat energii. Przebadano układy zbudowane z tranzystorów o następujących wymiarach:

- $W_N = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_N = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$, $W_P = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_P = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$ – nazwane w skrócie SMALL,
- $W_N = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_N = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$, $W_P = 4 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_P = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$ – nazwane w skrócie MEDIUM,
- $W_N = 1 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_N = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$, $W_P = 8 \text{ } [\mu\text{m}]$, $L_P = 0,7 \text{ } [\mu\text{m}]$ – nazwane w skrócie LARGE.

Teoretyczną analizę dokonano dla układów NOT oraz dwuwejściowych bramek NAND i NOR, natomiast symulacje w programie PSPICE objęły także układy o większej liczbie wejść. Aby z symulacji komputerowych wyznaczyć całkowitą energię pobieraną w układzie przeprowadzono szereg analiz typu *transient*. Wynikową wartość tej energii obliczono jako średnią arytmetyczną energii uzyskanych w kilkudziesięciu okresach dla częstotliwości przełączania 1 [kHz], 10 [kHz], 100 [kHz], 1 [MHz], 10 [MHz] oraz 100 [MHz].

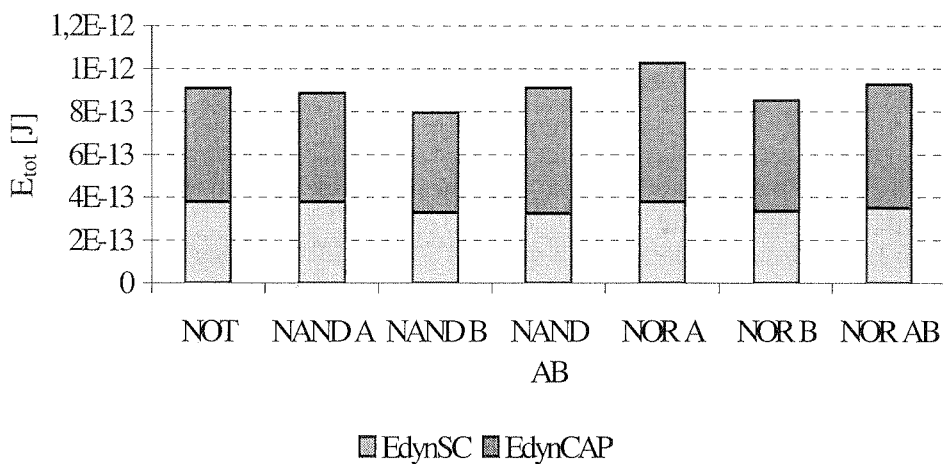
Wejście oznaczone jako A jest związane z „najbardziej zewnętrzną” parą tranzystorów komplementarnych, kolejne litery oznaczają „coraz bardziej wewnętrzną” parę.

Na rys. 16 ukazano porównanie teoretycznych wyników z rezultatami otrzymanymi za pomocą symulacji (układy MEDIUM), a rys. 17 przedstawia całkowity pobór energii E_{tot} układów MEDIUM jako sumę energii dynamicznych: przeładowania pojemności E_{dynCAP} i zwarciowej E_{dynSC} .



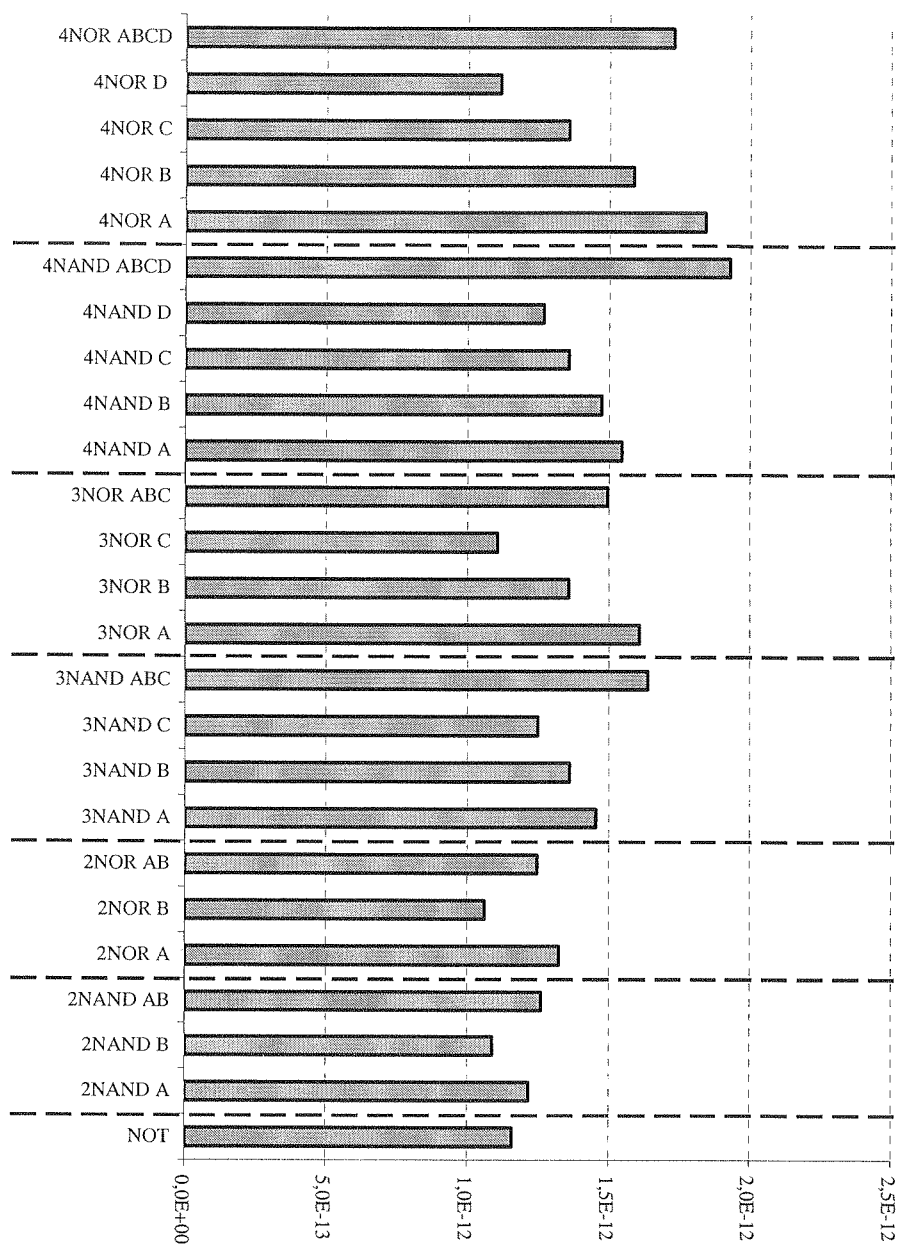
Rys. 16. Porównanie teoretycznych i symulacyjnych wartości energii układów MEDIUM

Fig. 16. Comparison of theoretical to simulation results of energy losses of MEDIUM circuits

Rys. 17. Wartość całkowitej energii strat E_{tot} układów MEDIUM jako suma energii przeładowania pojemności E_{dynCAP} i zwarcia E_{dynSC} Fig. 17. Total energy losses E_{tot} of MEDIUM circuits as a sum of capacitance charging/discharging E_{dynCAP} and short-circuit E_{dynSC} energy

Zestawienie całkowitych strat energii układów MEDIUM aktywowanych z różnych wejść jest zaprezentowane na rys. 18.

$E_{tot_sym} [J]$



Rys. 18. Całkowita energia strat E_{tot} układów MEDIUM

Fig. 18. MEDIUM circuits total energy losses E_{tot}

Sporządzone modele energetyczne bramek CMOS pozwalają na estymację i porównanie strat energii, wartości i kierunków zmian napięcia progowego, marginesów zakłóceń bramek CMOS sterowanych z różnych wejść. Dotyczy to zarówno porównania między sobą bramek zbudowanych z identycznych tranzystorów (np. $NAND_A$ MEDIUM i NOR_A MEDIUM), jak i wpływu wymiarów tranzystorów (np. NOT_A SMALL i NOT_A LARGE), a także zmian parametrów technologicznych, ponieważ analiza przeprowadzona została na ogólnych zmiennych. Teoretyczne wartości energii są mniejsze od uzyskanych za pomocą komputerowej symulacji. Przyczyn takiej sytuacji jest kilka: proste zamodelowanie tranzystorów, brak uwzględnienia mocy statycznej – jej teoretyczna wartość wynosi zero, pominięcie niektórych pojemności.

Wyniki symulacji komputerowych potwierdzają teoretyczne oszacowania strat energii, napięcia progowego (a przez to marginesów zakłóceń), i co więcej uogólniają je na bramki o większej liczbie wejść.

Z przeprowadzonych badań wynika, że ze wzrostem liczby wejść układu całkowity pobór energii rośnie. Zachowana jest przy tym zależność – zarówno dla bramek $NAND$ i NOR , że najmniej energii pobiera układ sterowany z „najbardziej wewnętrznego” wejścia. Przy zwartych wszystkich wejściach straty są co najmniej porównywalne ze stratami układu sterowanego z wejścia „najbardziej zewnętrznego”. W tym przypadku jednak pobór energii zależy od rodzaju układu (czy jest to bramka $NAND$ czy NOR). Dla bramek $NAND$ MEDIUM i LARGE ze zwartymi wejściami uzyskano wartości o wiele większe niż przy sterowaniu ich z wejścia A. Największe różnice pomiędzy tymi stratami zanotowano dla układów $NAND$ LARGE, a najmniejsze dla $NAND$ SMALL. Główną przyczyną tej sytuacji jest wzrost poboru energii przeładowania pojemności związany ze zwiększeniem szerokości kanału tranzystorów PMOS. W bramce $NAND$ sterowanej ze zwartych wejść przeładowane są pojemności wszystkich obszarów drenów tranzystorów PMOS, a w pozostałych przypadkach jest to tylko obszar jednego drenu. Wzrost szerokości kanału tranzystora PMOS powoduje zwiększenie wartości tej pojemności, a w efekcie wzrost mocy dynamicznej. Tego efektu nie zauważono natomiast dla układów NOR , co potwierdza wyrażoną wcześniej tezę, ponieważ wymiary tranzystorów NMOS były stałe dla każdego z przeanalizowanych przypadków – nie zmieniały się więc wartości pojemności obszarów drenów tranzystorów NMOS w bramkach NOR .

Całkowite straty mocy rosną wraz ze zwiększaniem szerokości kanału tranzystorów, z których budowany jest układ. Największe straty mocy wydzielili się w układach LARGE, a najmniejsze w układach SMALL.

4. EKSPERYMENTALNA WERYFIKACJA WYNIKÓW

W celu weryfikacji pomiarowej uzyskanych wyników teoretycznych i symulacyjnych zaprojektowano i sfabrykowano w technologii CMOS $0.7\mu\text{m}$ -C07MA-C07MD [9] dwa układy scalone. Pierwszy układ, którego topografia znajduje się na rys. 19 (a), składa się z szeregu identycznych inwerterów połączonych w 10 kaskad po 100 bramek oraz 4 kaskady po 500 bramek. Drugi układ – rys. 19 (b) – składa się z szeregu identycznych

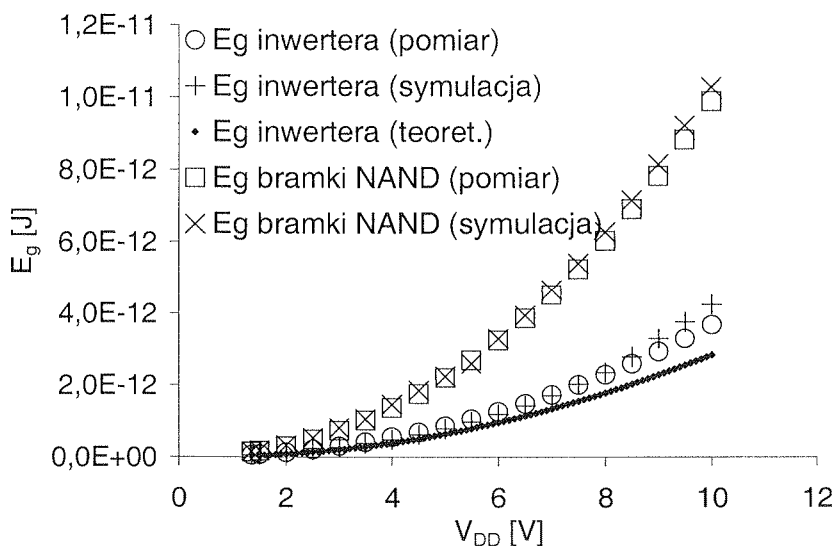
Dzięki zastosowanej budowie układów możliwe są pomiary strat energii zarówno bramek jak i padów. Ostatnia bramka kaskady jest dołączona do oscyloskopu (poprzez wyjściowy pad oraz połączenia) lub do pierwszej bramki następnej kaskady (poprzez dwa pady i połączenia), rys. 20 [8] [10].

Pozostałe bramki w kaskadzie są obciążone tylko jedną bramką, ich straty energii są oznaczone jako E_g , a czas propagacji poprzez t_{pg} . Poprzez E_{pp} i t_{ppp} oznaczono energię strat i czas propagacji bramek ostatnich w kaskadzie, dołączonych do wejścia kolejnej kaskady. Te bramki są obciążone dwoma padami – wejściowymi i wyjściowymi, połączeniami między kaskadami oraz pierwszą bramką następnej kaskady. Energia E_{pp} odpowiada połączeniu zewnętrznemu do tego samego lub do innego układu scalonego. Pozostałe straty energii i opóźnienia czasu propagacji oznaczono jako E_r i t_r . Są one związane z oscyloskopem (ostania bramka ostatniej kaskady, pad wyjściowy), wejściem pierwszej kaskady (pad, połączenie z generatorem impulsów) oraz innymi stratami, a energia ta zawiera także statyczne straty całego układu [8] [10].

Rys. 21 i 23 przedstawiają straty energii E_g i czas propagacji t_{pg} w funkcji napięcia zasilania inwerterów i bramek NAND. Błąd teoretycznego i symulacyjnego oszacowania strat energii jest ukazany na rys. 22. Jest on zdefiniowany w sposób następujący [10]:

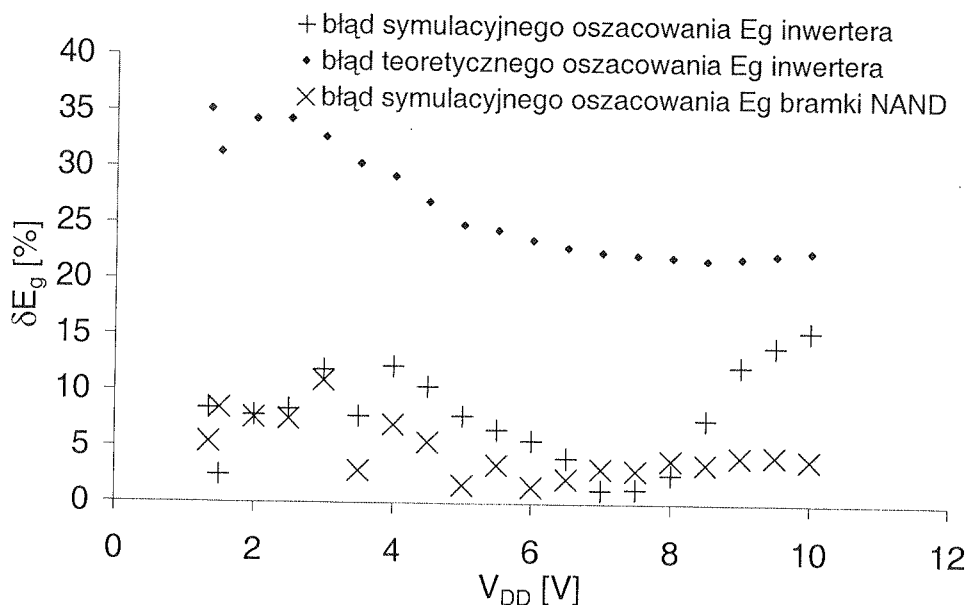
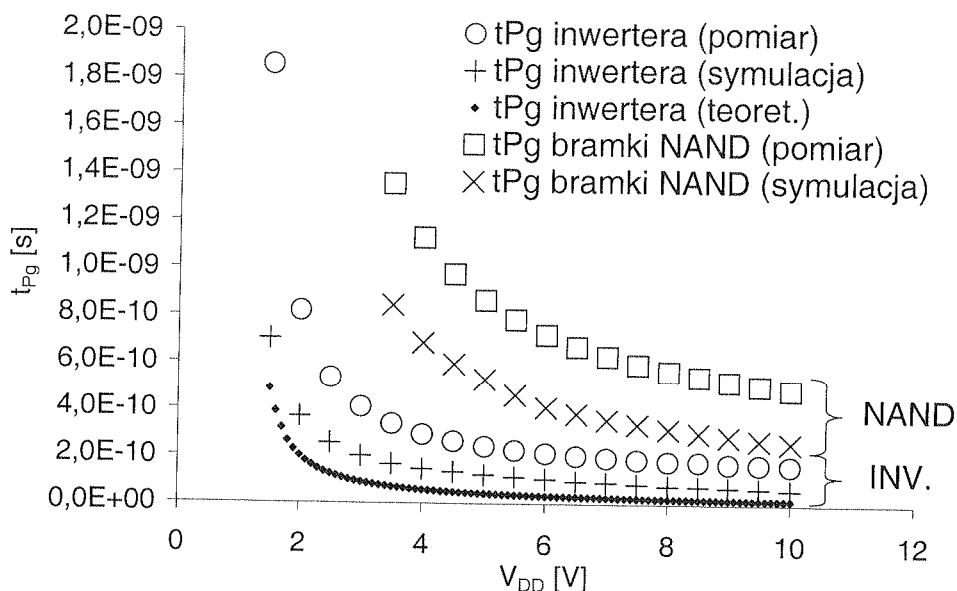
$$\delta E_{g_x} = \left| \frac{E_{g_zmierzone} - E_{g_x}}{E_{g_zmierzone}} \right| \cdot 100 [\%] \quad (10)$$

gdzie E_{g_x} jest wartością teoretyczną lub symulacyjną energii bramek.



Rys. 21. Energia strat bramki E_g w funkcji napięcia zasilania

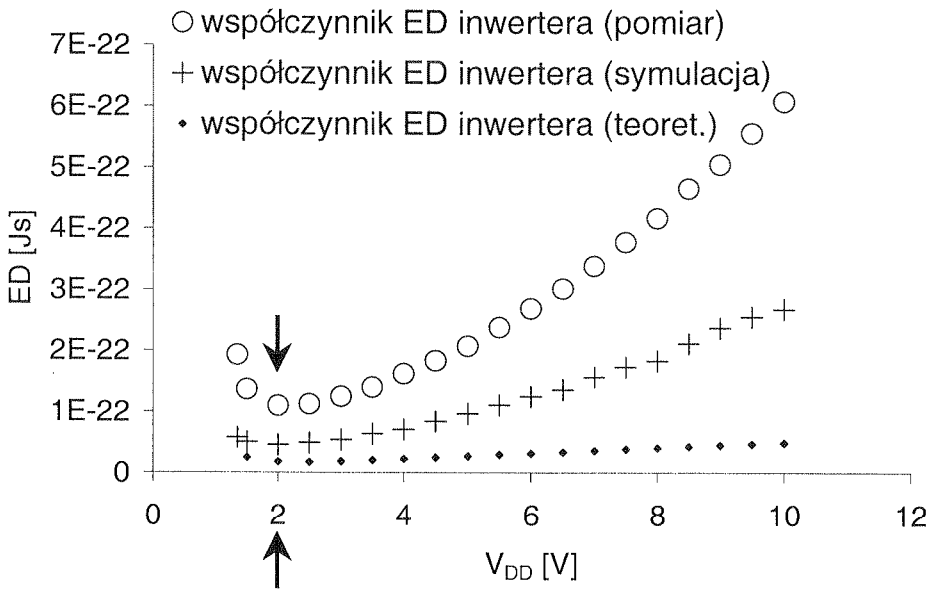
Fig. 21. Gate energy losses E_g vs. supply voltage

Rys. 22. Błąd oszacowania energii strat bramki δE_g w funkcji napięcia zasilaniaFig. 22. Gate energy error δE_g vs. supply voltageRys. 23. Czas propagacji bramki t_{Pg} w funkcji napięcia zasilania (wartości czasu propagacji dla niskich napięć zasilania nie są przedstawione dla lepszej przejrzystości wykresu)Fig. 23. Gate propagation-time delay t_{Pg} vs. supply voltage (the propagation-time delays for small V_{DD} are not showed in order to obtain clear chart)

Do porównania różnych bramek często jest wykorzystywany współczynnik DP (z j. ang. *delay-power product*) [5], [11]. Jednakże straty mocy układów CMOS są silnie zależne od częstotliwości, więc zdefiniowano współczynnik będący iloczynem energii pobieranej przez układ i czasu propagacji: ED (z j. ang. *energy-delay product*) [10]:

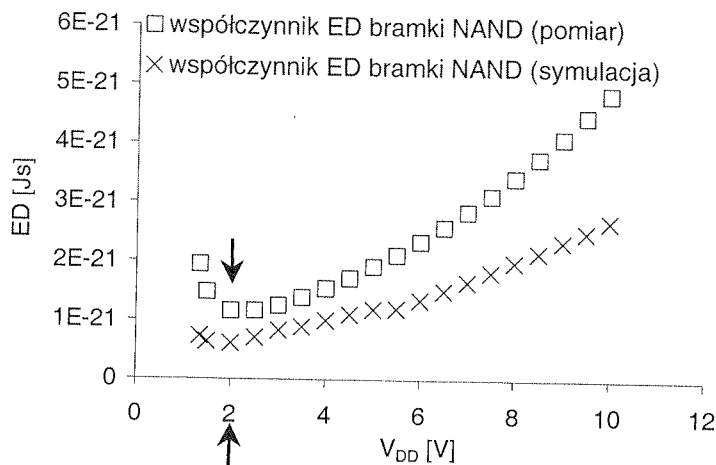
$$ED = E_g t_{pg} \quad (11)$$

Na rys. 24 i 25 zaprezentowane są wartości tych współczynników w funkcji napięcia zasilania. Warto zwrócić uwagę, że dla napięcia zasilania $V_{DD} = 2$ [V] współczynnik ED uzyskuje minimum. Wartości napięć progowych tranzystorów użytych do budowy tych układów wynoszą około 1 [V] i to może być przyczyną, że minimum współczynnika ED przypada właśnie dla wartości napięcia zasilania będącej sumą modułów tych napięć progowych. Dla napięć zasilania z zakresu 1 do 2 [V] układ działa poprawnie, ale wartość współczynnika ED gwałtownie wzrasta wraz z szybkim zwiększaniem czasu propagacji bramek. Dla napięć zasilania mniejszych niż moduł napięcia progowego tranzystora MOS układ nie działa poprawnie [10].



Rys. 24. Współczynnik ED inwertera w funkcji napięcia zasilania

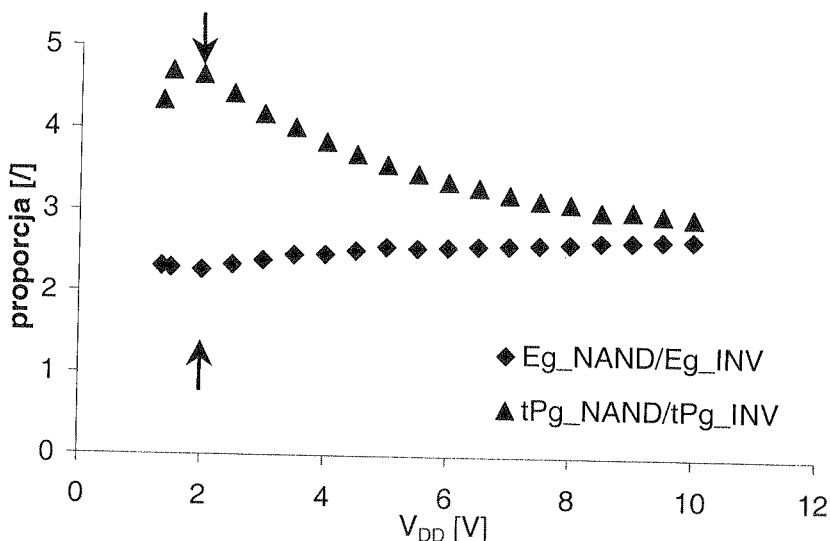
Fig. 24. Energy-Delay Product ED for inverter vs. supply voltage



Rys. 25. Współczynnik ED bramki NAND w funkcji napięcia zasilania

Fig. 25. Energy-Delay Product ED for NAND gate vs. supply voltage

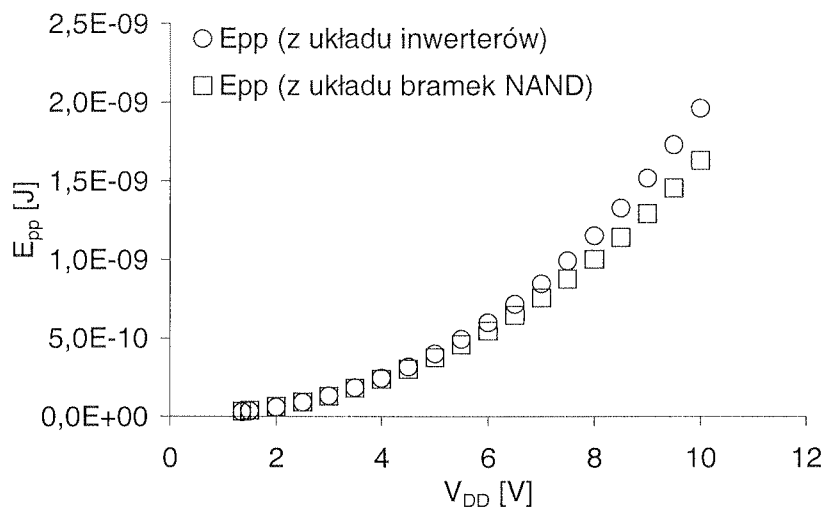
Porównanie bramki NOT z bramką NAND sterowaną ze wszystkich wejść jednocześnie znajduje się na rys. 26. Przedstawia on proporcje poboru energii i czasu propagacji tych bramek w funkcji napięcia zasilania. Proporcje zależą od napięcia zasilania i wahają się w pewnych granicach. Także w tym przypadku widoczna jest zmiana monotoniczności tych przebiegów (ekstrema) dla napięcia równego około 2 [V].



Rys. 26. Proporcje energii strat i czasu propagacji bramek NAND i NOT w funkcji napięcia zasilania

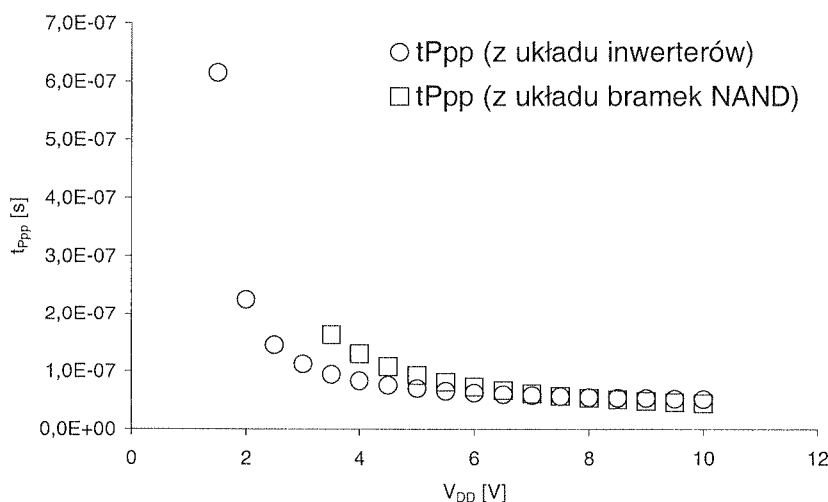
Fig. 26. The ratios of energy losses and propagation-time delays (NAND/Inverter) vs. supply voltage

Energia E_{pp} , zaprezentowana na rys. 27, ma wartość dwa rzędy wielkości większą od energii bramki E_g , a czas propagacji połączenia zewnętrznego t_{ppp} jest trzy rzędy wielkości większy od czasu propagacji jednej bramki t_{pg} , rys. 28.



Rys. 27. Energia strat połączenia zewnętrznego E_{pp} w funkcji napięcia zasilania

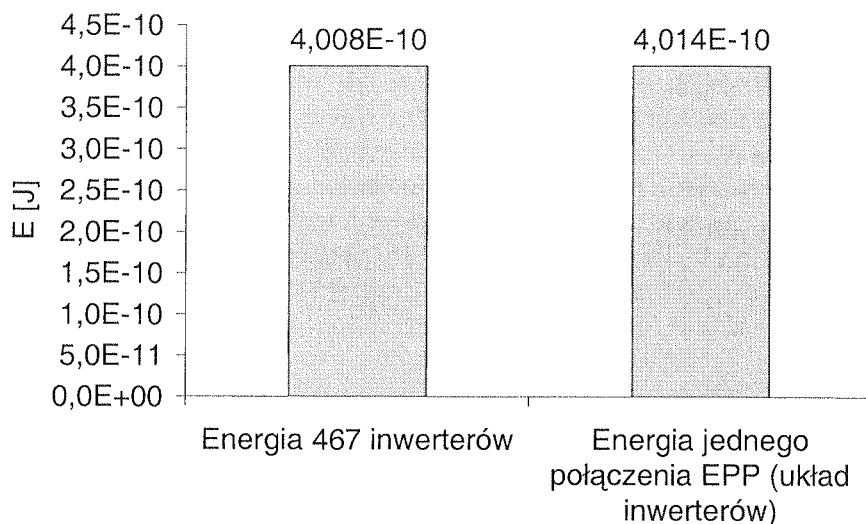
Fig. 27. The external connection energy E_{pp} vs. supply voltage



Rys. 28. Czas propagacji połączenia zewnętrznego t_{ppp} w funkcji napięcia zasilania (wartości czasu propagacji dla niskich napięć zasilania nie są przedstawione dla lepszej przejrzystości wykresu)

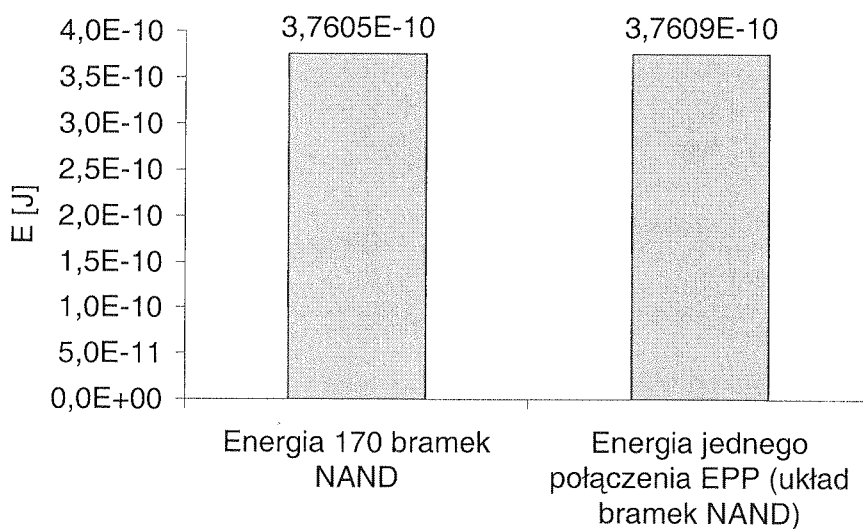
Fig. 28. The external connection propagation-time delay t_{ppp} vs. supply voltage (the propagation-time delays for small V_{DD} are not showed in order to obtain clear chart)

Energia konsumowana przez jedno połączenie zewnętrzne E_{pp} jest równa energii konsumowanej przez setki bramek, rys. 29 i 30. Jest to znacząca wartość i powinna być brana pod uwagę podczas projektowania układów scalonych.



Rys. 29. Porównanie energii E_{pp} z energią bramek dla układu inwerterów przy napięciu zasilania $V_{DD} = 5$ [V]

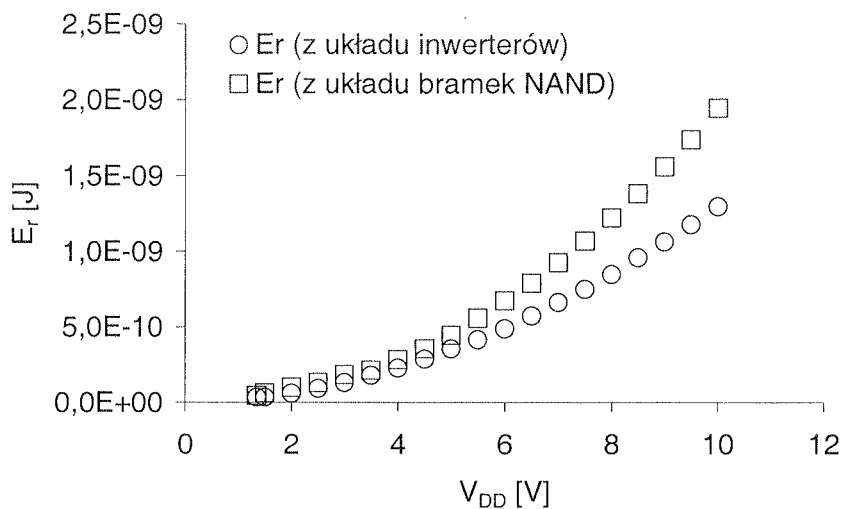
Fig. 29. Comparison of E_{pp} energy losses to inverter energy losses for 5 [V] supply voltage



Rys. 30. Porównanie energii E_{pp} z energią bramek dla układu bramek NAND przy napięciu zasilania $V_{DD} = 5$ [V]

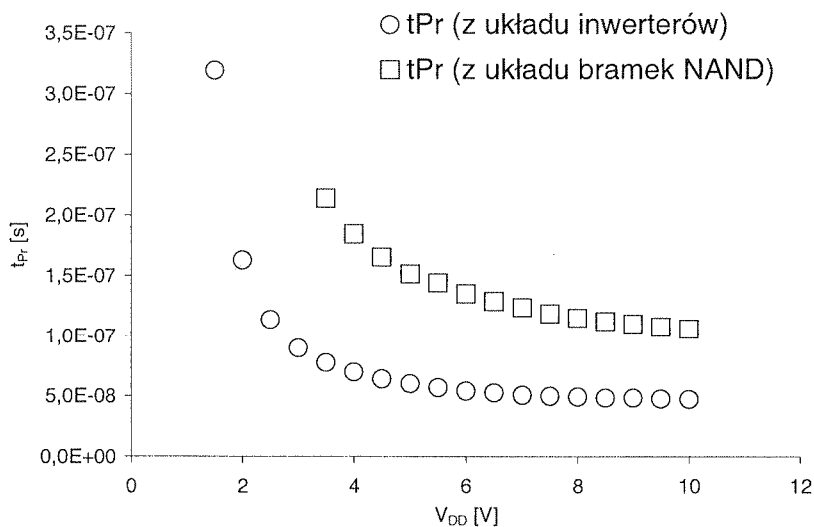
Fig. 30. Comparison of E_{pp} energy losses to NAND energy losses for 5 [V] supply voltage

Wartości pozostałych strat energii i opóźnień czasu propagacji występujących w układzie cyfrowym są zaprezentowane na rys. 31 i 32.



Rys. 31. Pozostała część energii strat w układzie E_r w funkcji napięcia zasilania

Fig. 31. Remaining part of energy losses E_r vs. supply voltage

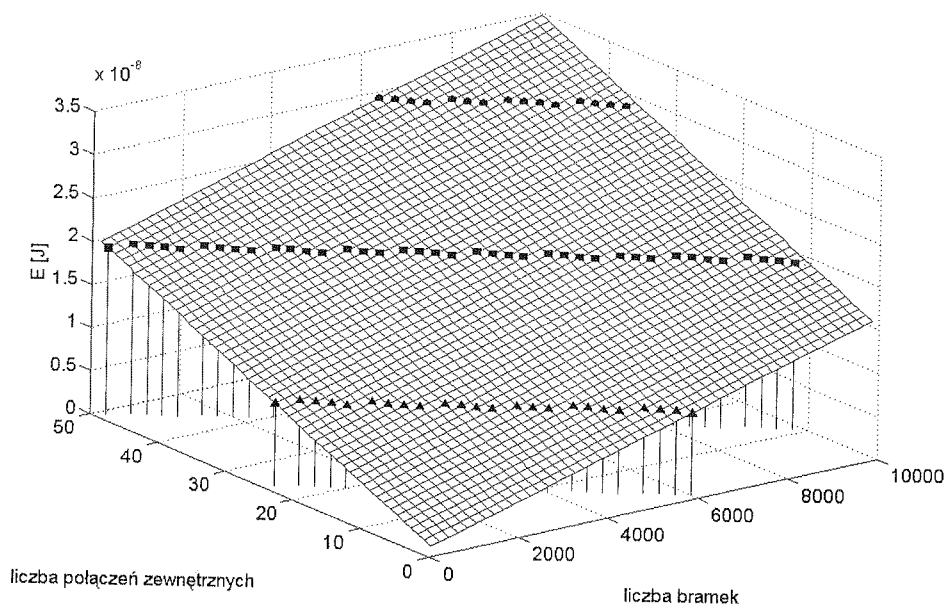


Rys. 32. Pozostałe opóźnienia czasu propagacji występujących w układzie t_{pr} w funkcji napięcia zasilania (wartości czasu propagacji dla niskich napięć zasilania nie są przedstawione dla lepszej przejrzystości wykresu)

Fig. 32. Remaining part of propagation-time delay t_{pr} vs. supply voltage (the propagation-time delays for small V_{DD} are not showed in order to obtain clear chart)

5. WNIOSKI

Przeprowadzono badania pozwalające na prostą teoretyczną estymację strat energii podstawowych bramek CMOS — NOT oraz dwuwęściowych bramek NAND i NOR, dokonano także symulacji komputerowych (PSPICE) układów o większej liczbie wejść. Najwięcej praktycznych informacji dała jednak weryfikacja tych analiz za pomocą pomiarów rzeczywistych wartości poboru energii i czasów propagacji nie tylko bramek CMOS, ale także połączeń zewnętrznych. Energia konsumowana (podczas jednego okresu sygnału wejściowego) przez jedno połączenie zewnętrzne jest dwa rzędy wielkości większa od energii konsumowanej przez pojedynczą bramkę. Rys. 33 przedstawia pobór energii układu scalonego w funkcji liczby użytych do jego budowy bramek i liczby połączeń zewnętrznych, wykres ten nie uwzględnia energii E_r . Jako straty energii przyjęto średnie wartości E_g oraz E_{pp} z obu układów, przy zasilaniu napięciem $V_{DD} = 5$ [V].



Rys. 33. Pobór energii układu scalonego w funkcji liczby bramek i połączeń zewnętrznych

Fig. 33. Total energy consumption of integrated circuit as a function of number of gates and external connections

Zaznaczone na wykresie trzy zbiory punktów odpowiadają trzem wartościom stałego poboru energii (z dokładnością do średniej energii stu bramek $\pm 100 \cdot E_g$):

- $E = 2,916 \cdot 10^{-8} \pm 1,535 \cdot 10^{-10}$ [J]

na przykład odpowiada to:

- 38 połączeniom zewn. – $38 \cdot E_{pp}$ – (obudowa DIL 40) i ok. 9400 bramkom,
- 46 połączeniom zewn. – $46 \cdot E_{pp}$ – (obudowa DIL 48) i ok. 7400 bramkom.

■ $E = 1,944 \cdot 10^{-8} \pm 1,535 \cdot 10^{-10}$ [J]

na przykład odpowiada to:

- 16 połączeniom zewn. – $16 \cdot E_{pp}$ – (obudowa DIL 18) i ok. 8600 bramkom,
- 22 połączeniom zewn. – $22 \cdot E_{pp}$ – (obudowa DIL 24) i ok. 7000 bramek,
- 38 połączeniom zewn. – $38 \cdot E_{pp}$ – (obudowa DIL 40) i ok. 3000 bramek,
- 46 połączeniom zewn. – $46 \cdot E_{pp}$ – (obudowa DIL 48) i ok. 1000 bramek.

▲ $E = 9,719 \cdot 10^{-9} \pm 1,535 \cdot 10^{-10}$ [J]

na przykład odpowiada to:

- 16 połączeniom zewn. – $16 \cdot E_{pp}$ – (obudowa DIL 18) i ok. 2200 bramkom,
- 22 połączeniom zewn. – $22 \cdot E_{pp}$ – (obudowa DIL 24) i ok. 800 bramkom.

Uzyskane rezultaty określają straty energii w cyfrowym układzie scalonym CMOS z wyszczególnieniem ich wielkości, przyczyny i miejsca powstawania: poszczególne bramki logiczne, pady, pozostałe straty. Dzięki takim pomiarom projektant może ocenić straty energii systemu elektronicznego i na tej podstawie zdecydować czy lepiej zastosować jeden rozbudowany układ o mniejszej liczbie wyprowadzeń zewnętrznych czy kilka mniejszych, ale wymagających połączeń zewnętrznych między układami.

6. BIBLIOGRAFIA

1. W. Koźmiński, W. Kuźmich: *UNCLE, Universal Circuit Layout Editor for Apple Macintosh Computers*. User's Manual, Institute of Microelectronics and Optoelectronics, Warsaw University of Technology, 1996
2. A. Wojtasik, M. Niewczas, W. Kuźmich: *Excess, A Flexible IC Circuit Extractor*. User's Manual, Institute of Microelectronics and Optoelectronics, Warsaw University of Technology, 1996
3. J. Porębski, P. Korohoda: *SPICE program analizy nieliniowej układów elektronicznych*. Warszawa, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1996
4. U. Tietze, Ch. Schenk: *Układy półprzewodnikowe*. Warszawa Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1996
5. A. Bhavnagarwala, B. Austin, K. Bowman, J. Meindl: *A Minimum Total Power Methodology for Projecting Limits on CMOS GSI*. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, Vol. 8, No. 3, June 2000, pp. 235-251
6. A. Gołda, A. Kos: *Power dissipation in simple CMOS gates*. Proceedings of the 8th International Conference MIXDES' 2001, Zakopane, Poland, 21-23 June, 2001, pp. 221-224
7. A. Gołda, A. Kos: *Energy Consumption by CMOS Gates*. Proceedings of the International Conference on Signals and Electronic Systems ICSES' 2001, Łódź, Poland, 18-21 September, 2001, pp. 425-430
8. A. Gołda, A. Kos: *Straty energii w układach VLSI na podstawie technologii MIETEC CMOS 0.7μ-C07MA-C07MD*. Krajowa Konferencja Elektroniki KKE' 2002, Kolobrzeg, Polska, 10-12 Czerwiec, 2002, ss. 485-490
9. Alcatel Microelectronics 0.7 μ CMOS Library Update.: Electrical Parameters CMOS 0.7μ-C07MA-C07MD, DS 13291, Revision 08
10. A. Gołda, A. Kos: *Experimental Verification of Energy Losses in CMOS Gates*. Proceedings of the 9th International Conference MIXDES' 2002, Wrocław, Poland, 20-22 June, 2002, pp. 375-380
11. L. J. Herbst: *Monolithic Integrated Circuits*. Techniques and Capabilities, New York Oxford University Press, 1988

A. GOLDA, A. KOS

EVALUATION OF UTILITARIAN PARAMETERS OF DIGITAL CMOS CIRCUITS
PART II. ENERGY LOSSES

Summary

A large number of nowadays designed VLSI circuits work in portable devices as prosthesis for disabled people, phones, computers, etc. The main design problem is power supply energy saving. A lot of authors try to solve this problem. Variety of energy minimisation methods, with logic synthesis included, demand deep knowledge of physical mechanism of energy losses.

The paper concerns assessment of utilitarian parameters of digital CMOS circuits. The first part of the article contains models of basic CMOS gates. Analysis of noise margins, propagation time delays, and the gate current versus input voltage are performed on the basis of these models. Whereas, in this part of article the results of energy losses estimation of CMOS circuits and the results of actual values of gate parameters measurements are presented. The test integrated circuits were designed and performed in Alcatel MIETEC CMOS 0.7 μ -C07MA-C07MD technology.

In the second chapter kinds, causes, and origin places of energy losses of digital CMOS integrated circuits are characterised.

Third chapter discusses energy consumption. Estimation of energy losses was performed in two manners: theoretical and simulation (PSPICE). Performed analysis refers to dynamic (E_{dyn}) and static (E_{st}) kinds of energy losses. The dynamic losses consist of two components: capacitance charging/discharging (E_{dynCAP}) and quasi short-circuit (E_{dynCS}). On the basis of basic CMOS gates models (part I of this article) the estimation of quasi short-circuit energy losses were performed, and estimation of capacitance charging/discharging energy losses were done by analysis of circuit capacitance. The set of total energy losses of basic CMOS gates (from inverter to four-input NAND and NOR gates) is also presented in this chapter.

Fourth chapter consist of results of experimental verification of performed theoretical and simulation analysis of energy consumption and propagation time delays. Two test chips were designed and performed in Alcatel MIETEC CMOS 0.7 μ -C07MA-C07MD technology in order to do measurements of real amounts of these parameters. The measurements enable to get some information about external (between integrated circuits) connections.

Thanks to analysis like were performed, the energy consumption and propagation time delays of digital CMOS integrated circuit can be done during the design stage. Whereas, evaluation of these parameters can be extended out to entire electronic system by taking into consideration the results of measurements of external connections. This is important especially for Low Power designs.

Keywords: digital CMOS circuits, energy consumption, Low Power design.

po

P
anhar

Zastosowanie w generatorach rezonatorów cięcia SC pobudzanych polem równoległym do drgań anharmonicznych

KRZYSZTOF WEISS, WIESŁAW SZULC, BARBARA GNIEWIŃSKA

*Instytut Tele- i Radiotechniczny
03-450 Warszawa ul. Ratuszowa 11
e-mail kweiss@itr.org.pl*

*Otrzymano 2002.10.31
Autoryzowano 2003.02.15*

Niniejszy artykuł jest kontynuacją cyklu prezentowanych w Kwartalniku Elektroniki i Telekomunikacji artykułów opisujących konstrukcję i technologię rezonatorów cięcia SC pobudzanych do drgań anharmonicznych polem równoległym (3/2000, zgłoszony do druku w 2002 roku). Pierwsza informacja o możliwości pobudzania drgań anharmonicznych polem równoległym została przedstawiona przez autorów w 1998 roku [1]. Rezonatory pobudzane polem równoległym do drgań anharmonicznych zostały opracowane przez autorów z udziałem innych badaczy w następnych latach [2]. W roku 2000 zostały wykonane generatory, w których zastosowano tego typu rezonatory i przeprowadzono badania obejmujące pomiary krótko- i długoterminowej niestalości częstotliwości generatorów oraz wpływu zmian temperatury otoczenia na ich częstotliwość. Pomiary długoterminowej stałości częstotliwości prowadzono w klimatyzowanym laboratorium w temperaturze $20 \pm 1^\circ\text{C}$. Dodatkowo korygowano zmiany częstotliwości generatorów w zależności od ciśnienia atmosferycznego i wilgotności powietrza. Uzyskano krótkoterminową niestalość częstotliwości $7 \times 10^{-13}/\text{s}$ i niestalość długoterminową po miesiącu starzenia w zakresie $1 \div 8 \times 10^{-11}/24\text{h}$.

W artykule przedstawiono parametry rezonatorów pobudzanych polem równoległym do drgań anharmonicznych i wyniki badań generatorów z tymi rezonatorami w porównaniu z generatorami w których wykorzystano klasyczne rezonatory pobudzane polem równoległym do drgań modu głównego.

Słowa kluczowe: generator kwarcowy, długoterminowa niestalość częstotliwości, krótkoterminowa niestalość częstotliwości, rezonator z polem równoległym, drgania anharmoniczne

1. WSTĘP

Postępy w konstrukcji i technologii rezonatorów cięcia SC pobudzanych do drgań anharmonicznych polem równoległym były prezentowane na międzynarodowych kon-

ferencjach EFTF od 1998 roku [1],[2],[3],[4]. Wyniki tych prac zostały przedstawione w Kwartalniku Elektroniki i Telekomunikacji 3/200 [5]. Wyniki pierwszych prób wykorzystania tych rezonatorów w generatorach zaprezentowano również na EFTF [6]. Wykonano generatory z rezonatorami wykorzystującymi anharmoniczne drgania modu 301 oraz modu 311. Uzyskane wyniki wskazywały na potencjalne możliwości osiągnięcia przez te generatory bardzo dobrych parametrów. Dla potwierdzenia uzyskanych wyników i umożliwienia wyboru optymalnej konstrukcji rezonatora wykonano partię rezonatorów pobudzanych polem równoległym wykorzystujących drgania modów anharmonicznych 301 i 311 oraz drgania modu głównego 300. Rezonatory wykonano w dokładnie takim samym procesie technologicznym z jednej partii kwarcu syntetycznego oczyszczanego przez elektrolizę w stanie stałym (sweeping) pochodzącego od tego samego dostawcy. Opracowano również konstrukcję generatora umożliwiającą pobudzanie wszystkich trzech typów rezonatorów w jednakowych układach generacyjnych zapewniających możliwie mały udział w procesie starzenia generatora. Przeprowadzono badania długo- i krótkoterminowej niestałości częstotliwości oraz zależności częstotliwości od zmian temperatury otoczenia.

2. KONSTRUKCJA I PARAMETRY REZONATORÓW

Parametry konstrukcyjne i kształty elektrod wibratorów kwarcowych przedstawiono w tabeli 1 i na rysunku 1. Elektrody wykonane w postaci warstwy złota o grubości 50 nm na podkładzie chromowym naniesiono na płaskiej stronie płytek.

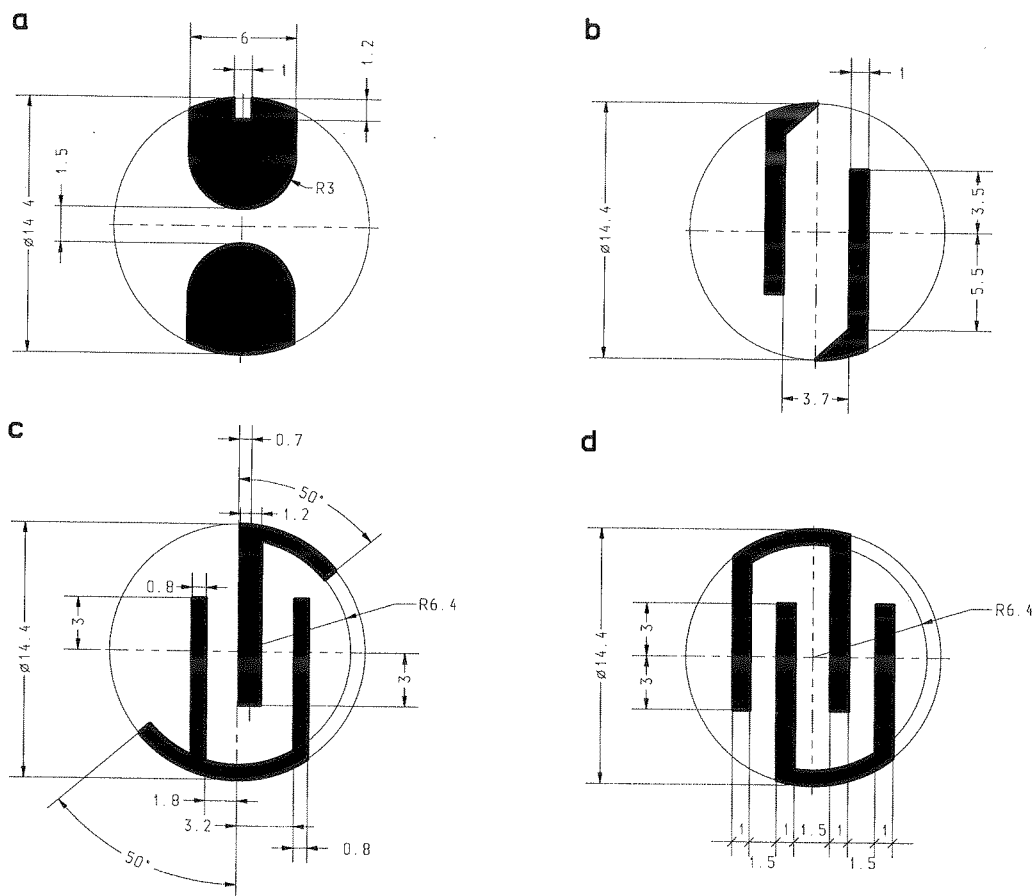
Kierunek usytuowania elektrod był dobierany tak aby uzyskać największą intensywność drgań określonego modu a tym samym najwyższą dobroć. Wszystkie rezonatory wykonano z kwarcu syntetycznego wysokiej jakości produkcji rosyjskiej firmy MORION. Parametry układu zastępczego rezonatorów przedstawiono w tabeli 2.

Tabela 1

Orientacja krystalograficzna i wymiary wibratorów kwarcowych

The crystallographic orientation and dimensions of quartz vibrators

Mod drgań	Częstotliwość [kHz]	Orientacja krystalograficzna		Średnica [mm]	Grubość [mm]	Promień krzywizny [mm]
		ϕ	θ			
300	10 000	$22^{\circ}10'\pm 1'$	$34^{\circ}06'30''\pm 30$	14	0,542	750
301	10 000	-''-	$34^{\circ}07'30''\pm 15$	-''-	0,545	1000
	8 192	-''-	$34^{\circ}07'30''\pm 15$	-''-	0,668	500
311	10 000	-''-	$34^{\circ}06'30''\pm$	-''-	0,548	750
	8 192	-''-	$34^{\circ}06'30''\pm$	-''-	0,671	500



Rys. 1. Kształt elektrod dla pola równoległego modu 300 (a i b) modu 301 (c) i 311 (d)

Fig. 1. Shape and dimensions of electrodes for lateral field 300mode (a and b), 301 mode (c) and 311 mode (d)

Tabela 2

Parametry elektryczne rezonatorów

Electrical parameters of resonators

Resonator symbol	No	T_e [°C]	f_{st_e} [Hz]	R_1 [Ω]	C_1 [aF]	C_0 [pF]	Q [E6]	Electrode Fig. 1
LF ₃₀₀	P65	82	9 999 995,5	660	18,96	0,6	1,28	a
	101	75	10 000 000,9	1004	11,68	0,13	1,36	b
	102	80	9 999 998,7	1133	10,86	0,14	1,30	b
LF ₃₀₁	301	68	9 999 998,4	405	36,59	0,3	1,07	c
	302	60	9 999 996,0	403	36,37	0,3	1,08	c
	303	70	9 999 997,5	338	40,72	0,3	1,16	c
	304	70	10 000 002,5	384	40,38	0,3	1,03	c
	305	70	10 000 005,0	409	37,39	0,3	1,04	c
	401	64	8 192 000,4	291	48,33	0,3	1,38	c
	404	64	8 191 996,5	311	44,71	0,3	1,40	c
LF ₃₁₁	501	62	9 999 997,4	323	44,92	0,48	1,10	d
	502	65	9 999 998,2	360	39,21	0,48	1,13	d
	503	68	10 000 005,0	297	53,41	0,48	1,00	d
	505	65	10 000 001,0	297	48,76	0,48	1,10	d
	506	75	10 000 008,5	284	50,24	0,48	1,11	d
	507	75	10 000 006,8	309	45,10	0,48	1,14	d
	602	62	8 191 992,6	263	44,71	0,51	1,32	d

Sposób kalibracji częstotliwości rezonatorów i problemy związane z dokładnością kalibracji opisano w poprzednim artykule [7].

Poza podanymi w tabeli 2 parametrami układu zastępczego rezonatora bardzo ważne z punktu widzenia możliwej do osiągnięcia w generatorze stałości krótko- i długoterminowej są tak zwane subtelne własności rezonatorów. Należą do nich :

- szумы własne rezonatora definiowane jako gęstość widmowa fluktuacji fazy lub wariancja Allana
- termiczne własności dynamiczne wyznaczające zachowanie rezonatora przy szybkich zmianach temperatury
- zależność częstotliwości rezonatora od poziomu mocy pobudzającej rezonator do drgań

Dla rezonatorów pobudzanych polem prostopadłym istnieje przybliżona zależność umożliwiającą ocenę szumów własnych rezonatora. Według badań przeprowadzonych przez Wallisa [8] szумы te są związane z rozpraszaniem fononów występującym wskutek

defektów siatki krystalicznej wewnątrz kryształu i na styku elektrody z kwarcem, a odpowiadającą im gęstość widmową fluktuacji fazy można ocenić na podstawie zależności:

$$S_{\varphi} = \frac{1}{F^3} \cdot \frac{4V}{Q^4} \cdot f^2 [\text{rad}^2 / \text{Hz}] \quad (1)$$

gdzie: V – objętość kwarcu pod elektrodą [cm^3]

Q – dobroć rezonatora

f – częstotliwość drgań

F – częstotliwość Fouriera

Praktycznie osiągnięte wartości gęstości widmowej fluktuacji fazy są na ogół większe niż wynika to ze wzoru (1). W zależności od jakości użytego surowca kwarcowego, konstrukcji rezonatora i zastosowanej technologii dla rezonatorów o częstotliwości 10 MHz mieszczą się w granicach $0,8 \div 5 \times 10^{-11} [\text{rad}^2/\text{Hz}]$

Dla rezonatorów pobudzanych polem równoległym dotychczas nie opracowano zależności teoretycznych, a wykorzystanie bezpośrednie wzoru (1) jest nieracjonalne ze względu na niemożność zdefiniowania objętości kwarcu pod elektrodami (można rozważać jedynie objętość kwarcu między elektrodami lub objętość kwarcu pobudzaną do drgań). Ze względu na zbyt małą liczbę wykonanych i zbadanych modeli materiał statystyczny jest bardzo ubogi.. Dotychczas przeprowadzono badania dwu egzemplarzy rezonatorów o częstotliwości 10 MHz pracujących na drganiach anharmonicznych modu 311. Pomiarów wykonano wykorzystując stanowisko pomiarowe opracowane w LPMO we Francji [9]. Dla obu rezonatorów uzyskano gęstość widmową fluktuacji fazy $S_{\varphi}(1\text{Hz}) = 3,5 \times 10^{-11} [\text{rad}^2/\text{Hz}]$, co odpowiada odchyleniu standardowemu Allana względnych fluktuacji częstotliwości $\sigma_A(1\text{s}) = 7 \times 10^{-13}$, a więc poziom mimo obniżonej o około 30% dobroci rezonatora, w tym samym zakresie jak dla rezonatorów pobudzanych polem prostopadłym.

Przyjmując słuszność podawanej przez wielu autorów reguły, że szumy rezonatora są odwrotnie proporcjonalne do czwartej potęgi dobroci rezonatora i oceniając wyniki pomiarów przedstawione w tabeli 2. Można było oczekiwać znacznie lepszych parametrów szumowych rezonatorów pracujących na modzie 300 w porównaniu z rezonatorami modów 301 i 311. Nie znalazło to jednak potwierdzenia w przeprowadzonych badaniach stałości krótkoterminowej częstotliwości wykonanych generatorów. Generatory z rezonatorami modu 300 wykazywały tylko nieznacznie lepszą stałość krótkoterminową niż z rezonatorami modów 301 i 311. Upoważnia to do przyjęcia wstępnej hipotezy, że w rezonatorach anharmonicznych występuje proces kompensacji szumów w przeciwnie drgających obszarach. Potwierdzenie tej hipotezy wymaga przeprowadzenia dalszych szczegółowych badań.

Termiczne własności dynamiczne rezonatorów określa współczynnik:

$$\tilde{a} = \frac{df}{f \cdot v} [s/K] \quad (2)$$

gdzie: ν – szybkość zmian temperatury

$\frac{df}{f}$ – względna zmiana częstotliwości

Badania dynamicznego współczynnika temperaturowego przeprowadzono dla wszystkich rezonatorów zastosowanych w generatorach metodą odpowiedzi na skokową zmianę temperatury [10]. Wyniki badań zestawiono w tabeli 3.

Tabela 3

Współczynnik dynamicznych zmian częstotliwości

Coefficient of dynamic frequency change

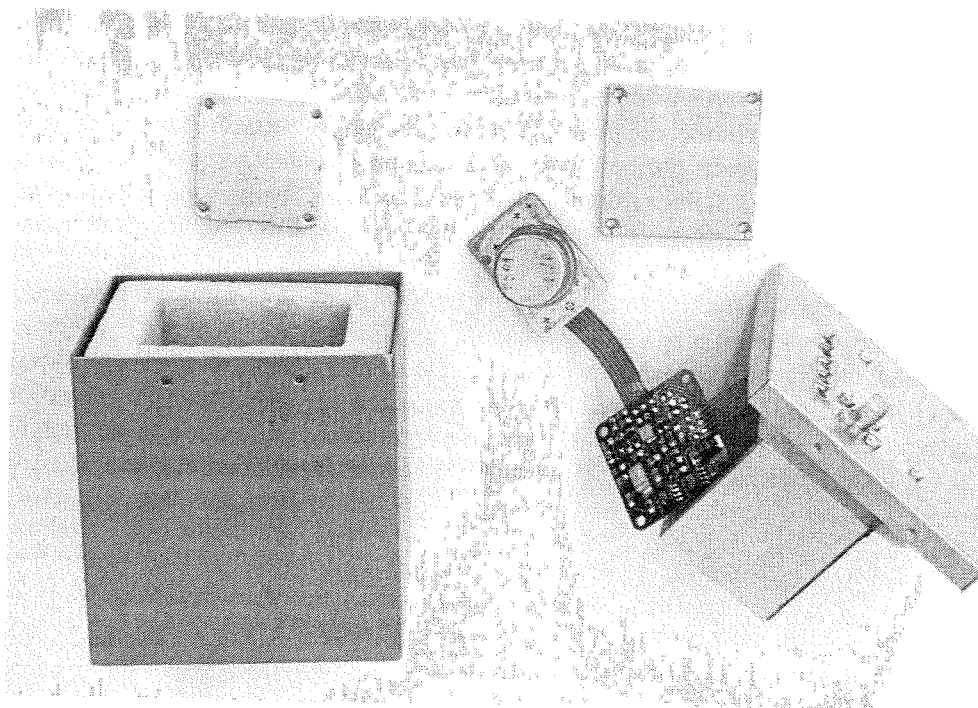
Mod drgań	300	301	311	Pole prostopadłe
$\tilde{a} \times 10^{-7} [\text{s/K}]$	$-0,5 \div 1,3$	$-1,6 \div -8$	$0,8 \div 5$	$\pm 1,5$

Takie same jak dla klasycznych rezonatorów cięcia SC wartości współczynnika uzyskano tylko dla rezonatorów modu 300, dla których na etapie projektowania przeprowadzono optymalizację kierunku mocowania płytki kwarcowej w uchwycie. Dla pozostałych typów rezonatorów zastosowano ten sam kierunek mocowania, który zarówno dla modu 301 i 311 okazał się nieoptymalny. Możliwości poprawy tego parametru zostały potwierdzone doświadczalnie przez wykonanie kolejnej partii rezonatorów o zmienionym kierunku mocowania płytki. Uzyskano zarówno dla rezonatorów modu 301 jak i 311 wartości tego współczynnika w granicach $\pm 1,5 \times 10^{-7}$. Wyznaczony na podstawie przeprowadzonych pomiarów zależności częstotliwości rezonatorów od mocy ich pobudzania współczynnik zmian częstotliwości rezonatorów w funkcji mocy pobudzania (współczynnik nieliniowości) wszystkich badanych rezonatorów mieścił się w granicach $0,8 \div 1,1 \times 10^{-9} / \mu\text{W}$, tak jak dla klasycznych rezonatorów cięcia SC.

3. KONSTRUKCJA GENERATORA

Konstrukcję generatora przedstawiono na fotografii (rys.2). W aluminiowym bloku izotermicznym w trzech oddzielnych komorach cieplnych umieszczono rezonator, układ wzbudzający oraz układ wyjściowy z układem stabilizacji napięć. Blok izotermiczny z zainstalowanym na jednej ze ścian układem regulacji temperatury osłonięty izolacją termiczną umieszczony jest w zewnętrznej obudowie.

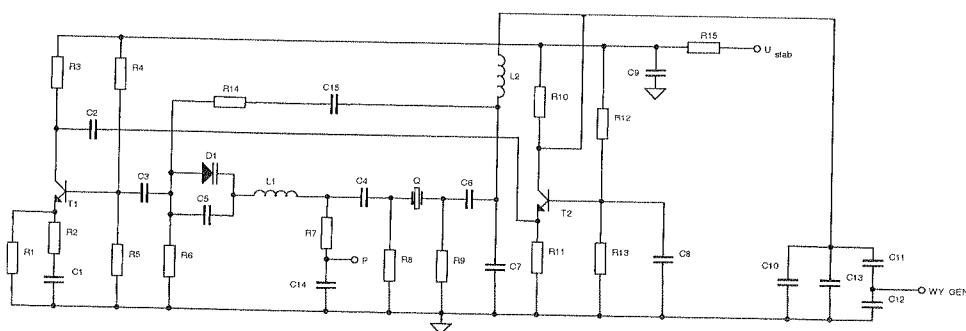
Wszystkie współpracujące z rezonatorem układy zostały zaprojektowane w sposób zapewniający możliwie mały ich udział zarówno w długo jak i krótkoterminowych zmianach częstotliwości. Szczególnie istotny wpływ na te parametry mają układ wzbudzający i układ stabilizacji temperatury.



Rys. 2. Konstrukcja generatora

Fig. 2. The oscillator construction

Na podstawie przeprowadzonych analiz komputerowych i badań wpływu na zachowanie w czasie i szumy fazowe poszczególnych elementów i konfiguracji układu wzбудzającego zastosowano układ przedstawiony na rysunku 3 [11].



Rys. 3. Schemat elektryczny układu wzбудzającego generatora

Fig. 3. Scheme of exciting circuit of oscillator

Jest to zmodyfikowany generator Butlera, przystosowany do pobudzania rezonatorów o wysokiej rezystancji. Impedancja wejściowa stopnia pierwszego jest równa rezystancji rezonatora. Zapewnia to dopasowanie energetyczne i najniższy poziom szumów. Stopień drugi ograniczający amplitudę drgań ustala dopuszczalny ze względu na szумы amplitudowe i proces starzenia poziom mocy wzbudzania rezonatora. Poza elementami aktywnymi (tranzystory, stabilizatory napięć) bardzo duży wpływ na uzyskiwane parametry generatora ma również wybór właściwych elementów indukcyjnych i pojemnościowych.

Ocenę parametrów układu wzbudzającego i wpływu jego elementów na parametry generatora przeprowadzono przy zastosowaniu zaproponowanej w [12] metody polegającej na badaniu układu z włączonym w miejsce rezonatora rezystorem o rezystancji równej rezystancji rezonatora, a następnie dokonując przeliczeń uwzględniających zdolności stabilizacyjne rezonatora. W tabeli 4. Zestawiono wyznaczone na tej podstawie wpływ układu wzbudzającego na długi i krótkoterminową stałość częstotliwości.

Tabela 4

Parametry układu wzbudzającego

Parameters of exciting circuit

L.p.	Parametr	Wartość
1.	Widmo mocy fluktacji fazy $S_{\varphi}(1\text{Hz})$ [rad^2/Hz]	10^{-12}
2.	Odchylenie standardowe Allan'a σ_A (1s)	$1,2 \times 10^{-13}$
3.	Temperaturowy współczynnik częstotliwości [K^{-1}]	$(5 \div 10) \times 10^{-10}$
4.	Zmiany w czasie po 24h pracy [$10^{-11}/24\text{h}$] po 48h pracy	≤ 5 ≤ 1

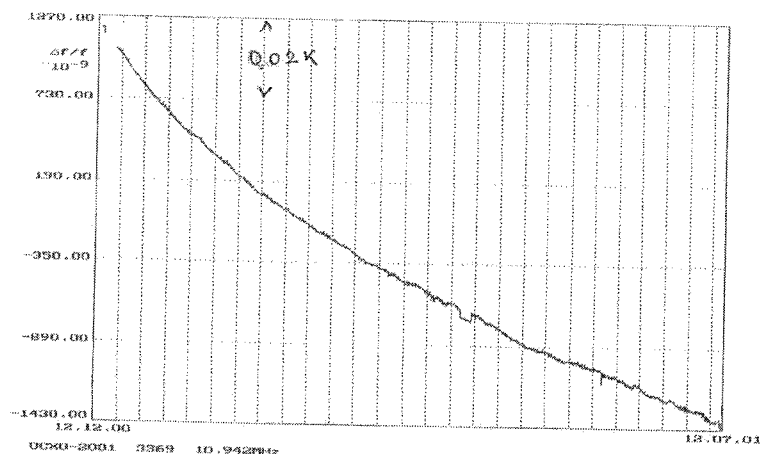
Uzyskane na podstawie badań parametry termostatu podano w tabeli 5 i na rysunku 4.

Tabela 5

Parametry termostatu

Parameters of thermostat

L.p.	Parametr	Wartość
1.	Dobroć cieplna w otoczeniu rezonatora	1000
2.	Dobroć cieplna w otoczeniu układu wzbudzającego	800
3.	Flukcja temperatury w rezonatorze [K] (Odchylenie standardowe Allan'a) $\sigma_{AT}(1\text{s})$ $\sigma_{AT}(10\text{s})$ $\sigma_{AT}(100\text{s})$	2×10^{-6} $2,5 \times 10^{-5}$ $2,5 \times 10^{-4}$



Rys. 4. Zmiany temperatury w komorze rezonatora w funkcji czasu

Fig. 4. The temperature changes in resonator chamber of thermostat as time function

Korzystając z zależności wiążącej wariancję Allana fluktuacji częstotliwości z fluktuacją temperatury w termostacie i z dynamicznym współczynnikiem termicznym [13]

$$\sigma_{A(\tau)} = \frac{\sigma_{AT} \tilde{a}}{\tau} \quad (3)$$

Gdzie: σ_{AT} – wariancja Allana fluktuacji temperatury

$\tilde{a}$ – współczynnik dynamicznych zmian częstotliwości

τ – czas uśrednienia

wyznaczono udział termicznych zjawisk w krótkoterminowej stałości częstotliwości dla poszczególnych typów rezonatorów. Wyniki obliczeń podano w tabeli 6.

Tabela 6

Udział termicznych zjawisk dynamicznych w krótkoterminowej stałości częstotliwości

Participation of dynamic effects in short term frequency instability

Mod drgań	300	301	311
$\sigma_A(1s) \times 10^{-13}$	1 ÷ 2,6	3,2 ÷ 16	1,6 ÷ 10

Zgodnie z wynikami pomiarów podanymi na rysunku 4. dobowe zmiany temperatury nie przekraczały 5×10^{-4} K/24h, co przy wartości współczynnika termicznego rezonatora

z układem wzbudzającym w otoczeniu ekstremum około $2 \times 10^{-9}/K$ daje wpływ zmian temperatury na dobowe zmiany częstotliwości na poziomie $10^{-12}/24h$. Powyższe oceny upoważniają do stwierdzenia, że występujące długoterminowe zmiany częstotliwości z błędem nie przekraczającym 10^{-11} mogą być przypisane zmianom zachodzącym w rezonatorze kwarcowym.

Oczekiwany rozrzut wyników stałości krótkoterminowej w związku z dużym zróżnicowaniem wpływów termicznych może być znacznie większy. Zakładając brak korelacji między procesami mającymi wpływ na krótkoterminową stałość częstotliwości, co upoważnia do sumowania mocy procesów, oczekiwany wynik może znaleźć się w granicach $(7 \div 16) \times 10^{-13}$.

4. WYNIKI POMIARÓW

Zmiany częstotliwości w czasie badano porównując częstotliwość badanych generatorów z częstotliwością atomowego wzorca cezowego HP 5071A. Pomiary długoterminowej stałości częstotliwości były wykonywane w laboratorium o stabilizowanej temperaturze $20 \pm 1^\circ C$. Wyniki pomiarów były korygowane przez program komputerowy uwzględniający wpływ wilgotności powietrza i ciśnienia atmosferycznego [14]. Współczynnik zmian częstotliwości w funkcji wilgotności powietrza wynosił około $1 \times 10^{-10}/\%$ a współczynnik ciśnieniowy w zależności od egzemplarza – $2 \div -9 \times 10^{-12}/hPa$. Wyniki badań przedstawiono w tabeli 7.

Tabela 7

Wyniki pomiarów długoterminowej stałości częstotliwości generatorów

Results of oscillators long term frequency stability measurement

Typ rezonatora	Liczba generatorów w zakresie [%]	
	$< 5 \times 10^{-11}/24h$	$(5 \div 8) \times 10^{-11}/24h$
300	100	0
301	80	20
311	70	30

Przykładową charakterystykę starzeniową generatora przedstawiono na rysunku 5.

Występujące w okresie badania zmiany ciśnienia atmosferycznego dały wyraźne i dobrze skorelowane ze zmianami ciśnienia zmiany częstotliwości skutecznie korelowane przez zastosowany program obliczeniowy. Natomiast wyznaczenie współczynnika wilgotnościowego okazało się obarczone znacznym błędem wynikającym z faktu, że na zmiany częstotliwości pod wpływem wilgoci ma wpływ nie tylko sama wilgotności ale również czas jej oddziaływania (rys.6.)

Type = "OCXO-2001" From = "10.0" Number = 301 Measurement_period = "13.12.00-08.04.02"

Calculation_period = "05.11.01-30.11.01"

Calculation results

A. Not corrected B. Corrected

Average twenty-four hours frequency change /E-11/ -->>

$\delta f = 0.98$

$\delta f_{sk} = 1.13$

Calculation accuracy /E-11/ -->>

$\varepsilon = 0.11$

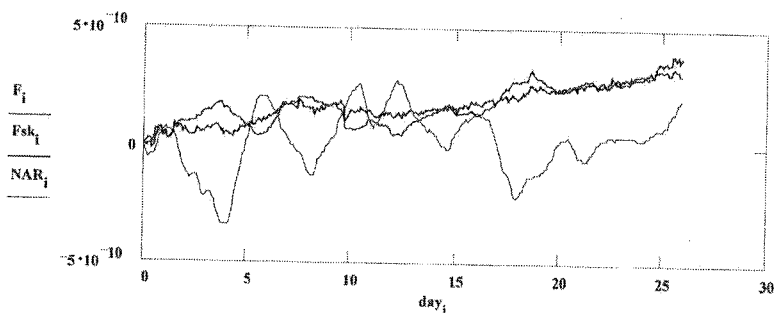
$\varepsilon_{sk} = 0.07$

Standard deviation /E-10/ -->>

$\sigma = 0.51$

$\sigma_{sk} = 0.29$

AMBIENT_FACTOR="P"



F_i -- measured frequency changes

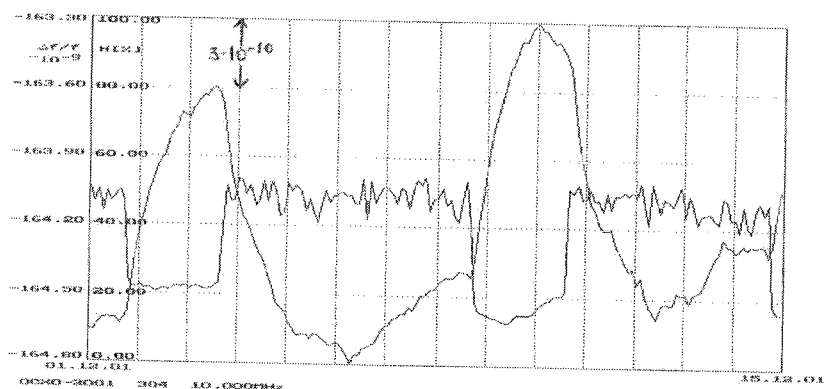
Fsk_i -- corrected frequency changes

NAR_i -- one of three values T, P or H

$\Delta NAR = \text{"pressure_change=42 hPa"}$

Rys. 5. Przykładowa charakterystyka starzenia generatora

Fig. 5. Example of oscillator long term frequency stability measurement result



Rys. 6. Wpływ zmian wilgotności powietrza na częstotliwość generatora

Fig. 6. The air humidity influence on oscillator frequency

Zależne od czasu oddziaływanie wilgotności ma bardzo istotny wpływ na czas po jakim od chwili włączenia generatora jest osiągany poziom zmian częstotliwości uwarunkowany procesem starzenia. W tabeli 8 podano wyniki pomiarów dobowych zmian częstotliwości w funkcji upływu czasu od włączenia.

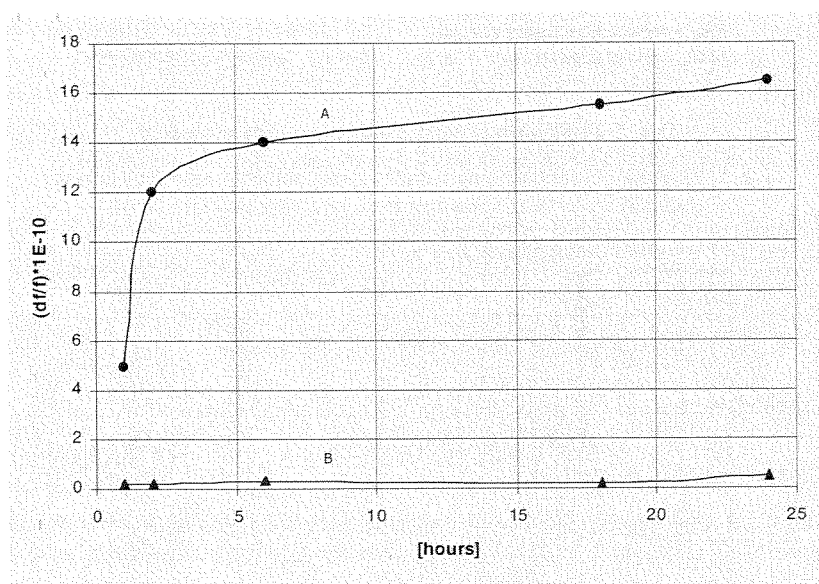
Tabela 8

Wpływ czasu od włączenia na starzenie generatorów

The switch on time influence on long term frequency stability

Dobowa zmiana częstotliwości po 24 godzinnej przerwie w pracy generatora po okresie obserwacji n dni [$\times 10^{-11}$]			
n=2	n=3	n=10	n=30
<5	<2	<2	<2

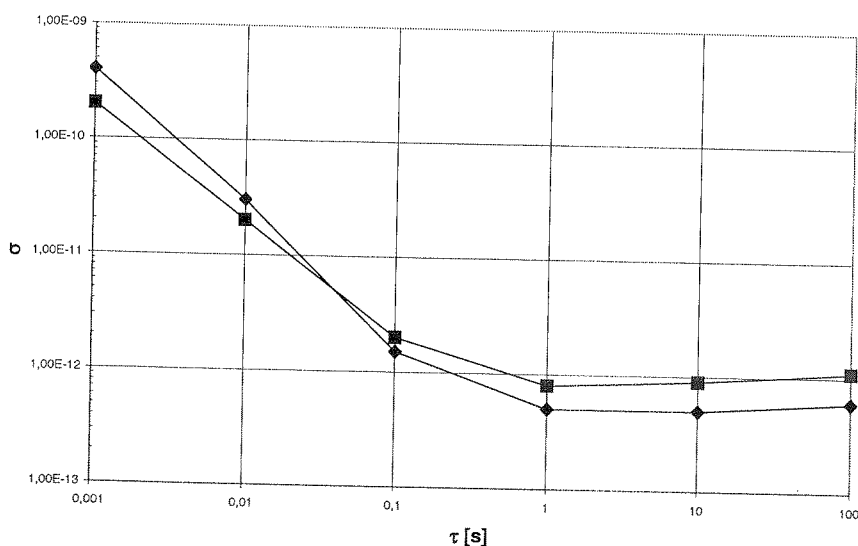
Radykalną poprawę tego parametru osiąga się przez hermetyzację obudowy generatora. Na rysunku 7 przedstawiono wyniki ustalania częstotliwości w okresie pierwszej doby od włączenia generatora w obudowie hermetycznej i niehermetycznej. Przez hermetyzację obudowy czas osiągnięcia właściwego procesu starzenia skraca się z kilkunastu godzin do kilkudziesięciu minut.



Rys. 7. Zmiany częstotliwości generatora po włączeniu zasilania: A- obudowa niehermetyczna.
B- obudowa hermetyczna

Fig. 7. The oscillator frequency change in time after switching on. A nonhermetic enclosure,
B hermetic enclosure

Pomiar zależności częstotliwości generatorów od temperatury przeprowadzono w zakresie temperatur $0 \div 50^\circ\text{C}$. Uzyskano zmiany częstotliwości w zakresie $0,9 \div 1,8 \times 10^{-10}$. Krótkoterminową stałość częstotliwości mierzono dla czasów uśredniania $0,001 \div 100\text{s}$ wykorzystując opracowane w ITR stanowisko pomiarowe. Skrajne wartości niestłości krótkoterminowej generatorów przedstawiono na rysunku 8. Rozkład wyników nie wskazywał na istnienie bezpośredniego związku między uzyskaną stałością krótkoterminową a wykorzystywanym modelem drgań.



Rys. 8. Skrajne wartości krótkoterminowej niestłości częstotliwości generatorów

Fig. 8. Extreme values of short term frequency stability of oscillators

5. WNIOSKI

Przeprowadzone badania potwierdziły możliwość wykorzystania w generatorach o najwyższej stałości rezonatorów pobudzanych polem równoległym pracujących zarówno na drganiach głównych jak i anharmonicznych. Uzyskano generatory o dobrych parametrach termicznych, niskim poziomie szumów i bardzo małym starzeniu. Parametry te dla badanych generatorów są porównywalne z parametrami generatorów z rezonatorami typu QAS (BVA-2) oferowanych przez najlepsze firmy światowe (C-MAC) i tylko nieznacznie ustępują parametrom stosowanych w programach kosmicznych generatorów z rezonatorami BVA produkowanych przez szwajcarską firmę Oscilloquarz. Pozostałe parametry generatorów nie odbiegają od parametrów generatorów z klasycznymi rezonatorami wysokostabilnymi. Przeprowadzone badania potwierdziły bardzo istotny wpływ na parametry generatora wilgotności powietrza. Brak wyraźnych różnic w osiąganych parametrach generatorów dla poszczególnych modów drgań i niewątpliwie łatwiejsza

technologia wykonania rezonatorów anharmonicznych [7] skłaniają do zastosowania tych rezonatorów w produkcji generatorów kwarcowych o najwyższej stałości. Po nieznacznej zmianie konstrukcji i wprowadzeniu obudów hermetycznych możliwe będzie zmniejszenie wpływu czynników klimatycznych na stałość częstotliwości generatora oraz skrócenie czasu stabilizacji częstotliwości generatora po włączeniu.

6. BIBLIOGRAFIA

1. K. Weiss, W. Szulc: *The SC-cut lateral field quartz resonator working on anharmonic antisymmetric mode*. 12th EFTF, Warszawa, 1998.
2. K. Weiss, W. Szulc, B. Dulmet, R. Bourquin: *The 311 anharmonic mode vibration SC-cut resonator excited by lateral field*. Proc. of the joint meeting 13th EFTF and 1999 IEEE/IFCS, Besançon, 1999.
3. K. Weiss, W. Szulc, B. Gniewińska, A. Masiukiewicz, B. Kalinowska: *Parameters comparison of different resonators excited by lateral field*. Joint meeting 13th EFTF and 1999 IEEE/IFCS.
4. K. Weiss, W. Szulc: *The anharmonic mode vibrating SC-cut resonators excited by lateral field – recent results*. Proc. of 14th EFTF Torino, 2000.
5. K. Weiss, W. Szulc, M. Świdorski: *Rezonatory cięcia SC pobudzane polem równoległym do drgań anharmonicznych*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 2000, 46, z. 3.
6. K. Weiss, W. Szulc, B. Gniewińska, J. Gros Lambert: *The anharmonic mode vibrating SC-cut resonators excited by lateral field application in oscillators*. Proc. of 15th EFTF Neuchatel, 2001.
7. K. Weiss, B. Gniewińska, A. Lisowiec: *Zagadnienia ustalania częstotliwości drgań generatorów z rezonatorami kwarcowymi pobudzanymi do drgań polem równoległym*. Artykuł oddany do druku w Kwartalniku Elektroniki i Telekomunikacji.
8. F.L. Walls, P.H. Handel, R. Besson, J.J. Gagnepain: *A new model of 1/f noise in BAW quartz resonators*. Proc. of 1992 IEEE Frequency Control Symposium.
9. E. Rubiola, V. Giordano, J. Gros Lambert: *VHF and microwave interferometric PM and AM noise measurement*. Proc. of 12th EFTF. 1998.
10. B. Gniewińska, B. Kalinowska: *Termiczne własności dynamiczne rezonatorów kwarcowych*. Prace ITR zeszyt 84/1980 s. 5–17.
11. L. Nafalski, B. Gniewińska, A. Masiukiewicz: *Opracowanie i przetestowanie nowego typu układu wzbudzającego do rezonatora LFE*. Publikacja wewnętrzna ITR lipiec 2000.
12. B. Gniewińska, M. Rozwadowski: *Generator OCXO z rezonatorem o nowej konstrukcji*. Publikacja wewnętrzna ITR maj 1989.
13. B. Gniewińska, B. Kalinowska: *Wpływ termicznych własności dynamicznych rezonatora na parametry generatorów termostatowanych*. Prace ITR zeszyt 85/1980 ss. 13–26.
14. B. Kalinowska, B. Gniewińska: *New approach to long term frequency stability measurement data analysis*. Proc. of 12th EFTF. 1998.

K. WEISS, W. SZULC, B. GNIEWIŃSKA

LATERAL FIELD EXCITED SC-CUT ANHARMONIC MODE RESONATORS UTILIZATION IN OSCILLATORS

Summary

This paper is continuation of papers presented in Electronic and Telecommunications Quarterly concerning construction and technology of SC-cut quartz resonators lateral field excited for anharmonic mode

vibrations (3/2000 and 3/2003). The first information about about lateral field excitation of anharmonic mode vibration in SC-cut resonators was presented by authors in 1998 [1]. Anharmonic mode lateral field excited resonators were elaborated by authors together with another researchers in next years [2]. In 2000 year were worked oscillators utilising these resonators. Long and short term frequency instability were measured. Also influence of surrounding air temperature on oscillator frequency was measured. The long term frequency stability was measured in conditioned room with ambient temperature $20 \pm 1^\circ\text{C}$. Additionally the influence of air humidity and pressure on oscillator frequency was corrected by computer. The short term frequency instability in the range of $7 \times 10^{-13}/\text{s}$. And the long term frequency instability in the range of $1 + 8 \times 10^{-11}/24\text{h}$. were obtained. In the paper parameters of lateral field excited anharmonic mode resonators and parameters of oscillators utilizing these resonators were presented. The obtained results were compared with parameters of oscillators with classical resonators and lateral field excited resonators working on main mode.

Keywords: Quartz oscillator, long term frequency instability, short term frequency instability, Lateral field resonator, anharmonic mode vibrations

Re
sze
me
się
mi
Art
lub
roz
Ele
Ob

Wy
Art
w f
w v
pow
Ukl
– T
– A
– M
– Z
– T

– U

Obsz

Stres
wzgl
w po
– W

Spos
Tekst
podk
(np.
pom
strze

INFORMACJE DLA AUTORÓW

Redakcja przyjmuje do publikowania prace oryginalne, przeglądowe i monograficzne wchodzące w zakres szeroko pojętej elektroniki. Ponieważ KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI jest czasopismem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk, w związku z tym na jego łamach znajdują się prace naukowe dotyczące podstaw teoretycznych i zastosowań z zakresu elektroniki, telekomunikacji, mikroelektroniki, optoelektroniki, radiotechniki i elektroniki medycznej.

Artykuły powinny charakteryzować oryginalne ujęcie zagadnienia, własna klasyfikacja, krytyczna ocena (teorii lub metod), omówienie aktualnego stanu, lub postępu danej gałęzi techniki oraz omówienie perspektyw rozwojowych. Artykuły publikowane w innych czasopismach nie mogą być kierowane do druku w Kwartalniku Elektroniki i Telekomunikacji w drugiej kolejności zgłoszenia.

Objętość artykułu nie powinna przekraczać 30 stron po około 1800 znaków na stronie, w tym rysunki i tabele.

Wymagania podstawowe.

Artykuły należy nadsyłać na wyraźnym, jednostronnym, czarno-białym wydruku komputerowym. Wydruk w formacie A4 powinien mieć znormalizowaną liczbę wierszy i znaków w wierszu (30 wierszy po 60 znaków w wierszu), w dwóch egzemplarzach, w języku polskim lub angielskim wybranym przez autora. Do wydruku powinna być dołączona dyskietka z elektronicznym tekstem artykułu. Preferowane edytory to WORD 6 lub 8. Układ artykułu (w wersji podstawowej) musi być następujący:

- Tytuł.
- Autor (imię i nazwisko autora/ów).
- Miejsce pracy (nazwa instytucji, miejscowość, adres. + ew. adres elektroniczny (e-mail)).
- Zwięzłe streszczenie powinno być w języku takim, w jakim jest pisany artykuł (wraz ze słowami kluczowymi).
- Tekst podstawowy powinien mieć następujący układ:

1. WPROWADZENIE
2. np. TEORIA
3. np. WYNIKI NUMERYCZNE
- 3.1.
- 3.2.
4.
5.
6. PODSUMOWANIE
7. ew. PODZIĘKOWANIA
8. BIBLIOGRAFIA

- Układ streszczenia w dodatkowej wersji językowej powinien być następujący:

AUTOR (inicjał imienia i nazwisko).

TYTUŁ (w języku angielskim – o ile artykuł pisany jest w języku polskim i na odrwót).

Obszerne do 3600 znaków streszczenia (wraz z słowami kluczowymi) w języku:

- a. angielskim, gdy artykuł pisany jest w języku polskim.
- b. polskim, gdy artykuł pisany jest w języku angielskim.

Streszczenie to powinno pozwolić czytelnikowi na uzyskanie istotnych informacji zawartych w pracy. Z tego względu w streszczeniu tym mogą być cytowane numery istotnych wzorów, rysunków i tabel zawartych w podstawowej wersji językowej.

- Wszystkie strony muszą mieć numerację ciągłą.

Sposób pisania tekstu.

Tekst powinien być pisany bez używania wyróżnień, a w szczególności nie dopuszcza się spacjiowania, podkreślenia i pisania tekstu dużymi literami z wyjątkiem wyrazów, które umownie pisze się dużymi literami (np. FORTRAN). Proponowane wyróżnienia Autor może zaznaczyć w maszynopisie zwykłym ołówkiem za pomocą przyjętych znaków adjustacyjnych, np. podkreślenie linią przerywaną oznacza spacjiowanie (rozstrzelanie), podkreślenie linią ciągłą – pogrubienie, podkreślenie wężykiem — kursywa.

Tekst powinien być napisany z podwójnym odstępem między wierszami, tytuły i podtytuły małymi literami. Marginesy z każdej strony powinny mieć około 35 mm. Wielkość czcionki wydruku powinna być zbliżona co najmniej co wielkości czcionki maszyny do pisania (minimum 12 punktów). Przy podziale pracy na rozdziały i podrozdziały cyfrowe ich oznaczenia nie powinny być większe niż II stopnia (np. 4.1.1.).

Sposób pisania tabel.

Tabele powinny być pisane na oddzielnych stronach. Tytuły rubryk pionowych i poziomych powinny być napisane małymi literami z podwójnym odstępem między wierszami. Przypisy (notki) dotyczące tabel należy pisać bezpośrednio pod tabelami. Tabele należy numerować kolejno liczbami arabskimi, u góry każdej tabeli podać tytuł dwujęzyczny. W pierwszej kolejności w podstawowej wersji językowej, a później w dodatkowej wersji językowej. Tabele umieścić na końcu maszynopisu. Przyjmowane są tabele algorytmów i programy na wydrukach komputerowych. W tym przypadku zachowany jest ich oryginalny układ. Tabele powinny być cytowane w tekście.

Sposób pisania wzorów matematycznych.

Rozmieszczenie znaków, cyfr, liter i odstępów powinno być zbliżone do rozmieszczenia elementów druku. Wskaźniki i wykładniki potęg powinny być napisane wyraźnie i być prawidłowo obniżone lub podwyższone w stosunku do linii wiersza podstawowego. Znaki nad literami i cyframi, całkami i in. symbolami (strzałki, linie, kropki, daszki) powinny być umieszczone dokładnie nad tymi elementami, do których się odnoszą. Numery wzorów cyframi arabskimi powinny być kolejne i umieszczone w nawiasach okrągłych z prawej strony. Nazwy jednostek, symbole literowe i graficzne powinny być zgodne z wytycznymi IEE (International Electrotechnical Commission) oraz ISO (International Organization of Standardization).

Powołania.

Powołania na publikacje powinny być umieszczone na ostatnich stronach tekstu pod tytułem „Bibliografia”, opatrzone numeracją kolejną bez nawiasów. Numeracja ta powinna być zgodna z odnośnikami w tekście artykułu. Przykłady opisu publikacji:

- periodycznej 1. F. Valdoni: A new milimetre wave satelite. E.T.T. 1990, vol. 2, no 5, pp. 141–148
- nieperiodycznej 2. K. Andersen: A resource allocation framework. XVI International Symposium, Stockholm (Sweden), may 1991, paper A 2,4
- książki 3. Y.P. Tvidis: Operation and modeling of the MOS transistors. New York, McGraw-Hill, 1987, p. 553

Materiały ilustracyjne.

Rysunki powinny być wykonane wyraźnie, na papierze gładkim lub milimetrowym w formacie nie mniejszym niż 9 × 12 cm. Mogą być także w postaci wydruku komputerowego (preferowany edytor Corel Draw). Fotografie lub diapozytywy przyjmowane są raczej czarno-białe w formacie nie przekraczającym 10 × 15 cm. Na marginesie każdego rysunku i na odwrocie fotografii powinno być napisane ołówkiem imię i nazwisko Autora oraz skrót tytułu artykułu, do którego są przeznaczane oraz numer rysunku. Spis podpisów pod rysunkami i fotografiami powinien być umieszczony na oddzielnej stronie. Podpisy pod rysunkami (fotografiami) powinny być dwujęzyczne: w pierwszej kolejności w podstawowej wersji językowej, a później w dodatkowej wersji językowej. Rysunki powinny być cytowane w tekście.

Uwagi końcowe.

Na odrębnej stronie powinny być podane następujące informacje:

- adres do korespondencji z kodem pocztowym (domowy lub do miejsca pracy),
- telefon domowy i/lub do miejsca pracy,
- adres e-mailowy (jeśli autor posiada).

Autorowi przysługuje bezpłatnie 20 odbitek artykułu. Dodatkowe egzemplarze odbitek, lub cały zeszyt Autor może zamówić u wydawcy na własny koszt.

Autora obowiązują korekta autorska, którą powinien wykonać w ciągu 3 dni od daty otrzymania tekstu z Redakcji, oraz zwrócić osobiście lub listownie pod adres Redakcji. Korekta powinna być naniesiona na przekazanych Autorowi szpaltach na marginesach ew. na osobnym arkuszu w przypadku uzupełnień tekstu większych niż dwa wiersze. W przypadku nie zwrócenia korekty w terminie, korektę przeprowadza Redakcja Techniczna Wydawcy. Redakcja prosi Autorów o powiadomienie ją o zmianie miejsca pracy i adresu prywatnego.

INFORMATION FOR AUTHORS OF K.E.T.

The editorial staff will accept for publishing only original monographic and survey papers concerning widely understood electronics. Because of the fact that KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI is a journal of the Committee for Electronics and Telecommunications of Polish Academy of Science, it presents scientific works concerning theoretical bases and applications from the field of electronics, telecommunications, microelectronics, optoelectronics, radioelectronics and medical electronics.

Articles should be characterised by original depiction of a problem, its own classification, critical opinion (concerning theories or methods), discussion of an actual state or a progress of a given branch of a technique and discussion of development perspectives.

An article published in other magazines can not be submitted for publishing in K.E.T. The size of an article can not exceed 30 pages, 1800 character each, including figures and tables.

Basic requirements

The article should be submitted to the editorial staff as a one side, clear, black and white computer printout in two copies. The article should be prepared in English or Polish. Floppy disc with an electronic version of the article should be enclosed. Preferred wordprocessors: WORD 6 or 8.

Layout of the article.

- Title.
- Author (first name and surname of author/authors).
- Workplace (institution, adress and e-mail).
- Concise summary in a language article is prepared in (with keywords).
- Main text with following layout:
 - Introduction
 - Theory (if applicable)
 - Numerical results (if applicable)
 - Paragraph 1
 - Paragraph 2
 -
 -
 - Conclusions
 - Acknowledgements (if applicable)
 - References
- Summary in additional language:
 - Author (firs name initials and surname)
 - Title (in Polish, if article was prepared in English and vice versa)
 - Extensive summary, hawever not exceeching 3600 characters (along with keywords) in Polish, if artide was prepared in English and vice versa). The summary should be prepared in a way allowing a reader to obtaoin essential information contained in the artide. For that reason in the summary author can place numbers of essential formulas, figures and tables from the article.

Pages should have continues numbering.

Main text

Main text can not contain formatting such as spacing, underlining, words written in capital letters (except words that are commonly written in capital letters). Author can mark suggested formatting with pencil on the margin of the article using commonly accepted adjusting marks.

Text should be written with double line spacing with 35 mro left and right margin. Titles and subtitles should be written with small letters. Titles and subtitles should be numberd using no mor than 3 levels (i.e. 4.1.1.).

Tables

Tables with their titles should be places on separate page at the end of the article. Titles of rows and columns should be written in small letters with double line spacing. Annotations concerning tables

should be placed directly below the table. Tables should be numbered with Arabic numbers on the top of each table. Table can consist algorithm and program listings. In such cases original layout of the table will be preserved. Table should be cited in the text.

Mathematical formulas

Characters, numbers, letters and spacing of the formula should be adequate to layout of main text. Indexes should be properly lowered or raised above the basic line and clearly written. Special characters such as lines, arrows, dots should be placed exactly over symbols which they are attributed to. Formulas should be numbered with Arabic numbers placed in brackets on the right side of the page. Units of measure, letter and graphic symbols should be printed according to requirements of IEE (International Electrotechnical Commission) and ISO (International Organisation of Standardisation).

References

References should be placed at the end of the main text with the subtitle „References”. References should be numbered (without brackets) adequately to references placed in the text. Examples of periodical [1], non-periodical [2] and book [3] references:

1. F. Valdoni: A new millimetre wave satellite. E.T.T. 1990, vol. 2, no 5, pp. 141–148
2. K. Anderson: A resource allocation framework. XVI International Symposium (Sweden). May 1991. paper A 2.4
3. Y.P. Tivdis: Operation and modeling of the MOS transistors. New York. McGraw-Hill. 1987. p. 553

Figures

Figures should be clearly drawn on plain or millimetre paper in the format not smaller than 9×12 cm. Figures can be also printed (preferred editor – CorelDRAW). Photos or diapositives will be accepted in black and white format not greater than 10×15 cm. On the margin of each drawing and on the back side of each photo author's name and abbreviation of the title of article should be placed. Figure's captions should be given in two languages (first in the language the article is written in and then in additional language). Figure's captions should be also listed on separate page. Figures should be cited in the text.

Additional information

On the separate page following information should be placed:

- mailing address (home or office),
- phone (home or/and office),
- e-mail.

Author is entitled to free of charge 20 copies of article. Additional copies or the whole magazine can be ordered at publisher at the author's expense.

Author is obliged to perform the author's correction, which should be accomplished within 3 days starting from the date of receiving of the text from the editorial staff. Corrected text should be returned to the editorial staff personally or by mail. Correction marks should be placed on the margin of copies received from the editorial staff or if needed on separate pages. In the case when the correction is not returned in said time limit, correction will be performed by technical editorial staff of the publisher.

In case of changing of workplace or home address Authors are asked to inform the editorial staff.

POLSKA AKADEMIA NAUK
KOMITET ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

KWARTALNIK
ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

ELECTRONICS AND
TELECOMMUNICATIONS
QUARTERLY

SPIŚ TREŚCI – TOM 49/2003

WARSZAWA 2003

SPIS TREŚCI DO TOMU 49 – 2003

Nr 1

M. Tadeusiewicz, S. Hałas: Udoskonalony algorytm wyznaczania wszystkich rozwiązań DC obwodów zawierających tranzystory MOS	7
J. Siuzdak: Analiza zniekształceń światłowodowych impulsów optycznych, spowodowanych dyspersją chromatyczną i migotaniem	19
M. Gajer: Podejście probalistyczne do zagadnień szeregowania zadań w systemach czasu rzeczywistego	33
M. Gajer: Analiza możliwości i ograniczeń systemów translacji automatycznej wspomaganą przez człowieka na przykładzie systemu tłumaczącego z języka szwedzkiego na polski	47
S. Bocian: Wizyjny system kontroli i diagnostyki zjawisk trybologicznych występujących w kolejowych hamulcach tarczowych	107
Informacje dla Autorów	123

Nr 2

K. Wiatr: Wieloprocesorowa architektura procesorów sygnałowych dla potrzeb przetwarzania obrazów w czasie rzeczywistym	135
M. Gajer: Wybrane zagadnienie szeregowania zadań wieloprocesorowych dla dedykowanych procesów	163
K. Wiatr: Procesory z dynamicznie programowaną przez użytkownika listą rozkazów implementowane w układach FPGA	177
A. Rutkowski: Mikrofalowe przesuwniki fazy ze strojnikami równoległymi	201
Z. Lisik: Elektronika wysokotemperaturowa	225
E. Jaszczyszyn, M. Szafran, J. Modelski, E. Bobryk: Badania właściwości materiałów ferroelektrycznych w zakresie mikrofal	247
Informacje dla Autorów	257

Nr 3

K. Koziel: Efektywna analiza tolerancji filtrów aktywnych G_m -C czasu ciągłego	271
E. Jamro, K. Wiatr: Implementacja operacji konwolucji o stałych współczynnikach w układach FPGA	295
J. Kowalski: Analiza i projektowanie sieci neuronowych komórkowych realizowanych w technice układów pracujących w trybie prądowym	317
P. Rusek, K. Wiatr: Rekonfigurowalny kwantyzator wektorowy do kodowania obrazów w czasie rzeczywistym	355
K. Weiss, B. Gniewińska, A. Lisowiec: Zagadnienia ustalania częstotliwości drgań generatorów z rezonatorami kwarcowymi pobudzonymi do drgań polem równoległym	373

K. Górecki: Modelowanie cewki z rdzeniem ferrytowym w programie SPICE z uwzględnieniem samonagrzewania	389
M. Gajer: System translacji automatycznej oparty na uogólnionych przykładach translacyjnych	405
Informacje dla Autorów (w jęz. pol.)	429

Nr 4

A. Jakubiak, F. Świdorski: Widmowe metody klasyfikacji radiolokacyjnych zakłóceń biernych	441
S. Konatowski: Zintegrowany system pozycjonujący pojazdów lądowych	467
D. Radomski, A. Jakubiak: Systemy ekspertowe w diagnostyce medycznej	481
M. Ziembicki, J. Marzec: Sprzętowy generator liczb losowych do zastosowań kryptograficznych	503
M. Tadeusiewicz, S. Hałas: Układy zawierające tranzystory MOS z krótkim kanałem: wyznaczanie wszystkich rozwiązań DC oraz charakterystyk typu wejście-wyjście	515
A. Gołda, A. Kos: Ocena parametrów użytkowych układów cyfrowych CMOS Cz. 1: Modele bramek, margines zakłóceń, czas propagacji	539
A. Gołda, A. Kos: Ocena parametrów użytkowych układów cyfrowych CMOS Cz. 2: Straty energii	567
K. Weiss, W. Szulc, B. Gniewińska: Zastosowanie w generatorach rezonatorów cięcia SC pobudzanych polem równoległym do drgań anharmonicznych	597
Informacje dla Autorów	613
Roczny spis treści	619
Lista recenzentów	623

CONTENTS

Nr 1

M. Tadeusiewicz, S. Hałas: An improved algorithm for finding all the DC solutions of MOS transistor circuits	7
J. Siuzdak: Analysis of distortion of optical fiber impulses caused by chromatic dispersion and chirp	19
M. Gajer: Probabilistic approach to task scheduling in the real-time systems	33
M. Gajer: The analysis of possibilities and frontiers of human-aided machine translation system on the example of Swedish – to – Polish translation system	47
S. Bocian: Visional system of controlling and diagnostic of the tribological phenomena existed in the railway disk brakes	107
Information for Authors of KEiT	126

Nr 2

K. Wiatr: Multiprocessor architecture of digital signal processors for real-time image processing	135
M. Gajer: The chosen problems of multiprocessor task scheduling for dedicated processors	163
K. Wiatr: Processors with dynamic reconfigurable by user instructions list implemented in FPGA structures	177
A. Rutkowski: Microwave phase shifters with loading stubs	201
Z. Lisik: High temperature electronics	225

E. Jaszczyszyn, M. Szafran, J. Modelski, E. Bobryk: Investigation of the ferroelectric materials behaviour in microwave band	247
Information for Authors of KEiT	260

Nr 3

K. Koziel: Efficient tolerance analysis of continuous-time G_m -C filters	271
E. Jamro, K. Wiatr: Convolution with constant coefficient implemented in FPGA chips	295
J. Kowalski: Analysis and designing of cellular neural networks based on current-mode CMOS circuits	317
P. Russek, K. Wiatr: Reconfigurable vector quantizer for image compression in real-time systems	355
K. Weiss, B. Gniewińska, A. Lisowiec: The problems of resonant frequency adjusting of the oscillators utilizing lateral field excited quartz resonators	373
K. Górecki: SPICE – aided modelling of coils with the ferrite core with selfheating taken into account	389
M. Gajer: The example based machine translation system	405
Information for the Authors (w jęz. ang.)	432

Nr 4

A. Jakubiak, F. Świdorski: Spectral methods of radar clutter classification	441
S. Konatowski: Integrated positioning system for land vehicles	467
D. Radomski, A. Jakubiak: Expert systems in medical diagnosti	481
M. Ziembicki, J. Marzec: Hardware random number generator designed for cryptographic systems	503
M. Tadeusiewicz, S. Hałas: Short-channel MOS transistor circuits: finding all the DC solutions and input-output characteristics	515
A. Gólda, A. Kos: Evaluation of utilitarian parameters of digital CMOS circuits. Part 1: Models of gates, noise margins, propagation-time delays	539
A. Gólda, A. Kos: Evaluation of utilitarian parameters of digital CMOS circuits. Part 2: Energy losses	567
K. Weiss, W. Szulc, B. Gniewińska: Lateral field excited SC-cut anharmonic mode resonators utilization in oscillators	597
Information for the Authors	616
Year contents of Electronics and Telecommunications Quarterly	619
The List of the reviewers	623

LISTA RECENZENTÓW KWARTALNIKA ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

Dr inż. *Adam Abramowicz*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Jerzy Frączek*
Politechnika Śląska
Instytut Automatyki

Dr inż. *Jarosław Arabas*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Dr inż. *Zbigniew Gajo*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Jerzy Baranowski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Bogdan Galwas*
Politechnika Warszawska,
Instytut Mikroelektroniki i Optoelektroniki

Dr inż. *Andrzej Bąk*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Mgr inż. *Marcin Golański*
Politechnika Warszawska
Instytut Telekomunikacji

Dr inż. *Piotr Bora*
Wojskowa Akademia Techniczna
Warszawa

Dr inż. *Konrad Hejn*
Politechnika Warszawska
Instytut Systemów Elektronicznych

Dr hab. inż. *Grzegorz Ciesielski*
Politechnika Łódzka
Instytut Elektrotechniki Teoretycznej,
Metrologii i Materiałoznawstwa

Dr hab. inż. *Ewa Hermanowicz*
Politechnika Gdańska
Wydział Elektroniki i Telekomunikacji
i Informatyki

Dr hab. inż. *Witold Czarniecki*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Prof. dr hab. inż. *Ryszard Jachowicz*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. nzw. dr hab. *Andrzej Dąbrowski*
Politechnika Warszawska
Instytut Telekomunikacji

Dr inż. *Andrzej Jakubiak*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Prof. dr hab. inż. *Janusz A. Dobrowolski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. *Andrzej Jakubowski*
Politechnika Warszawska
Instytut Mikroelektroniki i Optoelektroniki

Dr inż. *Jarosław Domaszewicz*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Dr inż. *Stanisław Jankowski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Dr inż. *Przemysław Dymarski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Dr hab. inż. *Swietlana Januszkiewicz*
Politechnika Szczecińska
Wydział Informatyki

Dr inż. *Jacek Jarkowski*
Politechnika Warszawska
Instytut Systemów Elektronicznych

Dr inż. *Krzysztof Jasiński*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Prof. dr hab. inż. *Janusz Jaworski*
Politechnika Lubelska,
Katedra Automatyki

Dr hab. inż. *Wojciech Kabaciński*
Politechnika Poznańska,
Instytut Elektroniki i Telekomunikacji

Prof. dr hab. inż. *Zbigniew Kaczkowski*
Polska Akademia Nauk,
Instytut Fizyki, Warszawa

Dr inż. *Ryszard Kisiel*
Politechnika Warszawska,
Instytut Mikroelektroniki i Optoelektroniki

Dr inż. *Tomasz Kosiło*
Politechnika Warszawska,
Instytut Radioelektroniki

Dr *Ryszard Kossowski*
Politechnika Warszawska
Instytut Telekomunikacji

Dr inż. *Zbigniew Kowalczyk*
Przemysłowy Instytut Telekomunikacji
Gdańsk-Wrzeszcz

Mgr inż. *Henryk Kowalski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Informatyki

Prof. dr hab. inż. *Andrzej Krasniewski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Prof. dr hab. inż. *Małgorzata Kujawińska*
Politechnika Warszawska,
Instytut Mikromechaniki i Fotoniki

Dr inż. *Stawomir Kukliński*
Politechnika Warszawska
Instytut Telekomunikacji

Dr inż. *Stawomir Kula*
Politechnika Warszawska
Instytut Telekomunikacji

Dr hab. inż. *Wiesław Kuźmierz*
Politechnika Warszawska
Instytut Mikroelektroniki i Optoelektroniki

Prof. dr hab. inż. *Juliusz Lech Kulikowski*
Polska Akademia Nauk, Warszawa
Instytut Biocybernetyki i Inżynierii Biomedycznej

Prof. dr hab. inż. *Zygmunt Kuśmerek*
Politechnika Łódzka, Instytut Elektrotechniki
Teoretycznej, Meteorologii i Materiałoznawstwa

Dr inż. *Lech Lewandowski*
Politechnika Warszawska
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Tadeusz Łuba*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Mgr inż. *Grzegorz Mazur*
Politechnika Warszawska,
Instytut Informatyki

Prof. dr hab. inż. *Marian Milek*
Politechnika Zielonogórska,
Instytut Metrologii Elektrycznej

Prof. dr hab. inż. *Tadeusz Morawski*
Politechnika Warszawska,
Instytutu Radioelektroniki

Prof. dr hab. inż. *Andrzej Napieralski*
Politechnika Łódzka,
Instytutu Elektroniki

Prof. dr *Wincenty Pajewski*
Polska Akademia Nauk
Instytut Podstawowych Problemów Techniki

Dr hab. inż. *Zdzisław Papir*
Akademia Górniczo-Hutnicza, Kraków
Katedra Telekomunikacji

Dr inż. *Andrzej Paszkiewicz*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Dr hab. inż. *Jan Petykiewicz*
Politechnika Warszawska,
Instytut Fizyki

Prof. dr hab. inż. *Andrzej Pfizner*
Politechnika Warszawska,
Instytut Mikroelektroniki i Optoelektroniki

Prof. dr hab. inż. *Anna Piotrowska*
Instytut Technologii Elektronicznej
Warszawa

Prof. dr hab. *Włodzimierz Pogribny*
Akademia Techniczno-Rolnicza, Bydgoszcz
Instytut Telekomunikacji

Mgr inż. *Mariusz Rawski*
Politechnika Warszawska
Instytut Telekomunikacji

Dr inż. *Mirostaw Rojewski*
Politechnika Gdańska,
Instytut Systemów Informacyjnych

Prof. nadzw. dr hab. *Stanisław Rostonec*
Politechnika Warszawska
Instytut Radioelektroniki

Prof. dr hab. inż. *Jerzy Siuzdak*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Prof. nadzw. dr hab. *Władysław Skarbek*
Politechnika Warszawska
Instytut Radioelektroniki

Dr inż. *Andrzej Skorupski*
Politechnika Warszawska
Instytut Informatyki

Mgr inż. *Krzysztof Skowroński*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Waldemar Soluch*
Instytut Technologii Materiałów
Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Marek Stabrowski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Elektrotechniki Teoretycznej
i Miernictwa Elektrycznego

Dr hab. inż. *Witold J. Stepowicz*
Politechnika Gdańska
Wydział Elektroniki, Telekomunikacji
i Informatyki

Dr inż. *Jerzy Szabatin*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Dr inż. *Jacek Szymanowski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Automatyki i Informatyki Stosowanej

Dr inż. *Lech Śliwa*
Politechnika Warszawska,
Instytut Podstaw Elektroniki

Dr inż. *Marek Średniawa*
Politechnika Warszawska
Instytut Telekomunikacji

Prof. dr hab. inż. *Leszek Trybus*
Politechnika Rzeszowska,
Katedra Automatyki i Informatyki

Prof. dr hab. inż. *Aleksander Urbaś*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Mgr inż. *Krzysztof Włostowski*
Politechnika Warszawska
Instytut Telekomunikacji

Plk. dr hab. inż. *Marian Wnuk*
Wojskowa Akademia Techniczna
Warszawa

Prof. dr hab. inż. *Jacek Wojciechowski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. nzw. dr hab. inż. *Andrzej Wojtkiewicz*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Janusz Zarebski*
Akademia Morska
Gdynia