

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA
"POLITEHNICA" TIMIȘOARA
BIBLIOTECA CENTRALĂ
Electronică și Telecomunicații

Nr. Inv. 629010

Dulap 309 Lit. A

—
Ing. Daniel BELEGA

CONTRIBUȚII LA TESTAREA CONVERTOARELOR ANALOG-NUMERICE

TEZĂ DE DOCTORAT

Conducător Științific

Prof. dr. ing. Mircea CIUGUDEAN

2001

Părinților mei

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA
BIBLIOTECA CENTRALĂ
Nr. inv. 629.010
După 369 Lit. A

MULȚUMIRI

Țin să mulțumesc tuturor persoanelor care au contribuit la pregătirea mea de doctorat și la definitivarea tezei:

Îmi exprim recunoștința mea Domnului Profesor Mircea CIUGUDEAN, conducătorul științific al acestei lucrări pentru încrederea, susținerea și sfaturile domniei sale, atât științifice cât și umane, care au fost primordiale în realizarea acestei lucrări. De asemenea, țin să-i mulțumesc foarte mult Domnului Profesor Mircea CIUGUDEAN și pentru bursa acordată pentru stagiul de o lună efectuat la laboratorul de microelectronică IXL Bordeaux.

Îmi exprim gratitudinea mea tuturor Domnilor Profesori care au acceptat să fie referenții acestei lucrări și pentru onorea care mi-au acordat-o de a accepta să fie membri ai comisiei de examen.

Îmi exprim recunoștința mea Domnului Profesor Philippe MARCHEGAY, director la ENSER Bordeaux și conducătorul echipei de cercetare în domeniul testării convertoarelor analog-numeric din cadrul laboratorului IXL Bordeaux pentru că mi-a acceptat efectuarea unui stagiu de o lună la laboratorul IXL în cadrul echipei conduse de domnia sa.

Îmi exprim mulțumirile mele tuturor colegilor pe care nu i-am numit și care mi-au acordat un ajutor pe întreaga durată de elaborare a lucrării.

CUPRINS

| | |
|---|----|
| Introducere | 1 |
| I. Caracteristicile convertoarelor analog-numeric | |
| I-1. Introducere..... | 3 |
| I-2. Aprecierea performanțelor convertoarelor analog-numeric..... | 4 |
| I-3. Erorile convertoarelor analog-numeric..... | 7 |
| I-4. Tipuri de testări folosite pentru determinarea performanțelor CAN..... | 14 |
| I-5. Concluzii..... | 18 |
| II. Contribuții la testarea convertoarelor analog-numeric prin analiză spectrală | |
| II-1. Alegerea optimă a ferestrei temporale..... | 19 |
| II-1.1. Criteriu original pentru alegerea optimă a ferestrei temporale la testarea CAN prin analiză spectrală în modul “single-tone”..... | 19 |
| II-1.2. Criteriu original pentru alegerea optimă a ferestrei temporale la testarea CAN prin analiză spectrală în modul “dual-tone”..... | 34 |
| II-2. Studiul influenței erorii de cuantizare asupra parametrilor dinamici ai unui CAN testat prin analiză spectrală în modul “single-tone”..... | 45 |
| II-3. Concluzii..... | 50 |
| III. Contribuții la testarea convertoarelor analog – numerice pe baza metodei de interpolare a FFT | |
| III-1. Metodă propusă pentru estimarea parametrilor SINAD și ENOB..... | 51 |
| III-1.1. Prezentarea metodei propuse..... | 51 |
| III-1.2. Studiu asupra alegerii optime a ferestrei temporale..... | 52 |
| III-1.3. Performanțele metodei propuse..... | 57 |
| III-2. Contribuții la estimarea parametrilor THD și SFDR..... | 62 |
| III-3. Concluzii..... | 67 |
| IV. Contribuții la estimarea numărului de biți efectivi al unui CAN pe baza histogramei saturate | |
| IV-1. Contribuții la determinarea valorii medii a numărului de biți efectivi al unui CAN pe baza histogramei saturate..... | 69 |
| IV-2. Concluzii..... | 74 |
| V. Sistemul “ADC TEST” de testare a convertoarelor analog-numeric | |
| V-1. Prezentarea sistemului ADC TEST..... | 75 |
| V-2. Etapele utilizate în testarea unui CAN..... | 77 |
| V-3. Testarea unor convertoare analog-numeric..... | 87 |
| V-4. Concluzii..... | 95 |
| Concluzii | 97 |
| Anexa 1 | |
| Determinarea numărului de eșantioane necesare pentru testarea tuturor codurilor unui CAN..... | 99 |

| | |
|---|-----|
| Anexa 2 | |
| Caracteristicile și parametrii ferestrelor temporale..... | 101 |
| Anexa 3 | |
| Relațiile de estimare a parametrilor dinamici ai unui CAN testat prin analiză spectrală în modul “single-tone”..... | 111 |
| Anexa 4 | |
| Relațiile de estimare a parametrilor dinamici ai unui CAN testat prin analiză spectrală în modul “dual-tone”..... | 113 |
| Anexa 5 | |
| Determinarea “celei mai potrivite sinusoide” aferente semnalului de ieșire al unui CAN pe baza metodei de interpolare a FFT..... | 117 |
| Anexa 6 | |
| Determinarea valorii medii a numărului de biți efectivi al unui CAN estimat prin metoda histogramei saturate..... | 119 |
| Anexa 7 | |
| Relațiile de estimare a parametrilor dinamici ai unui CAN testat pe baza densității spectrale de putere..... | 123 |
| Bibliografie | 125 |
| Lista abrevierilor folosite | 129 |

INTRODUCERE

Forma naturală a semnalelor este cea analogică. Din punct de vedere al prelucrării, transmisiei și memorării este mai avantajos să se utilizeze semnale numerice. Transformarea semnalelor analogice în semnale numerice se realizează cu ajutorul unor circuite numite **convertoare analog-numerice (CAN)**. Astfel, performanțele prelucrării numerice depind în cea mai mare măsură de acuratețea cu care este realizat procesul de conversie analog-numerică, adică de performanțele CAN.

Pentru evaluarea cu precizie ridicată a performanțelor unui CAN este necesară utilizarea unor metode performante de testare a CAN. În momentul actual există numeroase preocupări pentru caracterizarea cât mai precisă a CAN, existând un număr mare de articole publicate pe această temă în revistele cele mai renumite. De asemenea, pe plan mondial există grupuri de lucru care cercetează acest domeniu. Cele mai importante grupuri de lucru, alcătuite din specialiști renumiți în acest domeniu, sunt, în Europa, IMEKO TC-4, și în America, IEEE TC-10. Una dintre preocupările de baza a acestor grupuri este aceea de a găsi cele mai precise metode de testare a CAN în vederea impunerii acestora în cadrul standardelor de caracterizare a CAN.

Obiectivul principal pe care l-am urmărit în cadrul tezei de doctorat îl constituie perfecționarea metodelor de testare existente, precum și introducerea unei noi metode de testare a CAN. Rezultatele obținute sunt incluse în cadrul unui sistem profesional de testare a CAN (**ADC TEST**) pe care l-am conceput și realizat.

În cadrul primului capitol am prezentat o clasificare a CAN și domeniile de utilizare a celor mai performante CAN. Am prezentat, de asemenea, o serie de parametri de performanță ai CAN, la care am introdus un nou parametru, pe care l-am intitulat factorul de decizie calitate-preț. Am descris, pe scurt, cele mai importante erori statice și dinamice ale unui CAN. Am prezentat o clasificare proprie a metodelor de testare existente și am arătat, pe scurt, avantajele și dezavantajele celor mai performante metode de testare a CAN. Am propus o metodă originală de calcul a numărului de eșantioane necesare pentru testarea tuturor codurilor unui CAN prin analiză spectrală în modul "single-tone". Această metodă am prezentat-o în Anexa 1.

În majoritatea aplicațiilor practice ale unui CAN frecvențele de intrare și de eșantionare nu sunt coerente. Din acest motiv este utilă testarea CAN și în aceste situații. În cazul în care între frecvențele de intrare și cea de eșantionare nu există o relație de coerență, spectrul semnalului de ieșire al CAN este afectat de **fenomenul de curgere ("leakage")**. Pentru ca fenomenul de curgere să nu afecteze preciziile de estimare a parametrilor dinamici trebuie ca semnalul de ieșire al CAN să fie multiplicat cu o fereastră temporală adecvată. În momentul actual nu există un criteriu pentru alegerea optimă a ferestrei temporale la testarea CAN în domeniul frecvență. Ținând cont de acest lucru, în cadrul capitolului II, am definit pentru fiecare mod de testare (modul "single-tone", respectiv modul "dual-tone") un parametru de performanță caracteristic oricărei ferestre temporale, care permite alegerea optimă a ferestrei temporale la testarea CAN prin analiză spectrală. De asemenea, în cadrul capitolului II am studiat care este influența erorii de cuantizare asupra principalilor parametri dinamici ai unui CAN. În Anexa 2 am prezentat caracteristicile și parametrii ferestrelor temporale pe care le-am utilizat în cadrul lucrării. În Anexa 3 am prezentat relațiile de estimare a parametrilor dinamici ai unui CAN testat prin analiză spectrală

în modul “single-tone”. În Anexa 4 am prezentat relațiile de estimare a parametrilor dinamici ai unui CAN testat prin analiză spectrală în modul “dual-tone”.

În capitolul III am descris o metodă originală de estimare a numărului de biți efectivi al unui CAN și a raportului semnal/(zgomot+distorsiuni) al unui CAN, bazată pe metoda de interpolare a transformatei Fourier rapide (FFT). Am realizat, de asemenea, un studiu referitor la alegerea optimă a ferestrei temporale în cadrul metodei propuse. Am propus un parametru de performanță, caracteristic oricărei ferestre temporale, care stabilește gradul de eficiență al ferestrei în compensarea granularității aferente spectrului. Performanțele metodei propuse le-am comparat cu cele obținute pe baza analizei spectrale. Am folosit metoda de interpolare a FFT la estimarea factorului de distorsiuni armonice al unui CAN și a domeniului dinamic al unui CAN fără componentele cauzate de zgomot. În Anexa 5 am prezentat modul de determinare a “cele mai potrivite sinusoidale” aferente semnalului de ieșire al CAN pe baza metodei de interpolare a FFT.

În capitolul IV am analizat cum este influențată precizia de estimare a numărului de biți efectivi corespunzătorii comportării deterministe a unui CAN pe baza histogramei saturate, de diferența între valoarea maximă a semnalului sinusoidal de test și jumătatea domeniului dinamic maxim al CAN supus testării, precum și de numărul de perioade ale semnalului sinusoidal de test. Am determinat o relație pentru valoarea medie a numărului de biți efectivi estimat pe baza histogramei saturate, în cazul în care asupra CAN se manifestă un zgomot Gaussian aditiv. Calculul matematic al acestei relații l-am prezentat în Anexa 6.

Toate simulările din cadrul capitolelor II-IV le-am realizat cu ajutorul programului MATLAB 4.2.

În capitolul V am prezentat sistemul **ADC TEST** pe care l-am conceput și realizat. Am prezentat modul de utilizare a sistemului **ADC TEST** la testarea practică a unor tipuri de CAN. În Anexa 7 am prezentat relațiile de estimare a parametrilor dinamici ai unui CAN testat pe baza densității spectrale de putere.

În cadrul lucrării am folosit un număr mare de abrevieri. Semnificațiile acestor abrevieri le-am prezentat la sfârșitul lucrării în cadrul listei de abrevieri folosite.

CARACTERISTICILE CONVERTOARELOR ANALOG-NUMERICE

I-1. INTRODUCERE

Forma naturală a variabilelor purtătoare de informație (tensiunea, curentul, capacitatea, temperatura, presiunea, timpul, etc...) este cea analogică. În scopul prelucrării, transmisiei și memorării este mai avantajos să se exprime aceste variabile într-o formă numerică. Transformarea semnalelor analogice în semnale numerice se realizează prin intermediul unui sistem de achiziție de date (v. figura I-1).

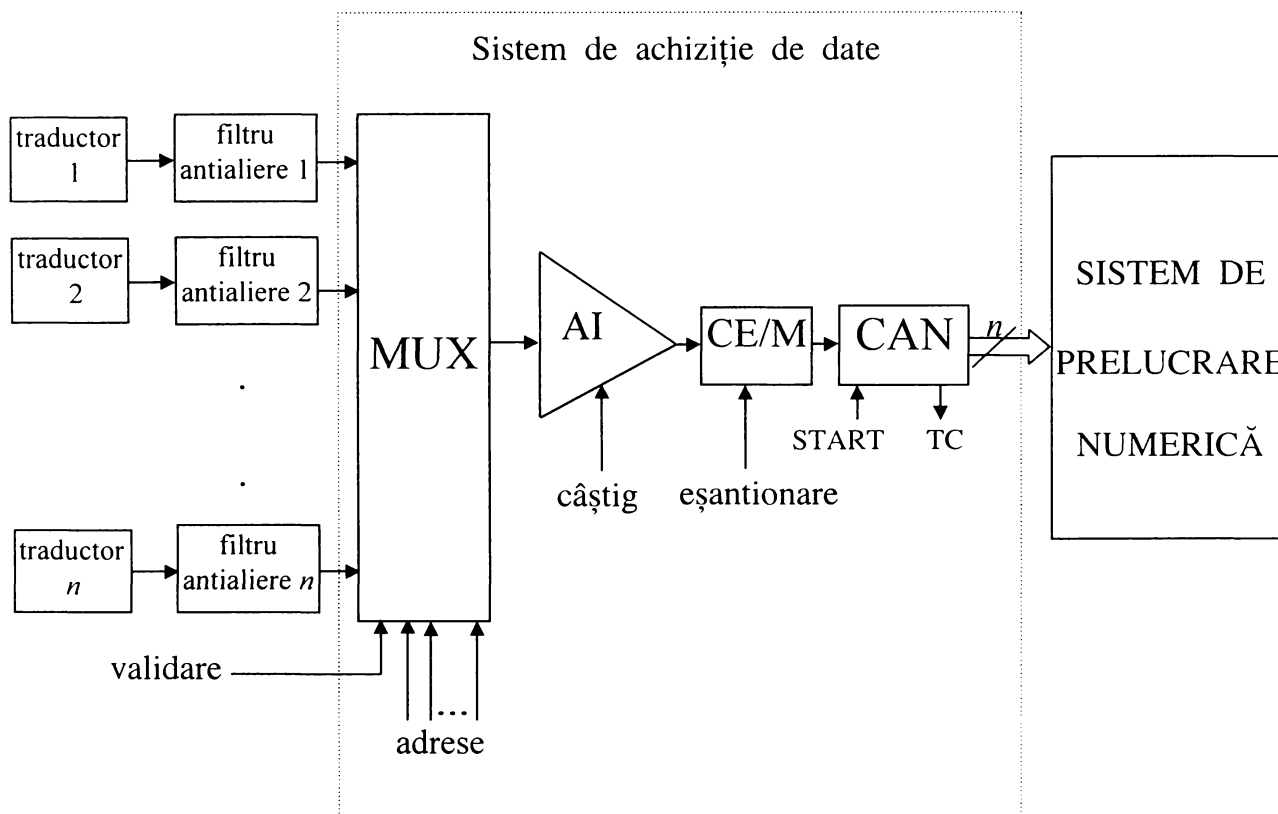


Fig. I-1. Schema bloc a unui sistem de achiziție și prelucrare numerică a semnalelor analogice.

Sistemul de achiziție de date preia semnalele analogice de la unul sau mai multe traductoare și le convertește într-o formă numerică. În acest scop, acesta conține un circuit de multiplexare (MUX), un amplificator instrumental (AI) cu câștig programabil, un circuit de eșantionare și memorare (CE/M) și un convertor analog-numeric (CAN).

Blocul esențial al sistemului de achiziție de date este CAN. Acesta acceptă la intrare un semnal analogic, în general o tensiune, și produce la ieșire un cuvânt de cod (sau cod) binar $b_0b_1b_2\dots b_{n-1}$, în care b_0 este bitul cel mai semnificativ ("most significant bit" - MSB), iar b_{n-1} este bitul cel mai puțin semnificativ ("least significant bit" - LSB). Biții b_k ($k=0,1,\dots,n-1$) sunt egali cu 0 sau 1, depinzând de nivelul semnalului analogic de intrare.

Un CAN dispune, în general, de două linii adiționale de control (v. figura I-1): intrarea START, care declanșează conversia, și ieșirea TC, care indică terminarea conversiei. Semnalul obținut la ieșirea CAN se aplică unui sistem de prelucrare numerică.

I-2. APRECIEREA PERFORMANTELOR CONVERTOARELOR ANALOG-NUMERICE

La CAN, datorită tehnicilor folosite pentru realizarea conversiei analog-numerice și a tehnologiilor utilizate, creșterea rezoluției se face cu prețul scăderii vitezei și, reciproc, mărirea vitezei conduce la o scădere a rezoluției. Ținând cont de acest lucru CAN pot fi clasificate în [1]:

- CAN de mare viteză;
- CAN de mare precizie;
- CAN de viteză și precizie medie.

CAN cele mai rapide sunt, în ordine descrescătoare:

- CAN de tip paralel ("flash");
- CAN cu repliere și interpolare ("foldind and interpolation");
- CAN în doi pași ("two-pass");
- CAN cu funcționare "pipeline".

CAN cu cele mai mari rezoluții sunt, în ordine descrescătoare:

- CAN delta-sigma (CAN $\Delta\Sigma$);
- CAN cu integrare;
- CAN cu aproximații succesive.

Un CAN este cu atât mai performant cu cât are viteza și rezoluția mai ridicate. Astfel, un CAN este caracterizat cel mai bine prin parametrul de performanță, numit factor de merit (F_m), definit ca produsul dintre rezoluția convertorului 2^n și frecvența maximă de eșantionare f_{emax} [1]:

$$F_m = 2^n \cdot f_{emax} \quad (I-1)$$

Pentru CAN cele mai utilizate, performanțele legate de viteză și de precizie, precum și domeniile lor de aplicație sunt prezentate în tabelul de mai jos [1]:

Tabelul I-1: Caracteristicile celor mai performante CAN.

| Tipuri de convertoare | Viteza maximă | Rezoluția | Domeniile de aplicație |
|----------------------------|-------------------|--------------|--------------------------------------|
| paralel | 10 MHz – 1 GHz | 4 - 10 biți | video, radar,... |
| în doi pași | 100 KHz – 250 MHz | 8 - 16 biți | video, radar, medical,.. |
| cu repliere și interpolare | 45, 650 MHz | 8 biți | video |
| cu funcționare "pipeline" | 2 – 100 MHz | 10 - 14 biți | video,... |
| delta – sigma | câțiva Hz – 1 MHz | 12 - 24 biți | audio, măsurări, telecomunicații,... |
| aproximații succesive | 10 KHz – 1 MHz | 12 - 18 biți | măsurări, audio,... |

În figura I-2 se prezintă o apreciere a performanțelor convertoarelor specificate în tabelul de mai sus, pe baza valorilor maxime a F_m . CAN analizate au fost cele realizate de unele dintre cele mai renumite firme constructoare de convertoare, Analog Devices [2] și Burr-Brown [3], precum și CAN cu repliere și interpolare realizat de firma Philips [4].

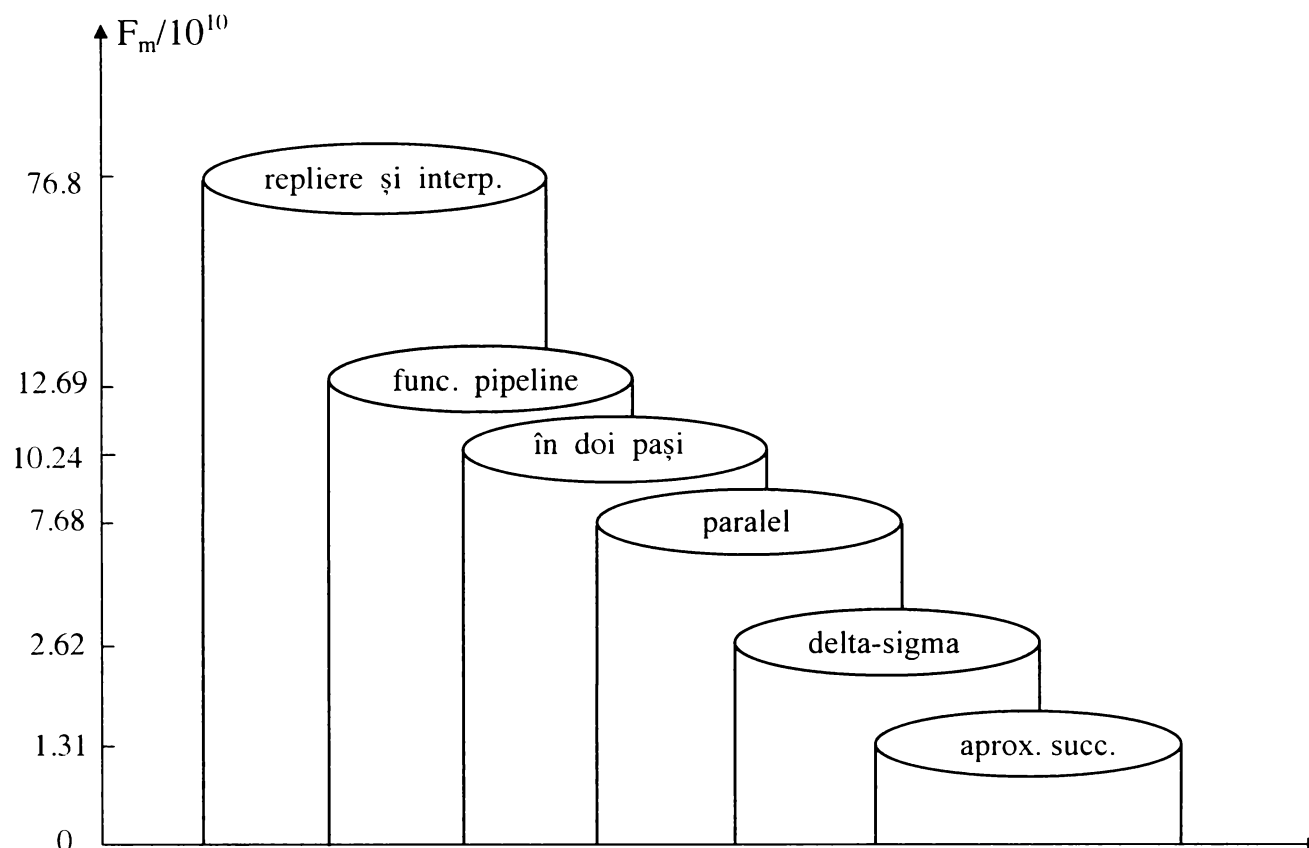


Fig. I-2. Performanțele CAN determinate pe baza valorii maxime a F_m .

Cel mai performant convertor este CAN cu repliere și interpolare. Este urmat de trei tipuri de convertoare cu performanțe apropiate: CAN cu funcționare “pipeline”, CAN în doi pași și CAN de tip paralel. Performanțe ceva mai scăzute se obțin pentru CAN $\Delta\Sigma$ și cele cu aproximații succesive. Rezultă că pentru convertoarele care utilizează tehnici de conversie rapidă, rezoluțiile obținute pentru viteze de conversie ridicate conduc la valori mai mari pentru F_m , față de vitezele de conversie obținute pentru rezoluții mari, în cazul celorlalte convertoare. Cu toate acestea, alegerea CAN depinde de condițiile specifice domeniului în care se utilizează, de exemplu în domeniul audio sunt necesare rezoluții mari și nu viteze foarte ridicate, iar cel mai bine adaptate acestor cerințe sunt CAN $\Delta\Sigma$ și cele cu aproximații succesive.

O altă caracteristică importantă a unui CAN este prețul său. În prezent se urmărește realizarea unor CAN caracterizate prin viteze și rezoluții ridicate, precum și prin prețuri scăzute. **Ținând cont de aceasta am introdus un alt parametru de performanță al unui CAN, pe care l-am definit ca raportul dintre factorul său de merit și prețul său, și pe care l-am denumit factor de decizie calitate-preț F_{C-P} :**

$$F_{C-P} = \frac{F_m}{\text{preț}} = \frac{2^n \cdot f_{e \max}}{\text{preț}} \quad (I-2)$$

Un CAN este cu atât mai performant cu cât F_{C-P} este mai mare.

Convertoarele de mare viteză pot fi caracterizate, din punct de vedere al complexității arhitecturii, printr-un parametru de performanță, numit costul deciziei [5], D , definit ca produsul dintre numărul de comparatoare și perioadele de decizie (determinate de numărul perioadelor de tact). Presupunând că faza de autozero necesită k perioade de tact, iar numărul de biți ai CAN este n , pentru CAN “flash” $D=(k+1)2^n$, pentru CAN în doi pași $D=(k+1)2^{(1+n/2)}$, iar pentru CAN cu funcționare “pipeline”, bazat pe algoritmul 1bit/etaj, $D=(k+1)n$. Deoarece numărul perioadelor de decizie este același, cu cât numărul de comparatoare este mai mic cu atât D este mai mic, iar convertorul este mai eficient. Astfel, cel mai eficient convertor este cel cu funcționare “pipeline”, urmat de convertorul în doi pași. Cel mai puțin eficient este CAN “flash”. Figura I-3 prezintă valorile lui D pentru convertoarele menționate anterior în cazul particular $k=4$ și $n=10$.

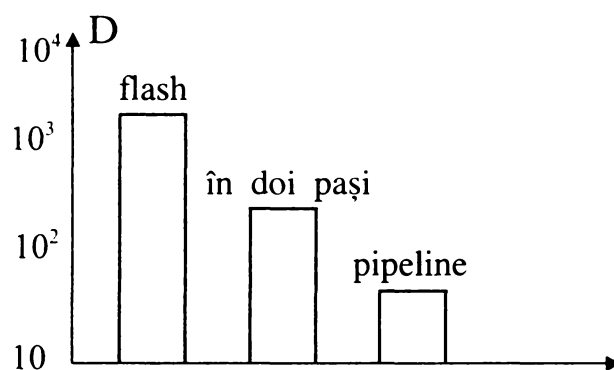


Fig. I-3. Valorile costurilor de decizie pentru diverse CAN.

În cazul particular considerat, pentru CAN “flash” valoarea lui D este cu două ordine de mărime mai mare decât cea aferentă CAN cu funcționare “pipeline”.

CAN cu repliere și interpolare a fost realizat, până în momentul actual, numai cu o rezoluție maximă de 8 biți [4], [6]. CAN cu repliere și interpolare de 8 biți au în structura internă 40 comparatoare, rezultând pentru D valoarea $D=40(k+1)$. Astfel, pe baza valorii lui D , pentru situația $n=8$ CAN cu repliere și interpolare se află situat între convertorul “flash” și convertorul în doi pași, fiind foarte apropiat de convertorul în doi pași.

Pe baza valorilor parametrilor de performanță F_m și D rezultă că unul dintre cele mai performante CAN este convertorul cu funcționare “pipeline”.

CAN sunt realizate în tehnologia bipolară, CMOS și BiCMOS. În funcție de tehnologia în care sunt fabricate, CAN au anumite caracteristici:

- la CAN realizate în tehnologia BiCMOS circuitele de intrare și de decodificare sunt bipolare, iar etajul de ieșire CMOS [7];
- tensiunea de referință internă cea mai precisă este obținută în cazul convertoarelor realizate în tehnologia BiCMOS [8];
- vitezele cele mai ridicate se obțin la convertoarele care au ieșirile la nivelul logic ECL și sunt realizate în tehnologiile bipolară și BiCMOS [7];
- CAN care utilizează tehnica capacităților comutate, realizate în tehnologia CMOS, au puterea consumată cea mai mică [8];
- cea mai mare densitate de integrare se obține la convertoarele realizate în tehnologia CMOS.

Performanțele legate de viteză și precizie ale celor mai performante CAN, în funcție de tehnologia utilizată la fabricarea lor, sunt reprezentate grafic în figura I-4 [1].

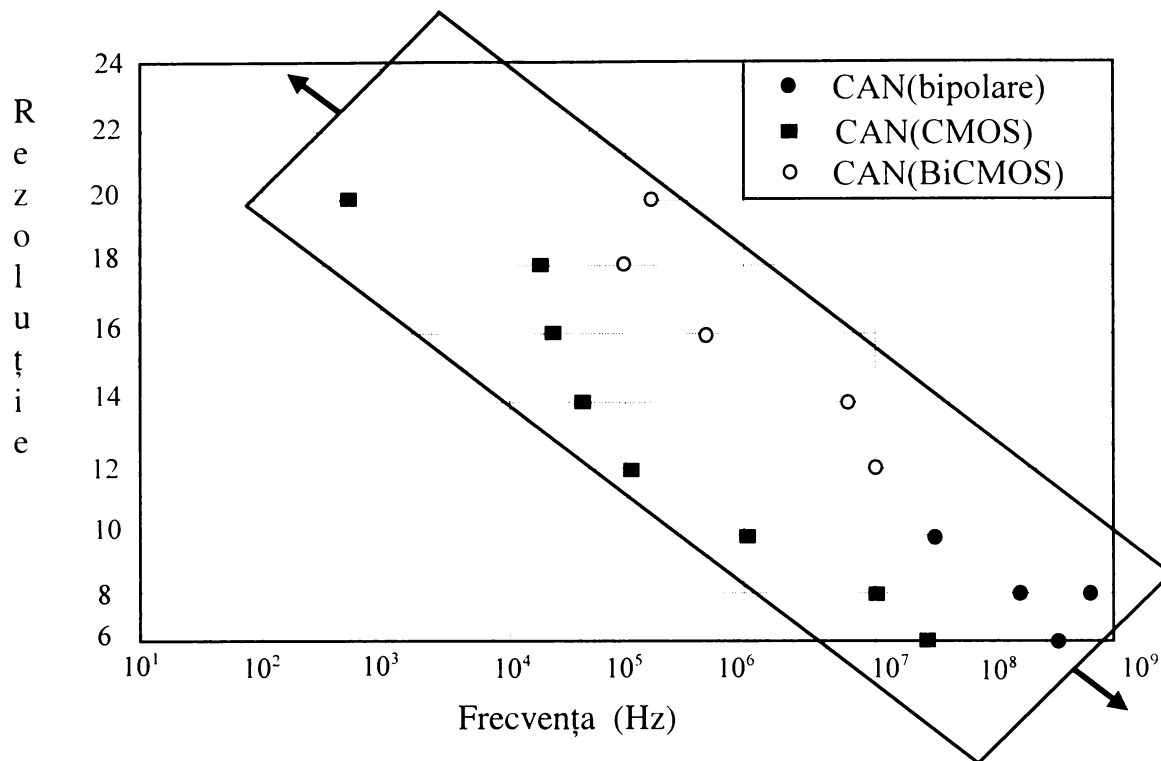


Fig. I-4 Performanțele CAN în funcție de tehnologia utilizată.

Pe baza figurii I-4 rezultă evidența superioritate în ceea ce privește F_m a convertoarelor realizate în tehnologiile bipolară și BiCMOS față de convertoarele realizate în tehnologia CMOS.

I-3. ERORILE CONVERTOARELOR ANALOG-NUMERICE

CAN sunt folosite într-o gamă largă de domenii de aplicații: telecomunicații, audio și video, sisteme de detecție prin radar, instrumentație medicală și de precizie, etc. Fiecare din aceste domenii impune, pentru CAN utilizat, satisfacerea unor performanțe. Performanțele unui CAN real depind direct sau indirect de variația caracteristicii sale de transfer față de cea ideală, considerată ca referință.

• Caracteristica de transfer a unui CAN

Correspondența dintre mărimile de ieșire și intrare corespunzătoare unui CAN reprezintă caracteristica sa de transfer. Deoarece mărimea de ieșire are o valoare numerică, caracteristica de transfer are o variație în trepte. Figura I-5 prezintă caracteristica de transfer a unui CAN ideal de 3 biți.

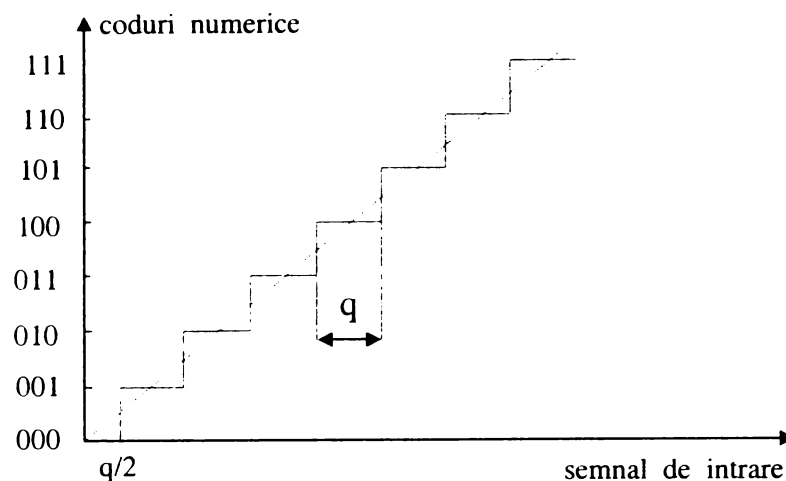


Fig. I-5. Caracteristica de transfer a unui CAN ideal de 3 biți.

În figura de mai sus q este pasul de cuantizare ideal, dat de relația:

$$q = 1 \text{ LSB} = \frac{FSR}{(2^n - 1)} \quad (\text{I-3})$$

în care: 1 LSB corespunde diferenței de tensiune ideale între două coduri succesive;
 FSR (“full-scale-range”) este domeniul dinamic maxim al convertorului;
 n este rezoluția convertorului.

Conform principiului său de funcționare un CAN ideal introduce o eroare numită eroare (zgomot) de cuantizare, dată de diferența între valoarea mărimii de ieșire și cea de intrare. Zgomotul de cuantizare este uniform distribuit în intervalul $[-0,5q, 0,5q]$, iar erorile de cuantizare corespunzătoare oricăror două eșantioane din semnalul de intrare sunt independente statistic. Puterea zgomotului de cuantizare este dată de relația de mai jos [9]:

$$P_q = \sigma_q^2 = \frac{q^2}{12} \quad (\text{I-4})$$

Erorile unui CAN se clasifică în erori statice și erori dinamice. Erorile statice cele mai importante sunt:

- **Eroarea de decalaj**

Eroarea de decalaj sau de “offset” apare în cazul în care prima tranziție nu este la $0,5q$ (v. figura I-6). Are ca efect deplasarea caracteristicii de transfer a CAN la stânga sau la dreapta. Această eroare este produsă de tensiunile sau curenții de “offset” ai amplificatoarelor și/sau comparatoarelor aferente CAN. Poate fi compensată printr-un reglaj de “offset” extern. Se măsoară în LSB sau în procente din FSR.

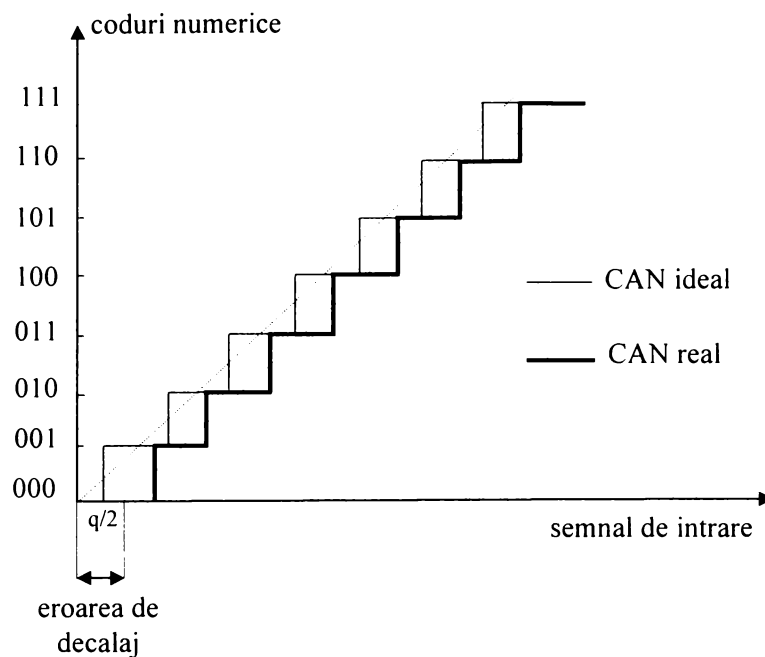


Fig. I-6. Caracteristica de transfer a unui CAN de 3 biți cu eroare de decalaj.

• **Eroarea de câștig**

Eroarea de câștig sau de “gain” corespunde diferenței între panta caracteristicii de transfer reale și cea a caracteristicii de transfer ideale (v. figura I-7). Are ca efect rotirea caracteristicii de transfer în jurul originii. Poate fi eliminată printr-un reglaj de câștig extern. Se exprimă în LSB sau în procente din FSR.

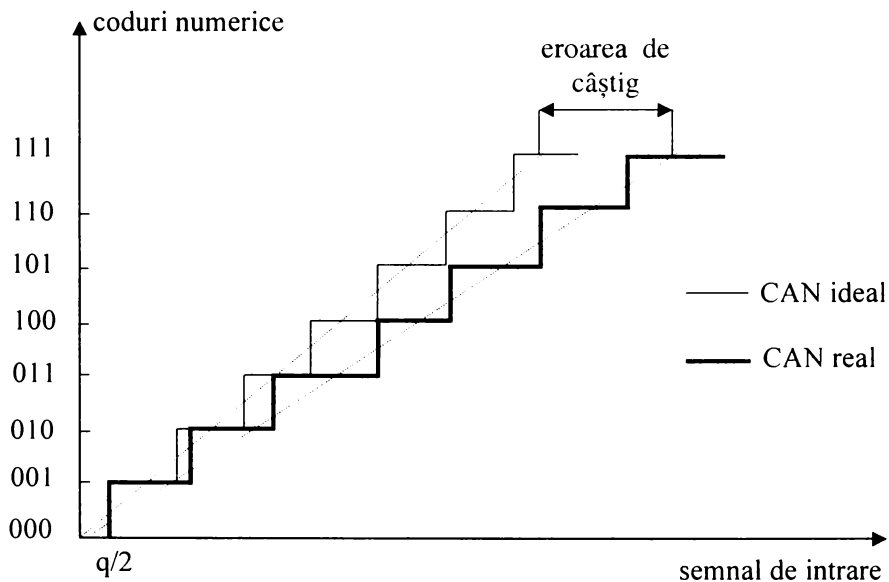


Fig. I-7. Caracteristica de transfer a unui CAN de 3 biți cu eroare de câștig.

• **Eroarea de liniaritate diferențială**

Eroarea de liniaritate diferențială sau neliniaritatea diferențială (NLD) aferentă codului i ($NLD(i)$) a unui CAN este definită prin relația:

$$NLD(i) = q_i - q, \quad i = 0, 1, \dots, 2^n - 1 \quad (I-5)$$

în care q_i este pasul de cuantizare corespunzător codului i . În cazul unui CAN real $q_i \neq q$ (v. figura I-8). NLD(i) se exprimă în LSB. NLD este dată de maximul valorilor NLD(i).

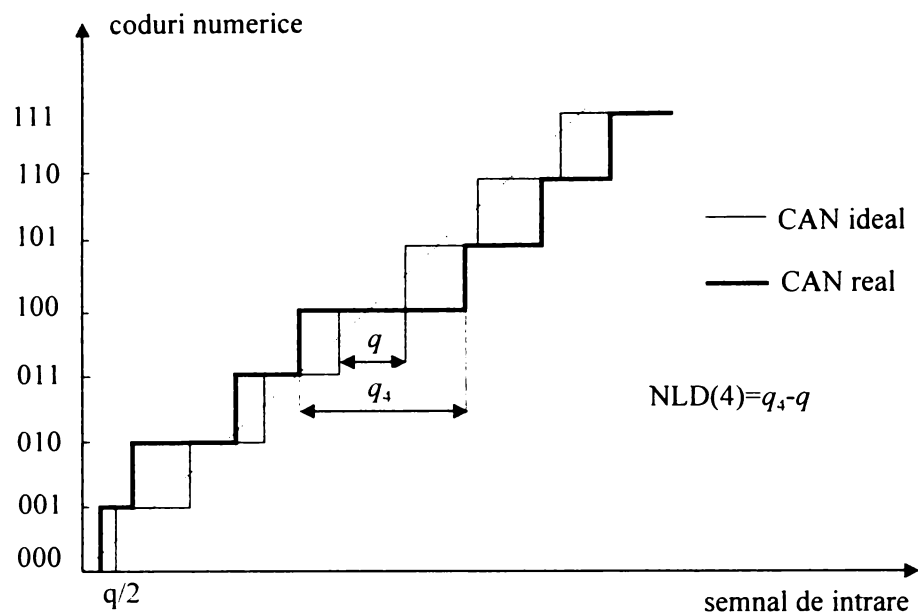


Fig. I-8. Caracteristica de transfer a unui CAN de 3 biți cu neliniaritate diferențială.

Este important ca neliniaritatea diferențială să nu depășească valoarea de 1 LSB, deoarece în acest caz există posibilitatea omiterii unuia sau a mai multor coduri. Codurile lipsă nu sunt tolerate, în special în cazul aplicațiilor de control, deoarece acestea conduc la instabilitate.

• **Eroarea de liniaritate integrală**

Eroarea de liniaritate integrală sau neliniaritatea integrală (NLI) reprezintă abaterea maximă a caracteristicii de transfer reale față de dreapta considerată caracteristica de transfer ideală (v. figura I-9). Dreapta considerată caracteristica de transfer ideală poate fi cea corespunzătoare “liniei drepte optime” (“best straight line”) sau cea obținută prin unirea punctelor de început și de sfârșit a caracteristicii de transfer, după ce erorile de decalaj și de câștig au fost eliminate prin reglaje [10].

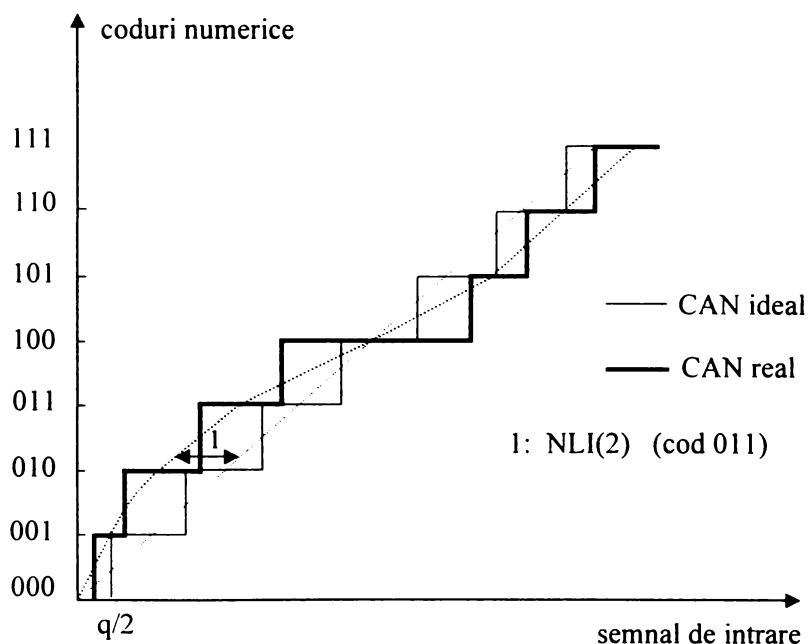


Fig. I-9. Caracteristica de transfer a unui CAN de 3 biți cu neliniaritate integrală.

Se exprimă în LSB. Pentru fiecare cod i $NLI(i)$ este egală cu suma erorilor de liniaritate diferențială corespunzătoare codurilor $j \leq i$:

$$NLI(i) = \sum_{j \leq i} NLD(j), \quad i = 0, 1, \dots, 2^n - 1 \quad (I-6)$$

NLI este dată de maximul valorilor $NLI(i)$.

O eroare de liniaritate integrală mai mică decât ± 0.5 LSB, obținută prin oricare definiție, garantează că eroarea de liniaritatea diferențială este mai mică decât $\pm 0,5$ LSB.

• Eroarea de histereză

Eroarea de histereză apare datorită faptului că tensiunile de tranziție corespunzătoare codurilor sunt diferite în cazul parcurgerii caracteristicii de transfer a convertorului în cele două sensuri (v. figura I-10). Este dificil de măsurat. Este produsă de eroarea de histereză a comparatoarelor aferente CAN sau a descărcării incomplete a capacităților (efectul de memorie).

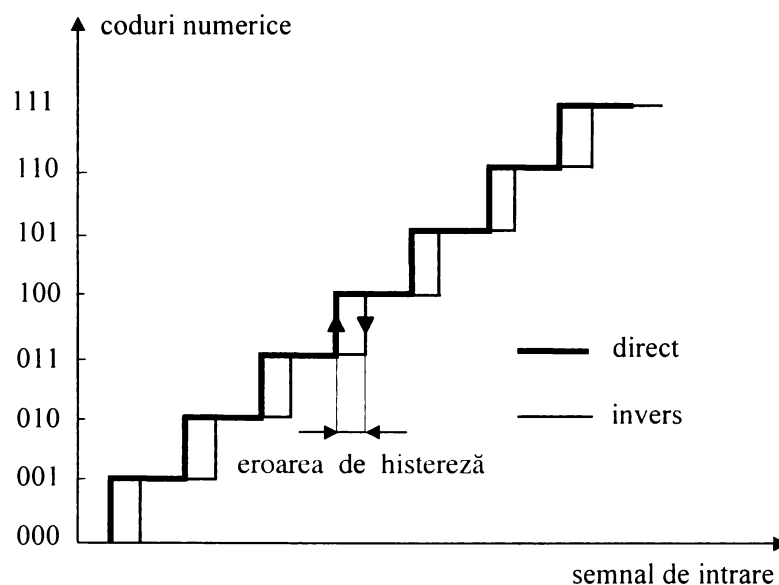


Fig. I-10. Caracteristica de transfer a unui CAN de 3 biți cu eroare de histereză.

Erorile dinamice sunt caracterizate printr-o serie de parametri. Cei mai importanți parametri dinamici ai unui CAN sunt:

• Raportul semnal/(zgomot + distorsiuni) (“Signal-to-Noise and Distortion Ratio” - SINAD)

În scopul determinării parametrului SINAD se aplică CAN, drept semnal de test, un semnal sinusoidal pur. SINAD este definit ca raportul dintre valoarea efectivă a semnalului de intrare și valoarea efectivă a zgomotului de la ieșirea convertorului [1]:

$$SINAD [dB] = 10 \log_{10} \frac{S^2}{S_{noise}^2} \quad (I-7)$$

în care: S este valoarea efectivă a semnalului de intrare;

S_{noise} este valoarea efectivă a zgomotului, care include, pe lângă erorile aleatoare, distorsiunile neliniare și zgomotul introdus de incertitudinea de apertură (“jitter”).

- **Factorul de distorsiuni armonice (“Total Harmonic Distortion” - THD)**

Pentru determinarea parametrului THD se aplică CAN, drept semnal de test, un semnal sinusoidal pur. THD este definit ca raportul dintre suma valorilor efective ale componentelor armonice de la ieșirea CAN supus testării (H_k ($k>1$)) este valoarea efectivă a componentei armonice de ordinul k) și valoarea efectivă a semnalului de intrare [1]:

$$THD [dB] = 10 \log_{10} \frac{\sum_{k>1} H_k^2}{S^2} \quad (I-8)$$

Componentele armonice cele mai importante ale unui CAN sunt cele de ordinele 2, 3, 4 și 5 [1], [3].

- **Raportul semnal/(zgomot fără componentele armonice) (“Signal to Non Harmonic Ratio” - SNHR)**

În scopul determinării parametrului SNHR se testează CAN cu un semnal sinusoidal pur. SNHR este definit ca raportul dintre valoarea efectivă a semnalului de intrare și valoarea efectivă a zgomotului de la ieșirea convertorului, care nu include componentele armonice [11]:

$$SNHR [dB] = 10 \log_{10} \frac{S^2}{S_{noise}^2 - \sum_{k>1} H_k^2} \quad (I-9)$$

- **Numărul de biți efectivi (“Effective Number of Bits” - ENOB)**

Pentru determinarea parametrului ENOB se testează CAN cu un semnal sinusoidal pur, cu amplitudinea vârf la vârf egală cu FSR al convertorului. ENOB este dat de relația de mai jos [1]:

$$ENOB = \frac{SINAD [dB] - 1,76}{6,02} \quad (I-10)$$

O valoare a acestui parametru inferioară rezoluției CAN se traduce prin imprecizie datorată zgomotului convertorului, care există în plus față de cel de cuantizare.

- **Domeniul dinamic fără componentele cauzate de zgomot (“Spurious Free Dynamic Range” - SFDR)**

În scopul determinării parametrului SFDR se aplică CAN, drept semnal de test, un semnal sinusoidal pur. SFDR este definit ca raportul între valoarea componentei corespunzătoare fundamentalei și a celei mai mari componente spectrale a zgomotului din domeniul Nyquist (inclusiv componentele armonice), obținute pe baza spectrului de putere mediat al semnalului de ieșire al convertorului [11]:

$$SFDR [dB] = 20 \log_{10} \frac{X_{avg}(f_{in})}{\max\{|X_{avg}(f_H)|, |X_{avg}(f_{SP})|\}} \quad (I-11)$$

în care: X_{avg} este spectrul de putere mediat al semnalului de ieșire al CAN;
 f_{in} este frecvența semnalului de intrare;

f_{II} este frecvența corespunzătoare celei mai mari componente armonice;
 f_{SP} este frecvența aferentă celei mai mari componente datorate zgomotului, fără componentele armonice.

• **Factorul de distorsiuni de intermodulație (“Intermodulation Distortion”-IMD)**

Pentru determinarea parametrului IMD se utilizează, drept semnal de test, un semnal obținut prin însumarea a două semnale sinusoidale pure. Parametrul IMD este definit ca raportul dintre suma valorilor efective ale tuturor componentelor de intermodulație de la ieșirea CAN supus testării $IM_{i,j(i,j=1,2,...)}$ și valoarea efectivă a semnalului de intrare [1]:

$$IMD [dB] = 10 \log_{10} \frac{\sum_{i,j \geq 1} IM_{i,j}^2}{S^2} \quad (I-12)$$

în care $S^2 = (S_1)^2 + (S_2)^2$, unde S_1 este valoarea efectivă a primului semnal sinusoidal, iar S_2 este valoarea efectivă a celui de-al doilea semnal sinusoidal.

Componentele de intermodulație cele mai importante ale unui CAN sunt cele până la ordinul 4 inclusiv (12 componente) [1], [11].

• **Eroarea de apertură**

Eroarea de apertură este cauzată de intervalul de timp în care circuitul de eșantionare/memorare trece din modul eșantionare în modul memorare (figura I-10). Intervalul de timp dintre momentul eșantionării și cel al memorării reprezintă incertitudinea de apertură (v. figura I-11).

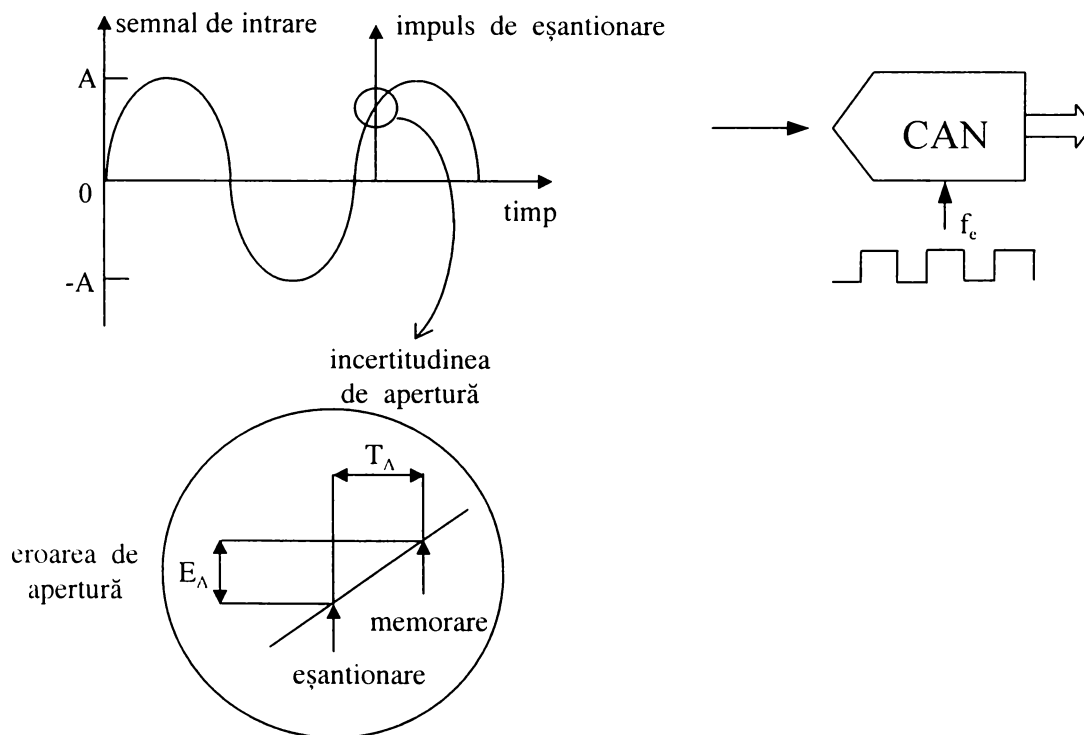


Fig. I-11. Eroarea de apertură.

Eroarea de apertură este cauzată de zgomotul tactului, al semnalului de intrare, etc. Pentru ca eroarea de apertură să nu afecteze precizia CAN, ea trebuie să fie mai mică decât $0,5q$ în punctul în care viteza de variație a semnalului de intrare (“slew-rate”)

este maximă. Această condiție conduce la limitarea frecvenței maxime a semnalului de intrare la valoarea dată de expresia de mai jos [12]:

$$f_{in\max} = \frac{1}{\pi 2^{n+1} T_A} \quad (I-13)$$

în care: T_A este incertitudinea de apertură;
 n este rezoluția CAN.

I-4. TIPURI DE TESTĂRI FOLOSITE PENTRU DETERMINAREA PERFORMANTELOR CAN

Pentru a vedea în ce măsură CAN satisface performanțele impuse în aplicația dată este necesară testarea sa, realizată prin tehnici specifice. Testările efectuate asupra CAN **le-am clasificat** pe baza a două criterii, principal diferite:

- dinamica semnalului de testare și parametrii de performanță estimați;
- acuratețea funcționării CAN la nivel de arhitectură internă.

Ținând cont de primul criteriu testele sunt: - statice;
- dinamice.

Testările statice sunt caracterizate printr-o dinamică lentă a semnalului de intrare și permit estimarea numai a erorilor statice ale CAN (eroarea de decalaj, eroarea de câștig, neliniaritățile diferențiale și integrale), nefurnizând nici o informație cu privire la erorile dinamice ale CAN.

Testările dinamice sunt caracterizate prin semnale de intrare de frecvențe ridicate, prin estimarea unor parametri de performanță dinamici (de exemplu SINAD, ENOB, THD, SNHR, SFDR, IMD) și prin punerea în evidență sau estimarea unora dintre parametrii de performanță statici.

CAN lucrează, în general, la frecvențe ridicate și foarte ridicate, unde erorile dinamice sunt predominante. Din acest motiv cele mai importate testări sunt testările dinamice.

În cadrul testărilor dinamice, de regulă, semnalele de test sunt semnale sinusoidale. Se utilizează aceste tipuri de semnale deoarece sunt [13]:

- generate cu precizii ridicate într-o bandă foarte largă de frecvențe;
- caracterizate printr-un model matematic simplu, permițând obținerea unor algoritmi de prelucrare a datelor mult mai simpli de implementat.

Ținând cont de al doilea criteriu avem:

- testări folosind modele de defecte ("fault model");
- testări pe baza unor structuri interne de testare ("Built - In Self - Test"- BIST).

În cazul testării pe baza modelelor de defecte pentru fiecare circuit electronic component al arhitecturii CAN se realizează un model de defecte. Astfel, pentru întreaga structură a CAN rezultă o mulțime de defecte, care pot fi împărțite în diferite clase de defecte. Testarea CAN este realizată pe baza simulării funcționării CAN, ținându-se cont

și de influența defectelor. Printre limitările generate de utilizarea acestei tehnici putem aminti [14]:

- un număr mare de parametri (adică de defecte aferente structurii interne a CAN) folosiți în modelare, care devine cu atât mai mare cu cât se dorește o modelare mai exactă;

- în cazul existenței unei neliniarități nu există posibilitatea localizării exacte a defectului fizic care a generat-o, ci se cunosc o mulțime de defecte posibile (numite grup de ambiguitate), care ar putea să genereze această neliniaritate;

- utilizarea unor algoritmi complexi de modelare, care în anumite cazuri nu pot funcționa (de exemplu modelarea liniară în prezența unor parametri de valori ridicate).

Structurile BIST au fost realizate recent în cadrul unor circuite integrate, cu rolul de a testa funcționarea corectă a circuitelor interne, având în acest scop un număr de pini disponibili utilizatorului. Au fost implementate structuri BIST pentru testarea unor circuite integrate numerice, analogice și mixte [15], [16]. De asemenea, au fost implementate structuri BIST în cadrul unor tipuri de CAN. Astfel, în [17] se prezintă funcționarea unei structuri BIST aferente unui CAN algoritmic cu mod de lucru în curent. Conceptul acestei structuri poate fi aplicat la realizarea unei structuri BIST corespunzătoare oricărui circuit analogic care funcționează pe baza tehnicilor capacităților comutate sau cu mod de lucru în curent.

Cele mai des utilizate în practică sunt testările aferente primului criteriu.

Testările statice estimează erorile statice pe baza tensiunilor aferente pragurilor de tranziție pentru fiecare cod. Cea mai folosită schemă pentru determinarea acestor tensiuni este cea care utilizează în cadrul său o buclă de testare ("servo loop"), care cuprinde ca element principal un voltmetru numeric de precizie, la care se adaugă, în general, un convertor numeric-analogic [18], [19], [20].

Testările dinamice cele mai performante sunt:

- *testarea în domeniul frecvență;*
- *testarea bazată pe determinarea "cele mai potrivite sinusoidale" ("best sine fit");*
- *testarea prin intermediul histogramei.*

Există mai multe metode de testare a CAN în domeniul frecvență:

- *analiza spectrală în modul "single-tone";*
- *analiza spectrală în modul "dual-tone";*
- *metode de mediere spectrală;*
- *metoda bazată pe densitatea spectrală de putere.*

Analiza spectrală în modul "single-tone" este metoda cea mai des utilizată la testarea CAN în domeniul frecvență, deoarece este o metodă flexibilă, care permite estimarea cu precizie ridicată a unui număr mare de parametri dinamici [1], [21], [22], [23]. Această metodă constă în aplicarea la intrarea CAN, drept semnal de test, a unui semnal sinusoidal ("single-tone"), după care pe baza spectrului semnalului de ieșire al CAN, calculat pe baza transformatei Fourier discrete (DFT) sunt estimați o serie de parametri dinamici (de exemplu SINAD, ENOB, THD, SNHR, SFDR).

Analiza spectrală în modul "dual-tone" se utilizează, de regulă, pentru estimarea parametrului IMD [3], [11], dar poate fi folosită și pentru estimarea altor parametri dinamici, cum ar fi de exemplu parametrul ENOB [24]. Această metodă constă în aplicarea la intrarea CAN, drept semnal de test, a unui semnal obținut prin însumarea a două semnale sinusoidale ("dual-tone"), după care pe baza spectrului semnalului de ieșire al CAN, calculat cu DFT, sunt estimați parametri dinamici doriți. Utilizând configurații

ale schemei de testare puțin modificate față de cea aferentă testării în modul “dual-tone” pot fi estimate valoarea “slew rate” a CAN și zgomotul introdus de incertitudinea de apertură [25].

Testarea prin analiză spectrală atât în modul “single-tone” cât și în modul “dual-tone” se recomandă să fie realizată în situația în care frecvențele de intrare și de eșantionare sunt coerente (v. § II), deoarece în această situație nu se manifestă fenomenul de curgere [11]. În caz contrar, pentru reducerea fenomenului de curgere, se recomandă, multiplicarea semnalului de ieșire al CAN cu o fereastră temporală. Trebuie remarcat faptul că în momentul actual nu există nici un criteriu pentru alegerea optimă a ferestrei temporale, în vederea estimării cu precizie ridicată a parametrilor dinamici ai CAN supus testării.

Pentru testarea prin analiză spectrală în modul “single-tone” a tuturor codurilor unui CAN este necesar ca numărul de eșantioane să satisfacă condiția (v. Anexa 1):

$$M \geq \pi (2^n - 1) \quad (\text{I-14})$$

în care: M este numărul de eșantioane;

n este rezoluția CAN.

Condiția (I-14) a fost dată (cu demonstrație) în [1]. **În Anexa 1 am prezentat o demonstrație originală a condiției (I-14).**

În majoritatea testărilor practice numărul de eșantioane achiziționate nu depășește valoarea de 8192, datorită spațiului limitat de memorie al sistemelor de achiziție de date, dar și a timpului de calcul ridicat. Din relația (I-14) rezultă că pe baza a $M=8192$ eșantioane pot fi testate toate codurile numai pentru CAN a căror rezoluție nu depășește 11 biți. Pentru testarea tuturor codurilor și pentru CAN a căror rezoluție este mai mare decât 11 biți se procedează la calculul mai multor DFT de același ordin, rezultând mai multe spectre. Spectrul utilizat în analiză (în estimarea parametrilor dinamici) este media tuturor spectrelor (spectrul mediat) [1]. Această metodă se numește *metoda spectrului DFT mediat* [1]. Numărul de transformate Fourier discrete se stabilește în funcție de nivelul de încredere dorit [1]. Metoda spectrului DFT mediat îmbunătățește performanțele semnalului în raport cu zgomotul, permițând detectarea corectă și estimarea mult mai precisă a componentelor spectrale de nivel redus. Cu toate acestea, metoda spectrului DFT mediat poate fi aplicată numai în cazul în care frecvențele de intrare și de eșantionare sunt coerente. Alfel, orice întârziere în timp conduce la o deplasare în fază în domeniul frecvență [26]. În cazul în care această metodă nu poate fi utilizată se recomandă folosirea *metodei spectrului de putere mediat* [27]. În cadrul acestei metode, spre deosebire de metoda spectrului mediat, se calculează mai multe spectre de putere de același ordin (în locul mai multor DFT de același ordin). Estimarea parametrilor dinamici se face pe baza spectrului de putere mediat, care este calculat ca media tuturor spectrelor de putere.

Metoda bazată pe densitatea spectrală de putere diferă de metoda analizei spectrale prin faptul că parametri dinamici sunt calculați pe baza densității spectrale de putere a semnalului de ieșire al convertorului, în locul spectrului semnalului de ieșire al convertorului. Performanțele acestei metode sunt mai ridicate decât cele ale analizei spectrale, deoarece se obțin pe baza mai multor DFT, în locul uneia singure așa cum este în cazul analizei spectrale.

Testarea pe baza “cele mai potrivite sinusoides” reprezintă una dintre cele mai eficiente mijloace de examinare a comportării dinamice a unui CAN și de evaluare, prin estimarea parametrului ENOB, a performanțelor sale globale [13], [28], [29]. Din acest

motiv, în cadrul standardului IEEE 1057-94, s-a propus ca parametrul ENOB să fie estimat pe baza acestei metode. Cu toate acestea, metoda prezintă o serie de limitări:

- algoritmi folosiți în determinarea “celei mai potrivite sinusoide” necesită utilizarea unor valori pentru parametri inițiali, apropiate de valorile exacte, în scopul obținerii convergenței algoritmului utilizat. În caz contrar, convergența nu este garantată sau, în cazul în care este obținută, poate conduce la rezultate greșite sau la un timp de calcul excesiv de mare [28], [29].

- preciziile parametrilor sunt afectate de distorsiunile neliniare, de numărul de perioade observate, de faza și de valoarea fundamentalei [30].

- pentru ca algoritmi folosiți să funcționeze corect este necesar ca semnalul sinusoidal de testare să aibă o valoare vârf la vârf mai mică decât domeniul maxim al CAN. Astfel, o fracțiune din domeniul CAN nu este testată, lucru care poate conduce la rezultate imprecise [31].

Există trei metode de testare prin intermediul histogramei:

- *testarea prin intermediul histogramei saturate;*
- *testarea prin intermediul histogramei saturate modificate;*
- *testarea prin intermediul histogramei “zăvorâte”.*

Metoda bazată pe *histograma saturată* este metoda cea mai performantă de estimare a neliniarităților diferențiale și integrale ale unui CAN [1], [20], [32]. De asemenea, această metodă permite estimarea erorilor de decalaj și de câștig ale unui CAN, precum și detectarea codurilor lipsă. Prin intermediul histogramei saturate poate fi determinat numărul de biți efectivi aferenți comportării deterministe a unui CAN [33], [34].

Metoda bazată pe *histograma saturată modificată* [35] constă în obținerea a două histograme: una aferentă semiperioadei semnalului de intrare, caracterizată printr-o pantă pozitivă (histograma “Up”), iar cea de-a doua aferentă celeilalte semiperioade a semnalului de intrare, caracterizată printr-o pantă negativă (histograma “Down”). Această metodă permite determinarea numărului de biți efectivi al unui CAN.

Metoda bazată pe *histograma “zăvorâtă”* este caracterizată prin faptul că frecvența de eșantionare este egală cu frecvența de intrare, realizându-se, astfel, eșantionarea semnalului în același moment de timp în cadrul perioadei sale și generarea, în cazul ideal, a aceluiași cod de ieșire [1]. Histograma “zăvorâtă” permite estimarea zgomotului introdus de incertitudinea de apertură.

Limitarea principală a metodelor de testare prin intermediul histogramei o constituie utilizarea unui număr mare de eșantioane (crește odată cu creșterea rezoluției CAN) necesar pentru realizarea unei analize statistice corecte (în scopul testării tuturor codurilor CAN), și, în consecință, acestea sunt caracterizate printr-o durată mare a procesului de testare.

Metoda de testare prin intermediul histogramei saturate are și alte limitări:

- în practică și alte erori sunt acumulate în timpul achiziției, care afectează valoarea estimată a neliniarității integrale. Aceste erori sunt datorate variației tensiunii de alimentare, variațiilor amplitudinii și tensiunii de decalaj a semnalului de test, variației tensiunii de referință, a decalajului și câștigului CAN. Influența acestor erori poate să fie destul de importantă dacă achiziția se efectuează o durată lungă de timp, de exemplu, dacă “bufferul” de date nu este suficient de mare, iar datele sunt trimise calculatorului prin intermediul unei interfețe lente. Din acest motiv, pentru CAN de rezoluții mai mari de 10 biți, histograma saturată nu permite o estimare precisă a neliniarității integrale.

- zgomotul aleator corespunzător CAN supus testării tinde să egalizeze pașii de cuantizare aferenți codurilor adiacente, conducând la estimarea unei valori incorecte pentru

neliniaritatea diferențială. Această problemă devine importantă, în special, în cazul codurilor lipsă.

În cazul tuturor metodelor de testare dinamică, pentru ca performanțele CAN supus testării să fie evaluate corect, trebuie ca semnalul sinusoidal de test să aibă o precizie mai mare decât precizia CAN. Acest lucru implică, mai ales, în cazul testării CAN de rezoluții ridicate, utilizarea unor generatoare de semnal foarte precise, care sunt foarte scumpe.

I-5. CONCLUZII

Performanțele legate de viteză și de precizie ale unui CAN sunt cel mai bine caracterizate prin factorul de merit. **Ținând cont că în momentul actual se dorește realizarea de CAN caracterizate simultan printr-un factor de merit ridicat și un preț redus am propus un parametru de performanță a unui CAN pe care l-am denumit factor de decizie calitate-preț.** Pe acest parametru l-am definit ca raportul dintre factorul de merit al CAN și prețul său.

Dacă convertorul este de mare viteză, în plus, acesta poate fi caracterizat prin costul deciziei. Pe baza factorului de merit și al costului deciziei unul dintre cele mai performante CAN este convertorul cu funcționare "pipeline".

Procesul de conversie analog-numerică este afectat de erori. Erorile CAN se clasifică în erori statice și erori dinamice.

Am prezentat o clasificare proprie a metodelor de testare a CAN.

Cel mai adesea trebuie specificate erorile dinamice, deoarece, în majoritatea aplicațiilor practice, CAN lucrează la frecvențe ridicate și foarte ridicate, unde erorile dinamice au ponderea cea mai ridicată. Din acest motiv cele mai importante testări sunt testările dinamice.

Am prezentat o metodă originală de determinare a numărului de eșantioane necesare pentru testarea tuturor codurilor unui CAN prin analiză spectrală în modul "single-tone" (v. Anexa 1).

CONTRIBUȚII LA TESTAREA CONVERTOARELOR ANALOG-NUMERICE PRIN ANALIZĂ SPECTRALĂ

II-1. ALEGEREA OPTIMĂ A FERESTREI TEMPORALE

II-1.1. Criteriu original pentru alegerea optimă a ferestrei temporale la testarea CAN prin analiză spectrală în modul “single-tone”

Analiza spectrală în modul “single-tone” este una dintre metodele cele mai des folosite la testarea CAN, deoarece este o metodă flexibilă, care permite estimarea cu precizie ridicată a unui număr mare de parametri dinamici [1], [21], [22], [23].

În modul “single-tone” CAN este testat cu un semnal sinusoidal de amplitudine A ($2A \leq \text{FSR}$, în care FSR este domeniul dinamic maxim al CAN) și de frecvență f_{in} . În vederea testării tuturor codurilor CAN se recomandă ca valoarea vârf la vârf a semnalului de test să fie mai mică, dar cât mai apropiată de FSR [21]. Trebuie evitată saturarea CAN (adică $2A > \text{FSR}$) deoarece conduce la o creștere excesivă a distorsiunilor armonice [23].

Semnalul obținut la ieșirea CAN este $y(mT_e)$, pentru $m=0,1,\dots,M-1$, în care $T_e=1/f_e$ este perioada de eșantionare, iar M este numărul de date achiziționate.

Între f_{in} și f_e avem relația:

$$\frac{f_{in}}{f_e} = \frac{J}{M} + \frac{\delta}{M} \quad (\text{II-1})$$

în care J este numărul întreg de perioade achiziționate, iar $0 \leq \delta < 1$.

Pentru ca interferența între componenta spectrală aferentă fundamentalei și imaginea sa să fie neglijabilă se recomandă ca $20 \leq J \leq M/2 - 20$ [36], [37].

Pentru ca parametrii dinamici ai CAN să fie estimați cu precizie ridicată este necesar ca fenomenul de curgere să nu se manifeste sau, dacă acesta se manifestă, influența sa să fie neglijabilă.

Pentru evitarea fenomenului de curgere este necesar ca semnalul achiziționat să conțină un număr întreg de perioade (adică δ din relația (II-1) să fie egal cu 0). În plus, se impune ca J și M să fie prime între ele, deoarece, în acest caz, eșantioanele au fazele uniform distribuite într-un interval de lungime 2π ($\Delta\phi=2\pi/M$), permițându-se, astfel, analizarea a M eșantioane diferite [32]. Rezultă, deci, relația (II-2), numită și relația de coerență între f_{in} și f_e [38]:

$$\frac{f_{in}}{f_e} = \frac{J}{M} \quad \text{unde } J \text{ și } M \text{ sunt prime între ele} \quad (\text{II-2})$$

În cadrul relației de coerență se preferă alegerea valorilor J și M astfel încât J să fie multiplu întreg al valorii $M+1$ [32].

Termenul $\frac{\delta}{M}$ din relația (II-1) reprezintă abaterea relației (II-1) față de relația de coerență.

În figura II-1 se prezintă, în cazul în care relația de coerență între f_{in} și f_e este îndeplinită, spectrul unui semnal de ieșire, pe care l-am obținut prin simulare, aferent unui CAN real de 10 biți. Am considerat că acest CAN are, ca neliniarități, componentele armonice 2 ($2f_{in}$), 3 ($3f_{in}$) și 4 ($4f_{in}$), precum și componentele cauzate de paraziți (componentele "spurious") s#1 și s#2, iar ca zgomot numai zgomotul de cuantizare. Semnalul de ieșire obținut prin simulare a condus la următorii parametri dinamici ai CAN: SINAD=51,43 dB, ENOB=8,25 biți, THD=-52,37 dBc¹, SNHR=58,53 dB, SFDR=-53,55 dBc. Spectrul a fost realizat pe baza a $M=1024$ eșantioane din $J=103$ perioade.

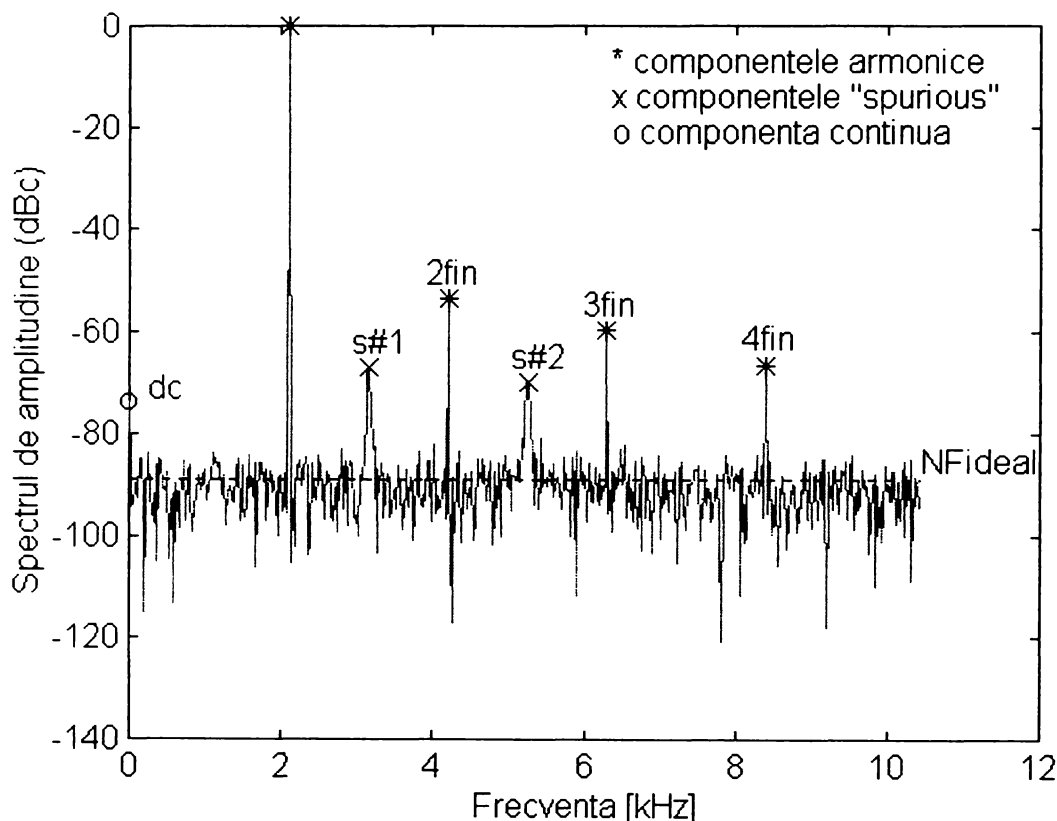


Fig. II-1. Spectrul ieșirii CAN în situația în care f_{in} și f_e sunt coerente.

În figura de mai sus NF_{ideal} reprezintă valoarea ideală a puterii medii a zgomotului raportată la semnalul de test sau "platforma" zgomotului ("noise floor"). Pentru un algoritm FFT de ordinul M , NF_{ideal} este dată de relația [39]:

$$NF_{ideal} [dB] = -6,02n + 1,25 - 10 \log_{10}(M) \quad (II-3)$$

În cazul în care f_{in} și f_e nu sunt coerente (adică δ din relația (II-1) este strict mai mare decât 0) spectrul ieșirii CAN este afectat de fenomenul de curgere. Acesta constă în curgerea energiei semnalului în întregul spectru. În figura II-2 se prezintă spectrul unui semnal de ieșire, pe care l-am obținut prin simulare, aferent CAN menționat anterior. Semnalul de ieșire al CAN l-am obținut prin simulare pentru situația $\delta=0,25$. Am utilizat, de asemenea, $M=1024$ eșantioane și $J=103$ perioade.

¹ dBc: valoarea relativă în dB a unei componente spectrale în raport cu fundamentală.

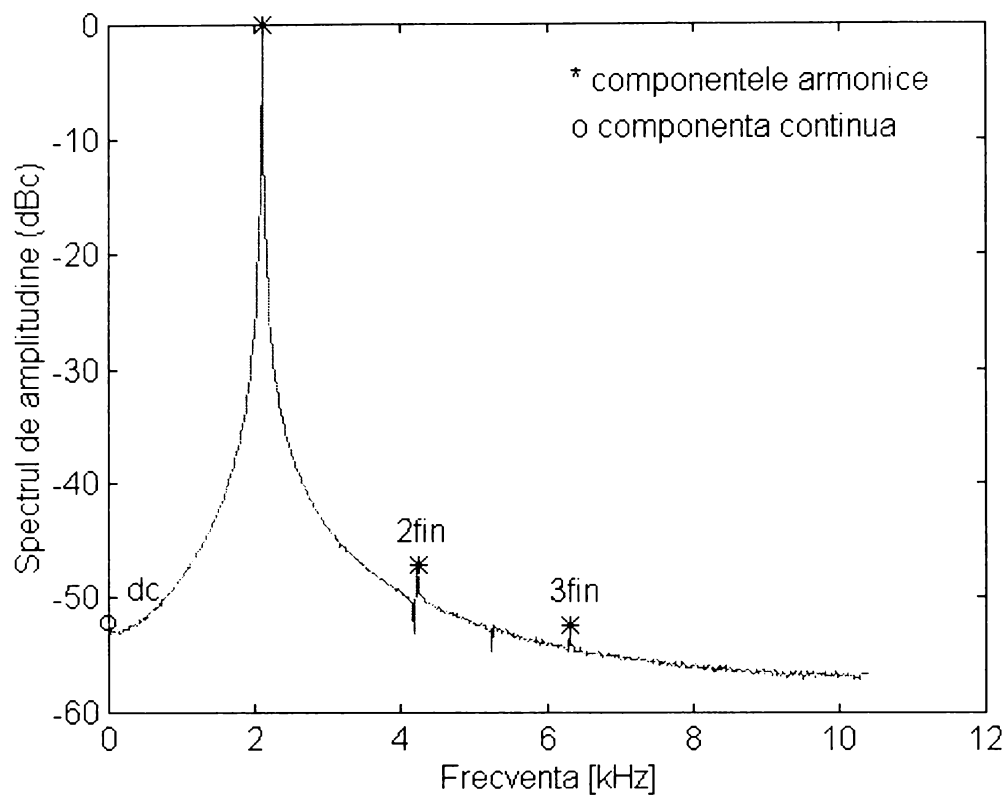


Fig. II-2. Spectrul ieșirii CAN în situația în care f_{in} și f_e nu sunt coerente.

Curgerea cea mai mare de energie apare din partea fundamentalei, în cea mai mare parte asupra componentelor spectrale situate în banda de frecvențe a lobului principal al spectrului, iar restul asupra celorlalte componente spectrale, având ca efect o modificare semnificativă a spectrului din jurul frecvenței semnalului de test. În cazul ferestrei dreptunghiulare lobul principal al spectrului conține trei componente spectrale. Curgeri de energie apar și din partea componentelor armonice și a componentelor cauzate de paraziți, dacă frecvențele acestora nu sunt coerente cu frecvența de eșantionare. Dar, această curgere de energie este mult mai mică decât cea din partea fundamentalei, deoarece energia conținută de componentele armonice și de cele cauzate de paraziți este mult mai mică decât cea din partea fundamentalei.

Curgerea de energie din partea fundamentalei variază în funcție de δ .

Dacă componentele spectrale armonice sau cele cauzate de paraziți sunt mai mici decât curgerea din partea fundamentalei atunci acestea nu mai sunt vizibile, cum este cazul componentei spectrale armonice 4 și a componentelor spectrale s#1 și s#2.

Energia scursă asupra componentelor spectrale situate în afara benzii de frecvență a lobului principal al spectrului apare ca zgomot, conducând la creșterea puterii medii a zgomotului raportată la semnal.

Reducerea fenomenului de curgere, până la o valoare la care influența acestuia în estimarea parametrilor dinamici ai CAN să devină neglijabilă, se face prin multiplicarea secvenței de date achiziționate cu o fereastră temporală adecvată. În figura II-3 se prezintă spectrul aceluiași semnal de ieșire al CAN ca și în figura anterioară, însă în cazul utilizării ferestrei de ordinul 4 cu energia erorii minimă. Spectrul a fost realizat, de asemenea, pe baza a $M=1024$ eșantioane din $J=103$ perioade.

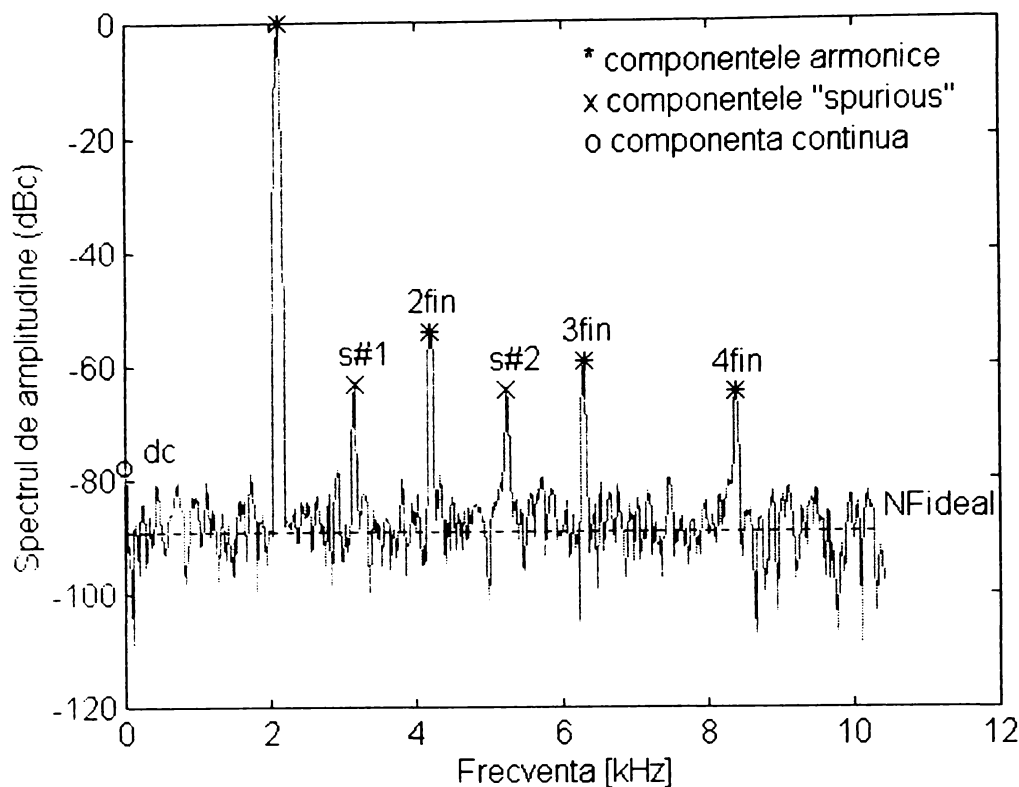


Fig. II-3. Spectrul ieșirii CAN în situația în care f_{in} și f_e nu sunt coerente, dar se utilizează fereastra de ordinul 4 cu energia erorii minimă.

În literatura de specialitate studiată sunt date câteva recomandări generale în ceea ce privește alegerea adecvată, într-o anumită aplicație, a unei ferestre temporale [38], [40], [41], [42]. La testarea CAN în domeniul frecvență se recomandă utilizarea anumitor ferestre temporale, fără însă a se specifica care sunt limitele până la care folosirea acestora permite estimarea cu precizie ridicată a parametrilor dinamici ai CAN supus testării [1], [3], [43].

În cazul unei ferestre ideale de ordinul H (care are toți lobii secundari nuli) întreaga energie a fundamentalei va curge asupra componentelor spectrale situate în banda de frecvență a lobului principal. Lobul principal conține $2H+1$ componente spectrale. În schimb, în cazul oricărei ferestre reale, cea mai mare parte din energia fundamentalei va curge asupra componentelor spectrale situate în banda de frecvență a lobului principal al spectrului, iar restul de energie, deoarece lobii secundari ai ferestrei sunt nenuli, va curge asupra celorlalte componentelor spectrale. Această din urmă curgere prezintă cea mai mare importanță deoarece este singura care influențează, în cazul în care valoarea sa devine semnificativă, preciziile de estimare ale parametrilor. În continuare voi spune că o fereastră este mai eficientă în reducerea fenomenului de curgere din partea fundamentalei sau pe scurt mai eficientă cu cât curgerea de energie din partea fundamentalei asupra componentelor spectrale situate în afara benzii de frecvență a lobului principal este mai mică.

În acest subcapitol voi prezenta un parametru de performanță, **pe care l-am propus**, care evaluează eficiența fiecărei ferestre temporale [44]. **Acest parametru conduce la un criteriu care permite alegerea optimă a unei ferestre temporale la testarea unui CAN pe baza analizei spectrale în modul "single-tone", în vederea estimării cu precizie ridicată a tuturor parametrilor dinamici ai CAN supus testării.**

Parametrul de performanță propus, caracteristic fiecărei ferestre, reprezintă numărul de biți al unui CAN ideal (rezoluția sa) până la care, în situația în care

abaterea față de relația de coerență între f_{in} și f_e este $\frac{0,5}{M}$ (v. relația (II-1)), fereastra

permite estimarea cu mare precizie a parametrului ENOB. Pentru a evalua cu precizie ridicată eficiența fiecărei ferestre am definit parametrul de performanță în situația în care eroarea de cuantizare are o influență neglijabilă asupra estimării parametrului ENOB. Parametrul de performanță se notează cu NOB_{ST} .

În continuare voi justifica alegerea acestui parametru și voi determina, prin simulare, valorile NOB_{ST} pentru o serie de ferestre temporale [1], [38], [40], [43], [45]. Acestea sunt de tipul Blackman-Harris:

- de ordinul 3 ($H=3$): cu rata maximă de scădere a lobilor secundari ("maximum decay"), cu rata de scădere a lobilor secundari egală cu 18 dB/octavă ("rapid sidelobe decay 18 dB/octave" – Rsd 18 dB/oct), Blackman-Harris -71 dB (cel mai mare lob secundar are valoarea -71 dB), cu energia erorii minimă ("minimum error energy");

- de ordinul 4 ($H=4$): cu rata maximă de scădere a lobilor secundari, cu rata de scădere a lobilor secundari egală cu 30 dB/octavă ("rapid sidelobe decay 30dB/octave" – Rsd 30 dB/oct), cu rata de scădere a lobilor secundari egală cu 18 dB/octavă, Blackman-Harris -92 dB (cel mai mare lob secundar are valoarea -92 dB), cu energia erorii minimă;

- de ordinul 7 ($H=7$): cu rata de scădere maximă a lobilor secundari, Blackman-Harris-Hodie, Blackman-Harris -191 dB (cel mai mare lob secundar are valoarea -191 dB).

De asemenea, am analizat modul în care caracteristicile acestor ferestre (ordinul ferestrei, nivelul celui mai mare lob secundar, rata de scădere a lobilor secundari), prezentate în tabelul II-1, influențează parametrul NOB_{ST} . Ferestrele pe care le-am utilizat în cadrul tezei de doctorat, împreună cu parametri și caracteristicile lor sunt prezentate în Anexa 2.

Tabelul II-1. Caracteristicile ferestrelor.

| Fereastra temporală | H | Cel mai mare lob secundar (dB) | Rata de scădere a lobilor secundari (dB/octavă) |
|-------------------------|-----|--------------------------------|---|
| "Maximum decay" | 3 | -46,74 | 30 |
| Rsd 18 dB/oct | | -64,19 | 18 |
| Blackman-Harris -71 dB | | -70,83 | 6 |
| "Minumum error energy" | | -60,88 | 6 |
| "Maximum decay" | 4 | -60,95 | 42 |
| Rsd 30 dB/oct | | -82,60 | 30 |
| Rsd 18 dB/oct | | -93,32 | 18 |
| Blackman-Harris -92 dB | | -92,01 | > 6 |
| "Minumum error energy" | | -84,24 | > 6 |
| "Maximum decay" | 7 | -101,05 | 78 |
| Blackman-Harris -Hodie | | -163,23 | 6 |
| Blackman-Harris -191 dB | | -191,45 | > 6 |

Pentru fiecare CAN, semnalul $y_w(mT_e)$ a fost constituit din:

$$y_w(mT_e) = y(mT_e) w(mT_e) = [x(mT_e) + e(mT_e)] w(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (II-4)$$

în care: $x(mT_e) = A \sin\left(2\pi \frac{J + \delta}{M} m\right)$ este semnalul sinusoidal de test, cu amplitudinea

$A = \text{FSR}/2 = 1,5$ V, $J = 123$ perioade, $M = 1024$;

$w(mT_e)$ este fereastra temporală utilizată;

$e(mT_e)$ este zgomotul de cuantizare.

Am ales $J = 123$ perioade pentru ca interferența între componenta spectrală aferentă fundamentalei și imaginea sa să fie neglijabilă.

Zgomotul de cuantizare a fost produs pe baza metodei Monte Carlo. Fiecare simulare Monte Carlo a inclus 100 încercări.

NOB_{ST} se bazează pe estimarea parametrului ENOB, deoarece acesta caracterizează global performanțele dinamice ale unui CAN [31].

Relațiile de estimare a parametrilor SINAD, ENOB, THD, SNHR și SFDR sunt prezentate în Anexa 3.

Pentru ca eroarea de cuantizare să aibă o influență neglijabilă asupra preciziei de estimare a parametrului ENOB am procedat, la sfârșitul fiecărei simulări Monte Carlo, la determinarea mediei spectrelor de amplitudine ale semnalelor de ieșire ale CAN supus testării. Zgomotul de cuantizare obținut prin această tehnică are dispersia [46]:

$$\sigma_q = q \sqrt{\frac{\pi}{48}} \quad (\text{II-5})$$

în care q este pasul de cuantizare aferent CAN.

Am notat media spectrelor de amplitudine ale semnalelor $y_w(mT_e)$ cu $|\tilde{Y}_w(l)|$, pentru $l = 0, 1, \dots, M-1$.

Am estimat parametrul ENOB pe baza relației (A3-7), în care valoarea 1,76 a fost înlocuită cu valoarea 2,81, deoarece eroarea de cuantizare are dispersia dată de relația (II-5).

Am considerat că s-a obținut o precizie ridicată în estimarea ENOB atunci când modulul erorii absolute a ENOB, $|\Delta \text{ENOB}| = |\text{ENOB}_{\text{ST}} - \text{ENOB}|$ este mai mic decât o valoare de prag, egală cu 0,1 biți. Această valoare de prag este suficient de ridicată pentru ca influența zgomotului de cuantizare în determinarea parametrului NOB_{ST} să fie neglijabilă. Corespunzător la 100 de spectre $|\tilde{Y}_w(l)|$, valoarea cea mai mare pe care am obținut-o pentru $|\Delta \text{ENOB}|$, datorată numai zgomotului de cuantizare, a fost de 0,0156 biți (în cazul utilizării ferestrei de ordinul 4 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari), care este mult mai mică decât valoarea de prag considerată. De asemenea, valoarea de prag considerată este destul de mică pentru a conduce la o influență, încă, neglijabilă a fenomenului de curgere asupra preciziei de estimare a parametrului ENOB.

În figura II-4 se prezintă $|\Delta \text{ENOB}|$ ale unor CAN ideale, în cazul utilizării mai multor tipuri de ferestre, în funcție de δ . S-au avut în vedere rezoluțiile care conduc la valorile $|\Delta \text{ENOB}|$ cele mai apropiate de 0,1 biți.

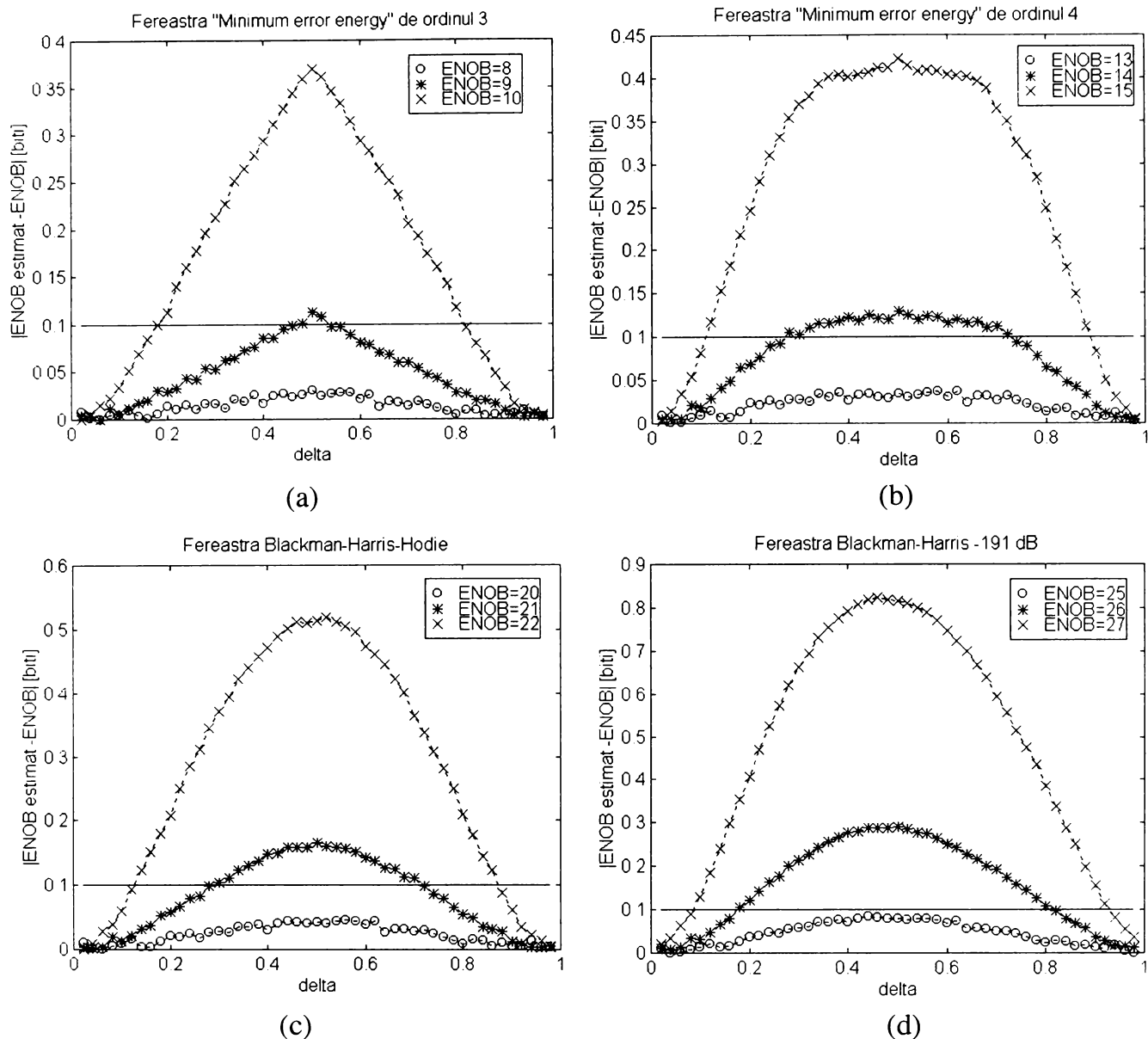


Fig. II-4. $|\Delta \text{ENOB}|$ în funcție de δ în cazul utilizării ferestrelor: (a) de ordinul 3 cu energia erorii minimă, (b) de ordinul 4 cu energia erorii minimă, (c) Blackman-Harris-Hodie și (d) Blackman-Harris -191 dB.

Din graficele de mai sus se observă că cele mai mari erori $|\Delta \text{ENOB}|$, care depășesc pragul de 0,1 biți, se obțin, în majoritatea cazurilor la $\delta=0,5$, dar și pentru δ foarte apropiat de 0,5 (cazurile ferestrelor Blackman-Harris-Hodie și Blackman-Harris -191 dB); în aceste din urmă cazuri eroarea maximă $|\Delta \text{ENOB}|$ coincide practic cu eroarea $|\Delta \text{ENOB}|$ obținută la $\delta=0,5$. De asemenea, se observă că erorile $|\Delta \text{ENOB}|$ sunt aproape simetrice față de verticala dusă prin valoarea δ la care $|\Delta \text{ENOB}|$ este maximă. Aceste observații sunt valabile și în cazul utilizării celorlalte ferestre temporale și rămân valabile în cazul utilizării oricărei ferestre temporale pentru $100 \leq J \leq 412$ ($=M/2-100$).

Deci, eficiența oricărei ferestre variază în funcție de δ . Cea mai mică eficiență, putem să o considerăm ca fiind la $\delta=0,5$.

Rezultă astfel că, dacă rezoluția CAN este mai mică sau egală cu NOB_{ST} , atunci pentru orice δ parametrul ENOB este estimat cu mare precizie. Din acest motiv parametrul NOB_{ST} l-am definit pentru o abatere față de condiția de coerență între frecvențele f_{in} și f_e , care corespunde unei valori $\delta=0,5$.

Valorile NOB_{ST} pe care le-am obținut sunt specificate în tabelul II-2.

Tabelul II-2. Valorile NOB_{ST} .

| Fereastra temporală | H | NOB_{ST} [biți] |
|------------------------|-----|-------------------|
| “Maximum decay” | 3 | 6 |
| Rsd 18 dB/oct | | 8 |
| Blackman-Harris-71 dB | | 7 |
| “Minimum error energy” | | 8 |
| “Maximum decay” | 4 | 9 |
| Rsd 30 dB/oct | | 11 |
| Rsd 18 dB/oct | | 12 |
| Blackman-Harris-92 dB | | 12 |
| “Minimum error energy” | | 13 |
| “Maximum decay” | 7 | 16 |
| Blackman-Harris-Hodie | | 20 |
| Blackman-Harris-191 dB | | 25 |

În figura II-5 se prezintă, pentru mai multe convertoare, $ENOB_{ST}$ în funcție de $ENOB$ în cazurile utilizării unora dintre ferestrele analizate.

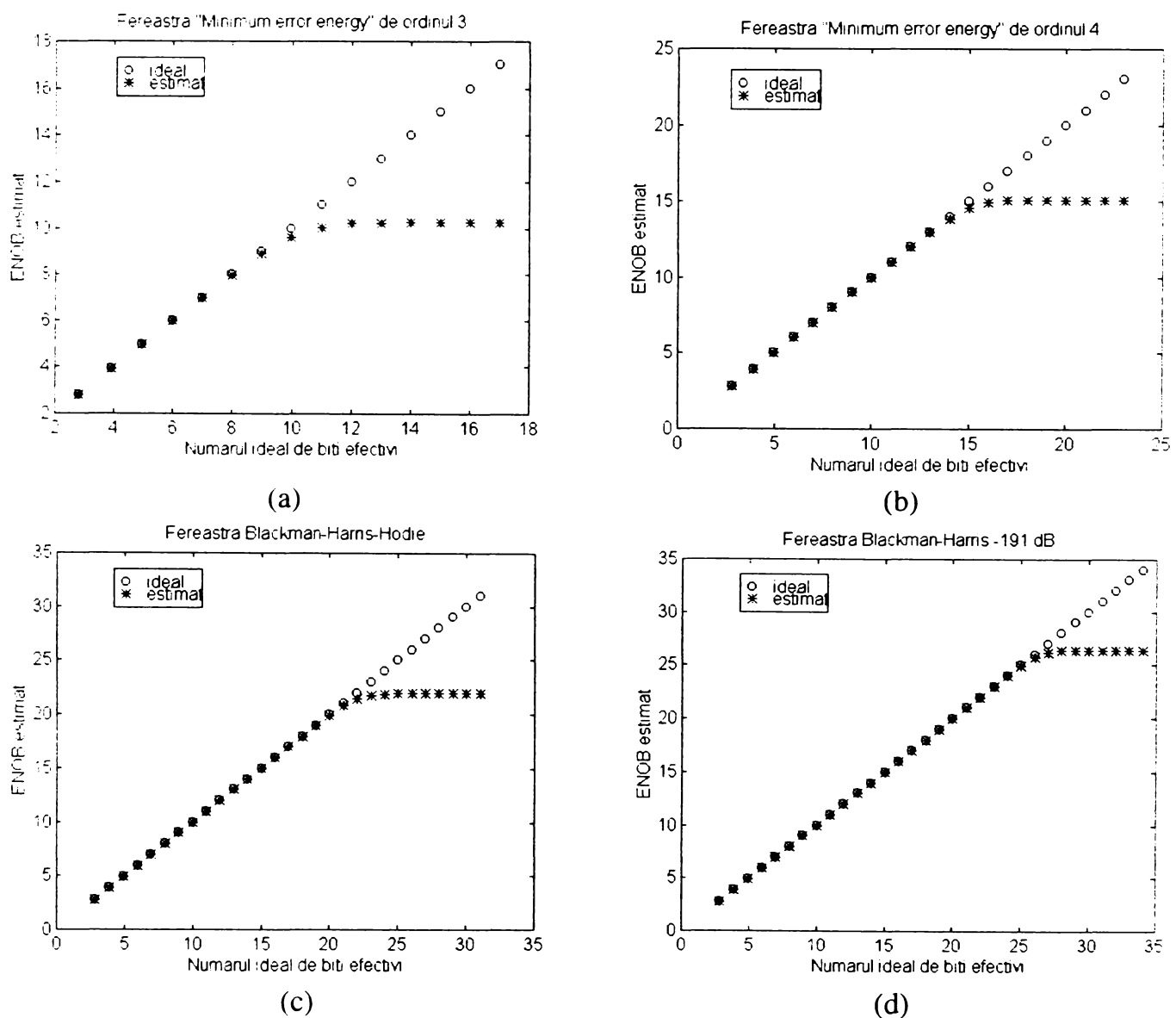


Fig. II-5. $ENOB_{ST}$ în funcție de $ENOB$ în cazul utilizării ferestrelor: (a) de ordinul 3 cu energia erorii minimă, (b) de ordinul 4 cu energia erorii minimă, (c) Blackman-Harris-Hodie, (d) Blackman-Harris-191 dB.

Pentru $M \geq 1024$ și pentru orice J cuprins între 100 și 412 am obținut aceleași valori pentru NOB_{ST} . Acest lucru se explică prin faptul că, în aceste cazuri (cu o influență foarte mică din partea erorii de cuantizare), dispersia estimatorului $ENOB_{ST}$ este foarte mică și, implicit, diferența maximă a $ENOB_{ST}$ față de valoarea sa ideală este foarte mică.

Principalul avantaj al parametrului NOB_{ST} este acela că stabilește numeric gradul de eficiență în reducerea fenomenului de curgere al oricărei ferestre temporale, lucru care, în conformitate cu lucrările de specialitate studiate, nu a fost încă realizat.

Pe baza valorilor NOB_{ST} , pe care le-am obținut, rezultă următoarele concluzii:

- cu cât H este mai mare fereastra este mai eficientă în reducerea fenomenului de curgere;

- ferestrele cu energia erorii minimă au performanțe foarte ridicate, chiar dacă cei mai mari lobi secundari nu au valori foarte reduse, iar ratele de scădere ale lobilor secundari sunt mici. Acest lucru se explică prin faptul că aceste ferestre sunt proiectate în scopul minimizării energiei din afara benzii de frecvențe a lobului principal al spectrului [43]. Această condiție implică minimizarea influenței fenomenului de curgere asupra expresiei $\sum_{l \in I} |Y_w(l)|^2$ (relația A3-3), conducând la

obținerea unei valori $(SINAD_{2A})_{ST}$ maxime (relația A3-3), și, astfel, la o valoare ridicată a NOB_{ST} . Fereastra de ordinul 4 are și avantajul că suma coeficienților săi este foarte apropiată de zero, ceea ce implică faptul că rata inițială de scădere a lobilor secundari este mai mare decât 6 dB/octavă.

- pentru celelalte ferestre rezultă următoarele concluzii:

- cele mai reduse performanțe se obțin în cazul utilizării ferestrelor cu rata maximă de scădere a lobilor secundari;

- în cazul în care ferestrele de același ordin au cei mai mari lobi secundari de valori apropiate, cea mai eficientă este fereastra cu cea mai mare rată de scădere a lobilor secundari, cum este cazul ferestrelor de ordinul 3 Rsd 18 dB/oct și Blackman-Harris -71 dB;

- dintre ferestrele de ordinele 3 și 4 cele mai eficiente sunt ferestrele care au rata de scădere a lobilor secundari egală cu 18 dB/octavă; dacă rata de scădere a lobilor secundari crește performanțele scad;

- ferestrele de ordinul 3 au performanțele cele mai reduse; aceste ferestre permit caracterizarea cu precizie ridicată, pentru orice δ , numai a CAN de rezoluții scăzute;

- ferestrele de ordinul 4 permit evaluarea cu precizie ridicată a performanțelor dinamice, pentru orice δ , și ale CAN de rezoluții medii;

- ferestrele de ordinul 7 sunt singurele care permit caracterizarea dinamică a CAN de mare rezoluție, dintre acestea fereastra Blackman-Harris-191 dB este cea mai eficientă.

Trebuie subliniat faptul că aceste concluzii nu pot fi obținute pe baza remarcilor generale date în literatura de specialitate.

Am studiat, de asemenea, prin simulare, comportarea ferestrelor în cazul unor CAN reale. Pentru fiecare CAN, semnalul $y_w(mT_e)$ a fost constituit din:

$$y_w(mT_e) = y(mT_e) w(mT_e) = [x(mT_e) + h(mT_e) + s(mT_e) + e(mT_e)] w(mT_e), \quad (II-6)$$

$$m = 0, 1, \dots, M - 1$$

la care, în plus față de semnalul definit în (II-4), apare:

$$h(mT_e) = A_2 \sin\left(4\pi \frac{J+\delta}{M} m\right) + \frac{A_2}{2} \sin\left(6\pi \frac{J+\delta}{M} m\right) \quad \text{reprezentând armonicile 2, 3;}$$

$$s(mT_e) = \frac{A_2}{4} \sin\left(10,8\pi \frac{J+\delta}{M} m\right) \quad \text{reprezentând componenta datorată paraziților.}$$

Amplitudinea A_2 am stabilit-o în funcție de ENOB. În figura II-6 se prezintă, pentru mai multe convertoare, parametri dinamici ideali și estimați în funcție de ENOB, în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris -191 dB. Amplitudinea A_2 am calculat-o astfel încât între rezoluția CAN și ENOB să avem o diferență de 0,75 biți.

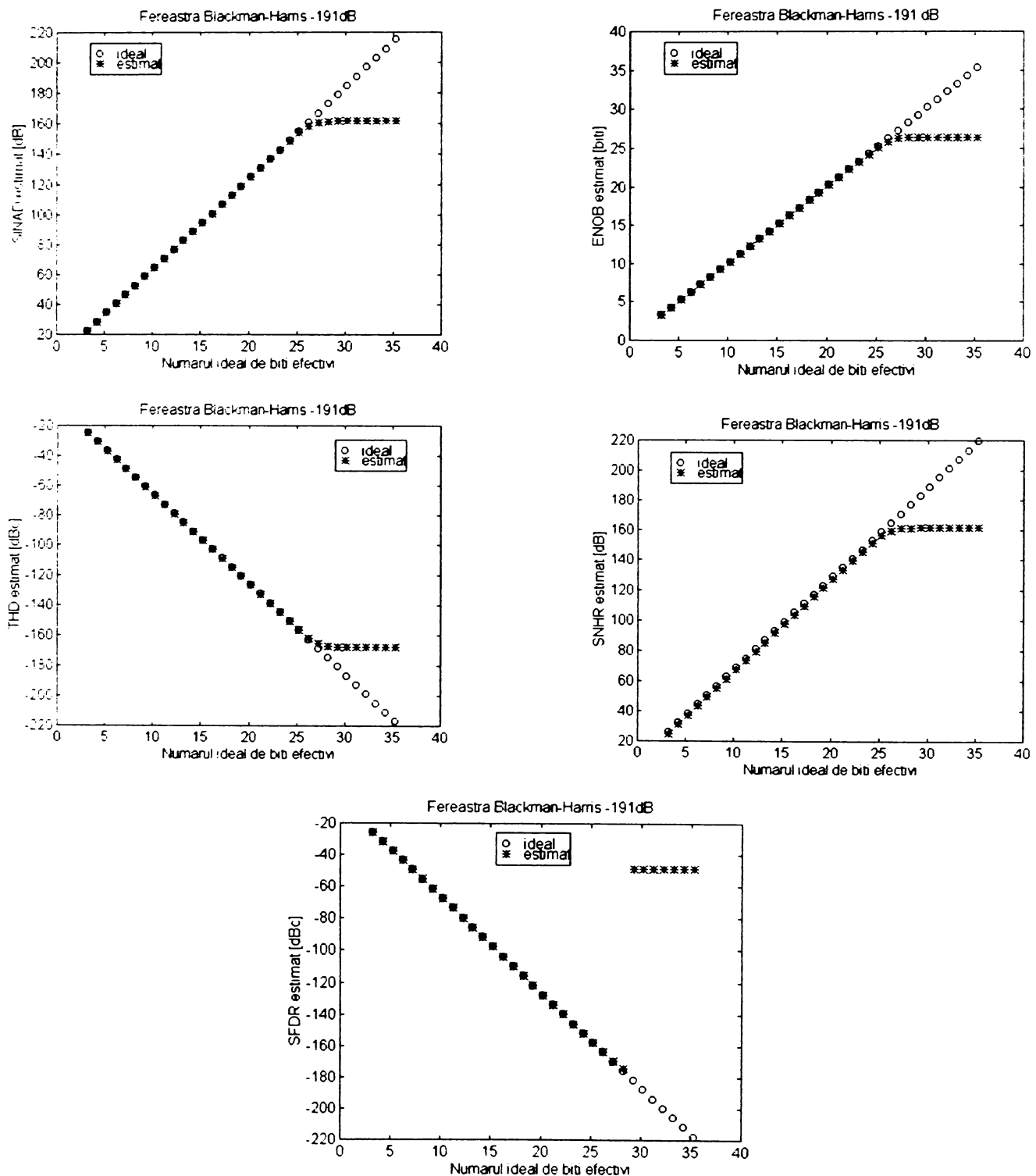


Fig. II-6. Parametri dinamici estimați reprezentați în funcție de ENOB, în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris -191 dB.

În figura II-7 se prezintă, pentru mai multe convertoare, parametri dinamici ideali și estimați în funcție de ENOB, în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris -191 dB, dar obținuți pentru amplitudini A_2 pe care le-am calculat astfel încât între rezoluțiile CAN și valorile ENOB să avem o diferență de 0,25 biți.

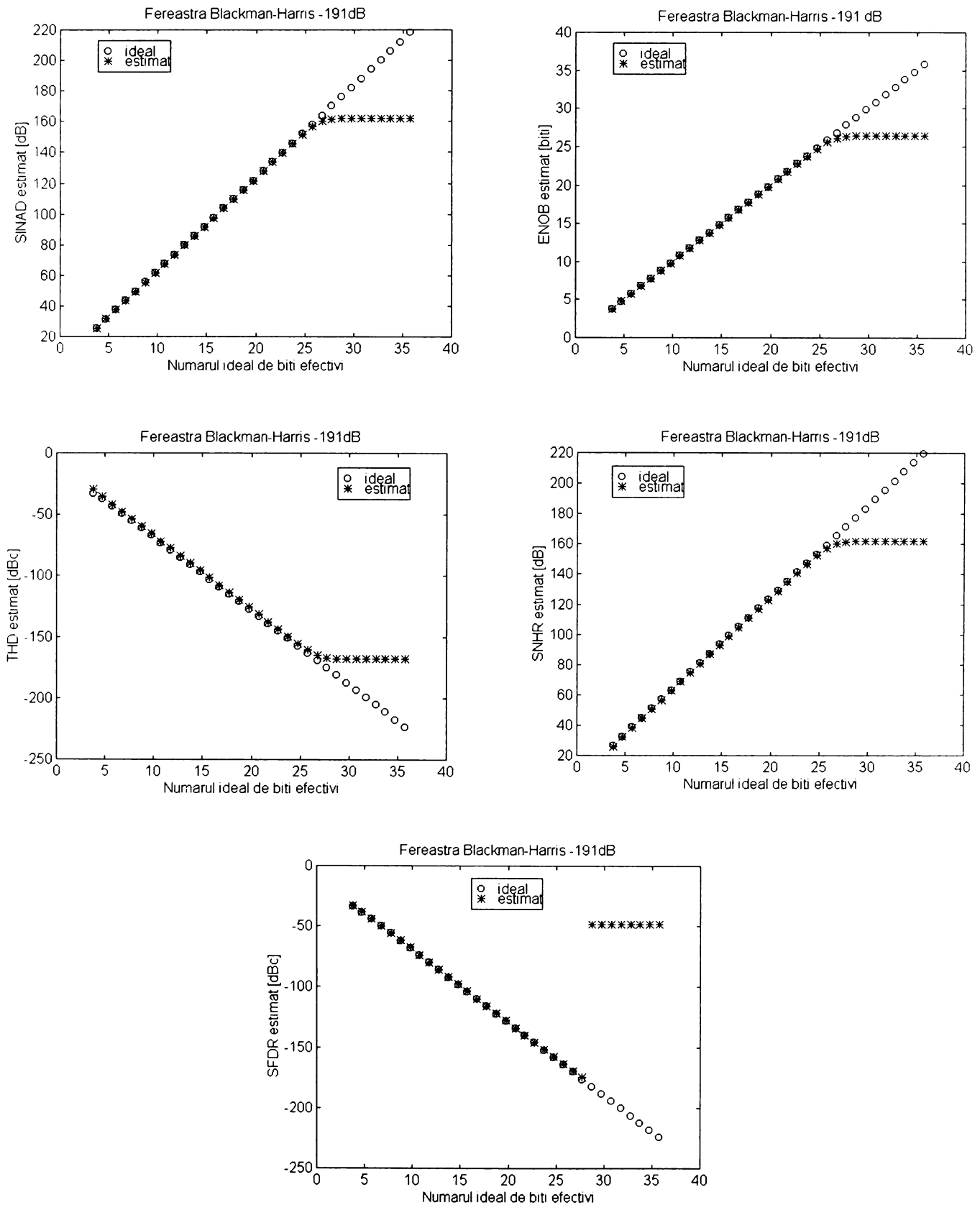


Fig. II-7. Parametri dinamici estimați reprezentați în funcție de ENOB, în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris -191 dB.

Deoarece parametri dinamici sunt estimați cu precizie ridicată pentru $ENOB \leq NOB_{ST} + 0,25$, dar nu și pentru $ENOB = NOB_{ST} + 0,75$, rezultă că rezoluția maximă a CAN până la care fereastra permite estimarea cu precizie ridicată a tuturor parametrilor dinamici pentru orice $ENOB \leq NOB_{ST}$ este NOB_{ST} . Această observație este valabilă pentru toate ferestrele pe care le-am analizat și pentru $M \geq 1024$. **În concluzie parametrul NOB_{ST} al unei ferestre reprezintă rezoluția maximă a unui CAN real până la care fereastra permite estimarea cu precizie ridicată, pentru orice deviație față de relația de coerență și pentru orice $ENOB \leq NOB_{ST}$, a tuturor parametrilor dinamici ai convertorului. Astfel, parametrul NOB_{ST} stabilește un criteriu pentru alegerea optimă a ferestrelor temporale.**

În figura II-8 se prezintă spectrele $|\tilde{Y}_w(l)|$, în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris -191 dB în situațiile: $ENOB=21,75$ biți (figura II-8(a)) și $ENOB=27,75$ biți (figura II-8(b)). Cu cerculețe ('o') sunt marcate componentele spectrale din banda de frecvență a lobului principal al spectrului.

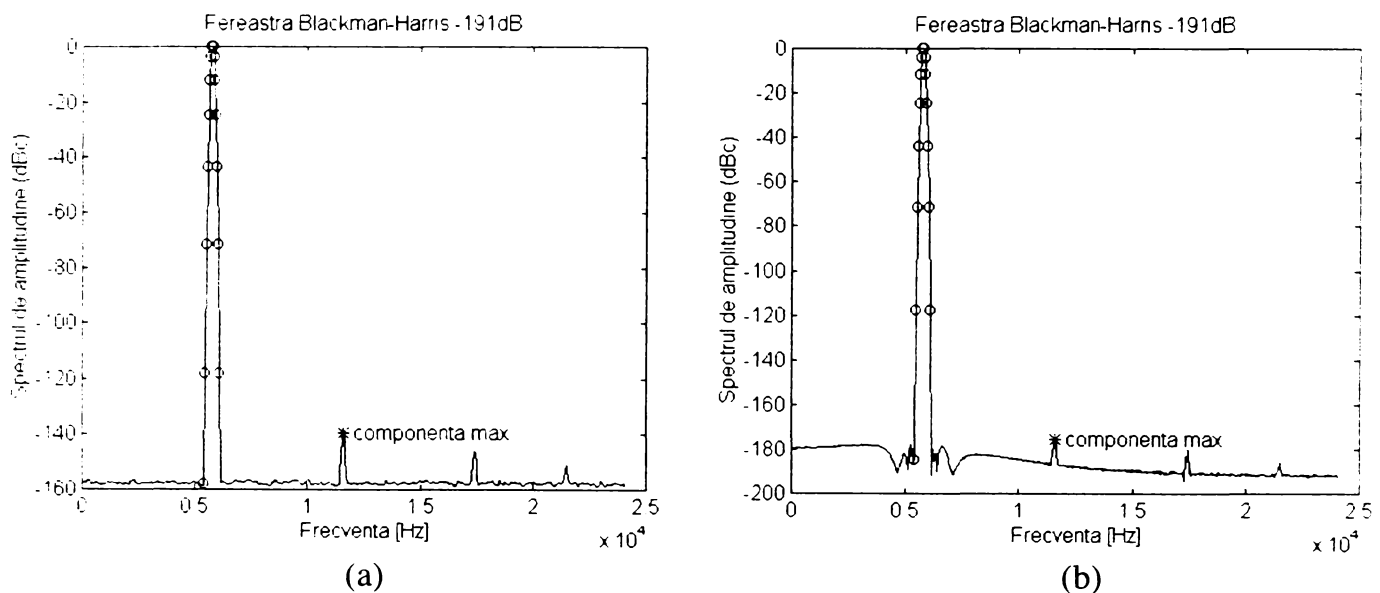


Fig. II-8. Spectrele $|\tilde{Y}_w(l)|$, în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris -191 dB în situațiile: (a) $ENOB=21,75$ biți, (b) $ENOB=27,75$ biți.

În figura II-8(a) spectrul de amplitudine nu este afectat de fenomenul de curgere, în schimb în figura II-8(b) componentele armonice (în special armonica a doua) și componenta datorată zgomotului exterior sunt puternic afectate de curgerea de energie din partea fundamentalei.

Am analizat, de asemenea, spectrele de amplitudine ale ferestrelor ținând cont de eficiența fiecăreia, obținută pe baza parametrului NOB_{ST} .

În figura II-9 se prezintă spectrele ferestrelor de ordinul 3 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari, Blackman-Harris -71 dB și cu energia erorii minimă.

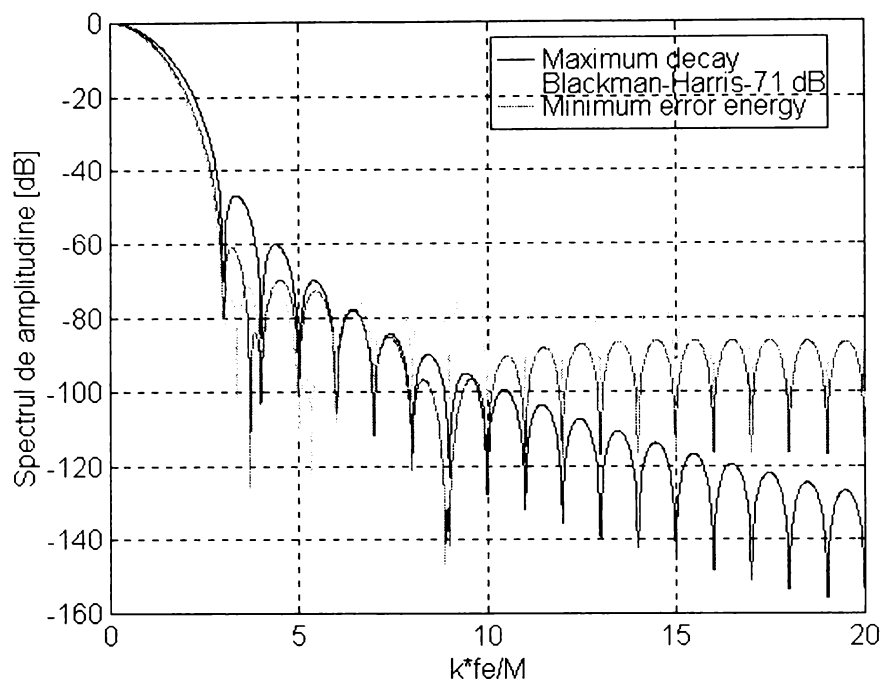


Fig. II-9. Spectrele de amplitudine ale ferestrelor de ordinul 3 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari, Blackman-Harris -71 dB și cu energia erorii minimă.

În cazul ferestrei cu rata maximă de scădere a lobilor secundari primii lobi secundari, de valori ridicate, sunt responsabili de eficiența cea mai redusă a acestei ferestre.

Obținerea unei eficiențe ceva mai ridicate pentru fereastra cu energia erorii minimă față de cea a ferestrei Blackman-Harris -71 dB se explică prin faptul că, deși, primii lobi secundari au valori mai mari decât cei ai ferestrei Blackman-Harris, următorii lobi secundari sunt mai mici decât cei ai ferestrei Blackman-Harris -71 dB.

Figura II-10 prezintă spectrele ferestrelor de ordinul 3 Rsd 18 dB/oct și cu energia erorii minimă.

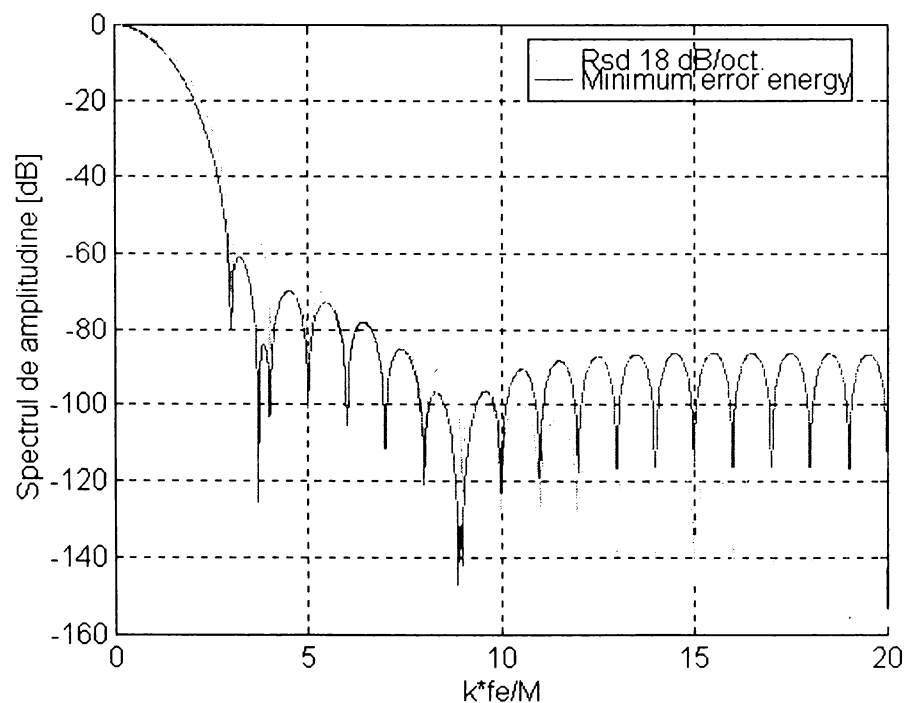


Fig. II-10. Spectrele de amplitudine ale ferestrelor de ordinul 3 Rsd 18 dB/oct și cu energia erorii minimă.

Obținerea unor performanțe similare pentru cele două ferestre ne conduce la ideea că valorile mai mari ale primilor lobi secundari ai ferestrei Rsd 18 dB/oct față de cele obținute în cazul ferestrei cu energia erorii minimă sunt compensate de valorile mici ale următorilor lobi secundari ai ferestrei Rsd 18 dB/oct față de cele aferente ferestrei cu energia erorii minimă.

În figura II-11 se arată spectrele ferestrelor de ordinul 4 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari, Blackman-Harris -92 dB și cu energia erorii minimă.

Fereastra cu rata maximă de scădere a lobilor secundari are performanța cea mai scăzută datorită valorilor ridicate ale primilor lobi secundari.

Fereastra cu energia erorii minimă are eficacitatea cea mai ridicată datorită ratei sale de scădere a lobilor secundari, care ajunge să fie de aproximativ 30 dB/octavă (v. figura II-12).

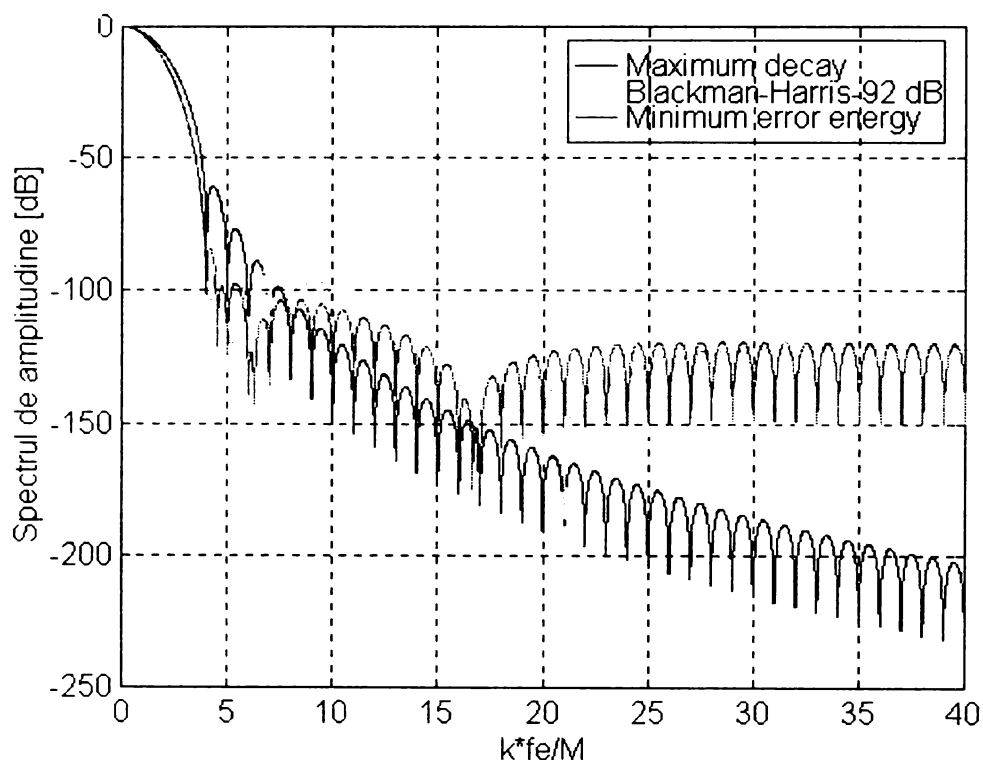


Fig. II-11. Spectrele de amplitudine ale ferestrelor de ordinul 4 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari, Blackman-Harris -92 dB și cu energia erorii minimă.

În figura II-12 se prezintă spectrele ferestrelor de ordinul 4 Rsd 18 dB/oct, Rsd 30 dB/oct și cu energia erorii minimă.

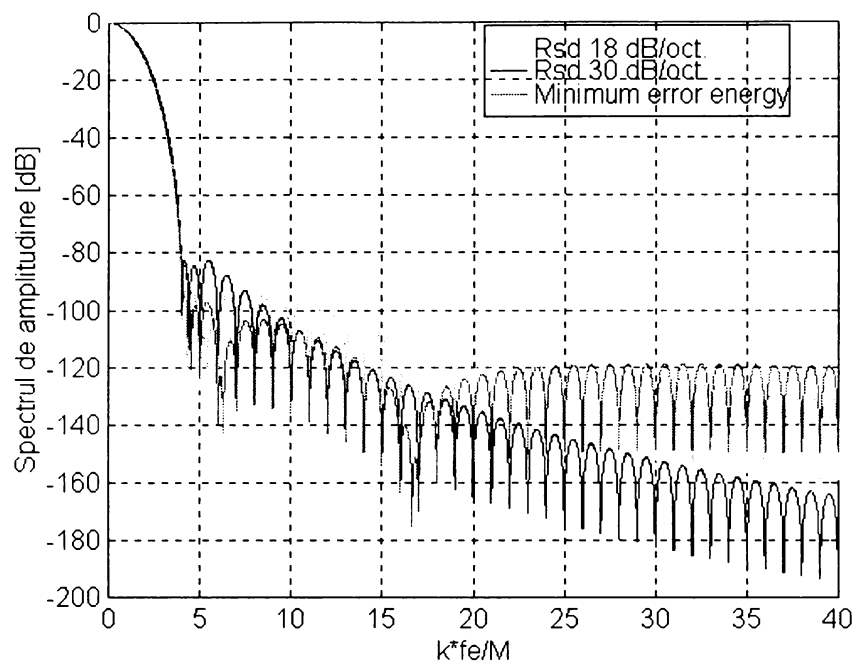


Fig. II-12. Spectrele de amplitudine ale ferestrelor de ordinul 4 Rsd 18 dB/oct, Rsd 30 dB/oct și cu energia erorii minimă.

Fereastra cu energia erorii minimă are o eficiență mai mare decât fereastra Rsd 30 dB/oct deoarece are primii lobi secundari de valori mai reduse decât cei ai ferestrei Rsd 30 dB/oct. Datorită ratei inițiale de scădere a lobilor secundari mai mare decât 18 dB/oct fereastra cu energia erorii minimă este ceva mai eficientă și decât fereastra Rsd 18 dB/oct.

Fereastra Rsd 18 dB/oct este ceva mai performantă decât fereastra Rsd 30 dB/oct datorită valorilor mai mici ale primilor lobi secundari în comparație cu cei ai ferestrei Rsd 18 dB/oct.

Figura II-13 prezintă spectrele ferestrelor de ordinul 7 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari, Blackman-Harris-Hodie și Blackman-Harris -191 dB.

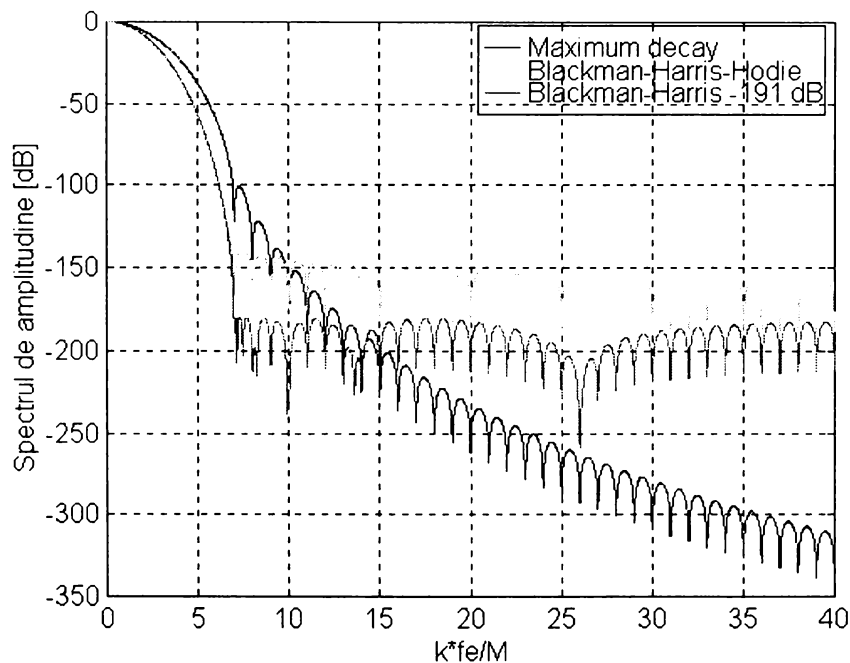


Fig. II-13. Spectrele de amplitudine ale ferestrelor de ordinul 7 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari, Blackman-Harris-Hodie și Blackman-Harris -191 dB.

Fereastra cu rata maximă de scădere a lobilor secundari are cea mai redusă eficiență datorită valorilor mari ale primilor lobi secundari.

Fereastra Blackman-Harris -191 dB este mai performantă decât fereastra Blackman-Harris-Hodie deoarece are toți lobi secundari de valori mai mici decât cei ai ferestrei Blackman-Harris-Hodie.

Trebuie subliniat faptul că rezultatele analizelor efectuate asupra spectrelor prezentate în figurile II-9 – II-13 sunt practic imposibil de obținut pe baza remarcilor generale date în literatura de specialitate.

II-1.2. Criteriu original pentru alegerea optimă a ferestrei temporale la testarea CAN prin analiză spectrală în modul “dual-tone”

Analiza spectrală în modul “dual-tone” se folosește de regulă pentru estimarea parametrului IMD [3], [11], dar poate fi utilizată și pentru estimarea altor parametri dinamici, cum ar fi de exemplu ENOB [24].

În modul “dual-tone” CAN este testat cu un semnal obținut prin însumarea a două semnale sinusoidale. Primul semnal sinusoidal este de amplitudine A ($2A \leq \text{FSR}/2$) și de frecvență f_{in1} . Al doilea semnal sinusoidal are aceeași amplitudine A ($2A \leq \text{FSR}/2$), dar frecvența f_{in2} ($f_{in2} > f_{in1}$). Se recomandă, în vederea testării tuturor codurilor CAN, ca $2A$ (valoarea vârf la vârf a ambelor semnale sinusoidale) să fie mai mică, dar cât mai apropiată de $\text{FSR}/2$. Depășirea acestei valori (adică saturarea CAN) conduce la o creștere excesivă a distorsiunilor armonice.

Semnalul obținut la ieșirea CAN este $y(mT_c)$, pentru $m=0,1,\dots,M-1$, în care $T_c=1/f_c$ este perioada de eșantionare, iar M este numărul de date achiziționate.

Între f_{in1} și f_c avem relația:

$$\frac{f_{in1}}{f_c} = \frac{J_1}{M} + \frac{\delta_1}{M} \quad (\text{II-7a})$$

în care J_1 este numărul întreg de perioade achiziționate ale primului semnal sinusoidal, iar $0 \leq \delta_1 < 1$.

Pentru ca interferența între componenta spectrală aferentă fundamentalei primului semnal sinusoidal și imaginea sa să fie neglijabilă se recomandă ca $20 \leq J_1 \leq M/2-20$ [36], [37].

Între f_{in2} și f_c avem relația:

$$\frac{f_{in2}}{f_c} = \frac{J_2}{M} + \frac{\delta_2}{M} \quad (\text{II-7b})$$

în care J_2 este numărul întreg de perioade achiziționate ale celui de-al doilea semnal sinusoidal, iar $0 \leq \delta_2 < 1$.

Pentru ca interferența între componenta spectrală aferentă fundamentalei celui de-al doilea semnal sinusoidal și imaginea sa să fie neglijabilă se recomandă ca $20 \leq J_2 \leq M/2-20$ [36], [37].

Evitarea fenomenului de curgere este posibilă în cazul în care semnalul achiziționat conține un număr întreg de perioade ale primului semnal sinusoidal și, de

asemenea, un număr întreg de perioade ale celui de-al doilea semnal sinusoidal (adică $\delta_1=\delta_2=0$). În plus, se impune ca J_1 și M , respectiv J_2 și M să fie prime între ele, deoarece în acest caz, eșantioanele au fazele uniform distribuite într-un interval de lungime 2π ($\Delta\varphi=2\pi/M$), permițându-se, astfel, analizarea a M eșantioane diferite [32]. Rezultă, deci, relațiile de coerență (II-8) între frecvențele f_{in1} și f_e , respectiv între frecvențele f_{in2} și f_e [1]:

$$\frac{f_{in1}}{f_e} = \frac{J_1}{M} \quad \text{unde } J_1 \text{ și } M \text{ sunt prime între ele} \quad \text{(II-8a)}$$

și

$$\frac{f_{in2}}{f_e} = \frac{J_2}{M} \quad \text{unde } J_2 \text{ și } M \text{ sunt prime între ele} \quad \text{(II-8b)}$$

Ținând cont de relațiile (II-7a) și (II-7b) rezultă că termenul $\frac{\delta_1}{M}$ stabilește abaterea relației (II-7a) față de relația de coerență între frecvențele f_{in1} și f_e , iar termenul $\frac{\delta_2}{M}$ stabilește abaterea relației (II-7b) față de relația de coerență între frecvențele f_{in2} și f_e .

În figura II-14 se prezintă, în cazul în care relațiile de coerență (II-8a) și (II-8b) sunt îndeplinite, spectrul unui semnal de ieșire, pe care l-am obținut prin simulare, aferent unui CAN real de 12 biți. Am considerat că acest CAN are ca neliniarități componentele armonice 2 ($2f_{in1}$) și 3 ($3f_{in2}$), componentele de intermodulație de ordinul 2 ($f_{in1}+f_{in2}$, $f_{in2}-f_{in1}$), de ordinul 3 ($2f_{in1}+f_{in2}$, $2f_{in1}-f_{in2}$) și de ordinul 4 ($f_{in1}+3f_{in2}$, $3f_{in2}-f_{in1}$), componenta datorată paraziților s#1, iar ca zgomot numai zgomotul de cuantizare. Semnalul de ieșire obținut prin simulare a condus la următorii parametri dinamici ai CAN: SINAD=60,46 dB, ENOB=10,25 biți, THD=-62,19 dBc, SNHR=65,28 dB, SFDR=-65,2 dBc și IMD=-67,03 dBc. Spectrul a fost realizat pe baza a $M=1024$ eșantioane, $J_1=123$ perioade și $J_2=155$ perioade.

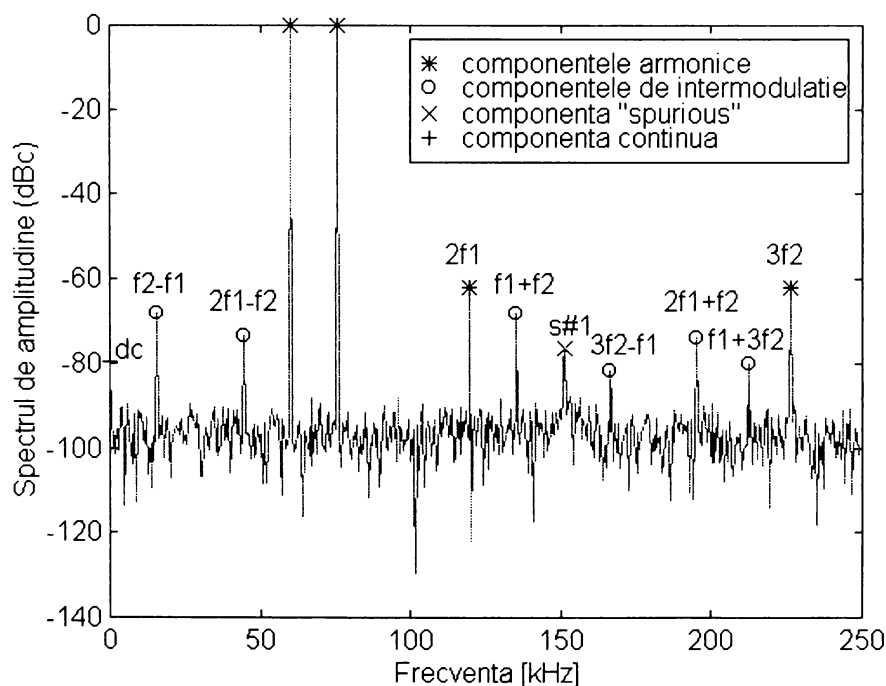


Fig. II-14. Spectrul ieșirii CAN în situația în care frecvențele de intrare sunt coerente cu frecvența de eșantionare.

În cazul în care cel puțin una dintre valorile δ_1 și δ_2 este nenulă spectrul semnalului $y(mT_s)$ este afectat de fenomenul de curgere. În figura II-15 se prezintă spectrul unui semnal de ieșire, pe care l-am obținut prin simulare, aferent ieșirii CAN menționat anterior. Semnalul de ieșire al CAN l-am obținut prin simulare pentru situația în care $\delta_1=0,5$ și $\delta_2=0,2$. Am utilizat, de asemenea, $M=1024$ eșantioane, $J_1=123$ perioade și $J_2=155$ perioade.

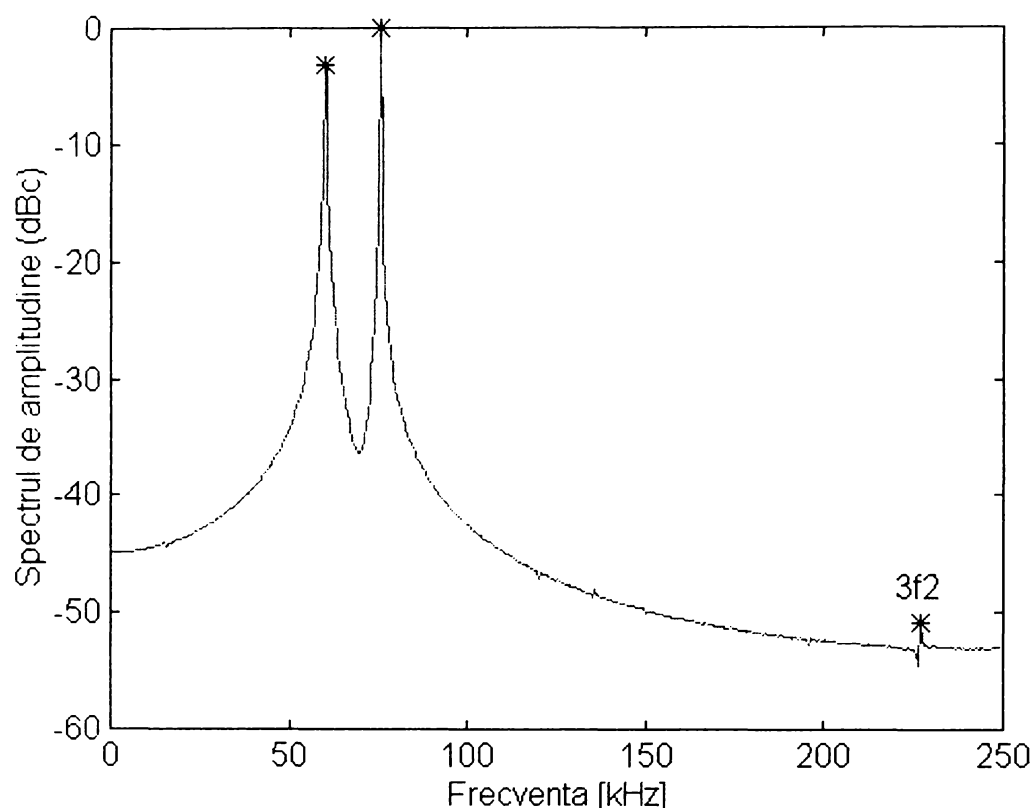


Fig. II-15. Spectrul ieșirii CAN în situația în care frecvențele de intrare nu sunt coerente cu frecvența de eșantionare.

Cu excepția componentei armonice de ordinul 3 ($3f_{in2}$), toate componentele spectrale sunt acoperite de curgerea de energie din partea celor două componente fundamentale.

Pentru ca influența fenomenului de curgere asupra estimărilor parametrilor dinamici să fie neglijabilă este necesară multiplicarea semnalului de ieșire al CAN cu o fereastră temporală adecvată. În figura II-16 se prezintă spectrul aceluiași semnal de ieșire al CAN ca în figura anterioară, însă în cazul utilizării ferestrei de ordinul 4 cu energia erorii minimă. Spectrul a fost realizat, de asemenea, pe baza a $M=1024$ eșantioane, $J_1=123$ perioade și $J_2=155$ perioade.

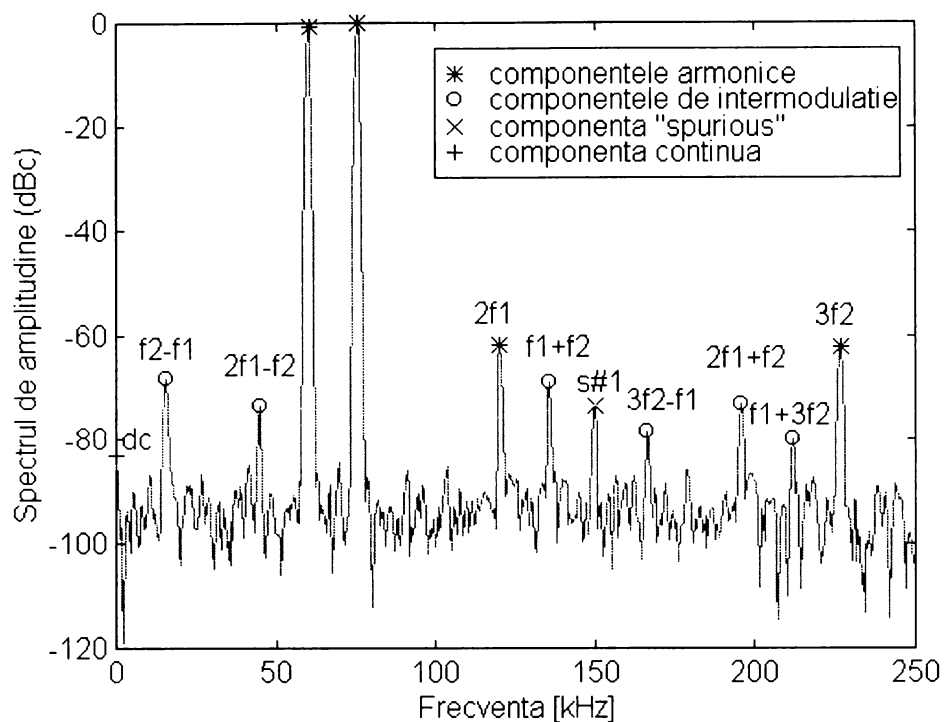


Fig. II-16. Spectrul ieșirii CAN în situația în care frecvențele de intrare nu sunt coerente cu frecvența de eșantionare, dar se utilizează fereastra de ordinul 4 cu energia erorii minimă.

Pentru a distinge în spectrul ieșirii CAN cele două componente fundamentale este necesară îndeplinirea condiției [1]:

$$\Delta F = f_{in2} - f_{in1} > B_c \quad (II-9)$$

în care B_c este lățimea lobului central aferent ferestrei (v. Anexa 2).

Situația $\Delta F < B_c$ trebuie întotdeauna evitată deoarece în acest caz parametri dinamici ai CAN supus testării sunt imprecis estimați.

În literatura de specialitate studiată referitoare la analiza spectrală în modul "dual-tone" se recomandă utilizarea anumitor ferestre temporale, fără, însă, a se prezenta un criteriu pentru alegerea optimă a acestora în vederea estimării cu precizie ridicată a parametrilor dinamici ai CAN supus testării [1], [3].

În cazul unei ferestre ideale (care are toți lobii secundari nuli) întreaga energie a celor două fundamentale va curge asupra componentelor spectrale situate în benzile de frecvență ale lobilor principali corespunzători celor două fundamentale. În schimb, în cazul oricărei ferestre reale, cea mai mare parte din energia celor două fundamentale va curge asupra componentelor spectrale situate în benzile de frecvență ale lobilor principali corespunzători celor două fundamentale, iar restul de energie, deoarece lobii secundari ai ferestrei sunt nenuli, va curge asupra celorlalte componentelor spectrale. Cea mai mare importanță o are această din urmă curgere deoarece este singura care afectează, în cazul în care ponderea sa devine semnificativă, preciziile de estimare ale parametrilor dinamici ai CAN supus testării.

În cele ce urmează voi spune că o fereastră este mai eficientă în reducerea fenomenului de curgere din partea celor două fundamentale sau pe scurt mai eficientă cu cât curgerea de energie din partea celor două fundamentale asupra componentelor spectrale situate în afara benzilor de frecvență ale lobilor principali corespunzători celor două fundamentale este mai mică.

În acest paragraf voi evalua eficiența fiecărei ferestre pe baza unui parametru de performanță, **pe care l-am propus**, definit în mod asemănător parametrului NOB_{ST} (v. § II-1.1.). **Pe baza acestui parametru se poate alege fereastra optimă la testarea unui CAN pe baza analizei spectrale în modul “dual-tone”, în scopul estimării cu precizie ridicată a tuturor parametrilor dinamici ai CAN supus testării.** Parametrul de performanță propus, caracteristic fiecărei ferestre, reprezintă numărul de biți al unui CAN ideal (rezoluția sa) până la care, în situația în care abaterile față de relațiile de coerență între frecvențele f_{in1} și f_e și între frecvențele f_{in2} și f_c sunt egale cu $\frac{0,5}{M}$ (relațiile (II-7a) și (II-7b)), fereastra permite estimarea cu precizie ridicată a parametrului ENOB. Pentru a evalua cu precizie ridicată eficiența fiecărei ferestre am definit parametrul de performanță în situația în care eroarea de cuantizare are o influență neglijabilă asupra estimării parametrului ENOB. Am notat parametrul de performanță cu NOB_{DT} .

Voi determina, prin simulare, valorile NOB_{DT} pentru aceleași ferestre temporale ca și în § II-1.1.

Pentru fiecare CAN, semnalul $y_w(mT_e)$ a fost constituit din:

$$y_w(mT_e) = y(mT_e) w(mT_e) = [x(mT_e) + e(mT_e)] w(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (II-10)$$

în care: $x(mT_e) = A \sin\left(2\pi \frac{J_1 + \delta_1}{M} m\right) + A \sin\left(2\pi \frac{J_2 + \delta_2}{M} m\right)$ este semnalul de test, cu amplitudinea $A = FSR/4 = 1,5$ V, $J_1 = 123$ perioade și $J_2 = 173$ perioade, $M = 1024$;

$w(mT_e)$ este fereastra temporală utilizată;

$e(mT_e)$ este zgomotul de cuantizare.

Zgomotul de cuantizare a fost produs pe baza metodei Monte Carlo. Fiecare analiză Monte Carlo a inclus 100 încercări.

Am definit parametrul NOB_{DT} în funcție de parametrul ENOB, deoarece acesta caracterizează global performanțele dinamice ale unui CAN [31].

Relațiile de estimare ale parametrilor SINAD, ENOB, THD, SNHR, SFDR și IMD sunt prezentate în Anexa 4.

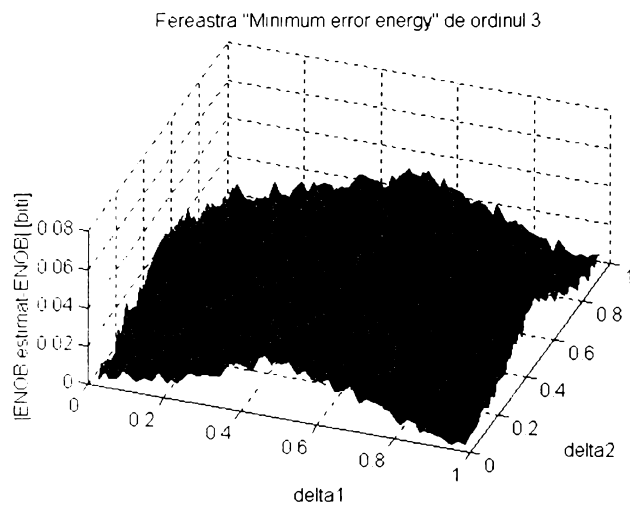
Pentru ca eroarea de cuantizare să aibă o influență neglijabilă asupra preciziei de estimare a parametrului ENOB am procedat, la sfârșitul fiecărei simulări Monte Carlo, la determinarea mediei spectrelor de amplitudine ale semnalelor de ieșire ale CAN supus testării. Am notat media spectrelor de amplitudine ale semnalelor $y_w(mT_e)$ cu $|\tilde{Y}_w(l)|$, pentru $l=0, 1, \dots, M-1$.

Am estimat parametrul ENOB pe baza relației (A4-7), în care valoarea 1,25 a fost înlocuită cu valoarea 0,2, deoarece eroarea de cuantizare are dispersia dată de relația (II-5).

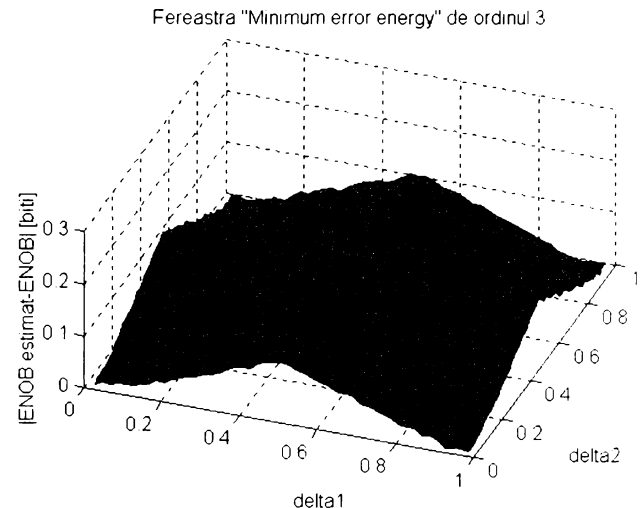
Am considerat că s-a obținut o precizie ridicată în estimarea ENOB atunci când modulul erorii absolute a ENOB, $|\Delta ENOB| = |ENOB_{DT} - ENOB|$ este mai mic decât o valoare de prag, egală cu 0,1 biți. Această valoare de prag este suficient de ridicată pentru ca influența zgomotului de cuantizare în determinarea parametrului NOB_{DT} să fie neglijabilă. Corespunzător la 100 de spectre $|\tilde{Y}_w(l)|$, valoarea cea mai mare pe care am obținut-o pentru $|\Delta ENOB|$, datorată numai zgomotului de cuantizare, a fost de 0,0136 biți (în cazul utilizării ferestrei de ordinul 7 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari), care este mult mai mică decât valoarea de prag considerată. De asemenea, valoarea de prag considerată este destul de mică pentru a conduce la o

influență, încă neglijabilă, a fenomenului de curgere asupra preciziei de estimare a parametrului ENOB.

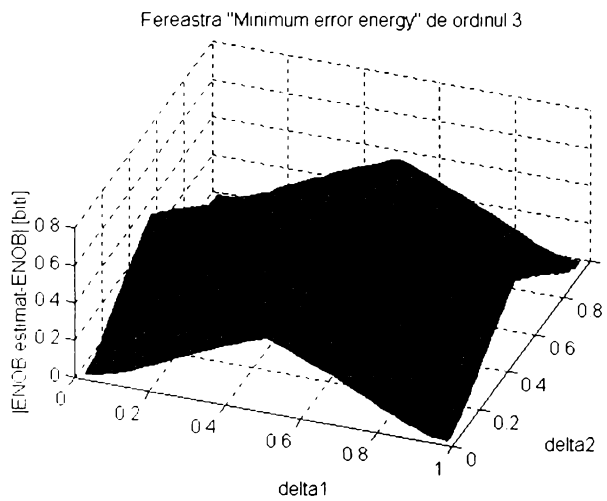
În figura II-17 se prezintă $|\Delta\text{ENOB}|$ ale unor CAN ideale, în cazul utilizării mai multor tipuri de ferestre, în funcție de δ_1 și δ_2 . S-au avut în vedere testarea CAN de rezoluții NOB_{DT} (graficele II-17(a), (d), (g), (j)), $\text{NOB}_{\text{DT}+1}$ (graficele II-17(b), (e), (h), (k)) și $\text{NOB}_{\text{DT}+2}$ (graficele II-17(c), (f), (i), (l)) (NOB_{DT} este parametrul aferent ferestrei utilizate).



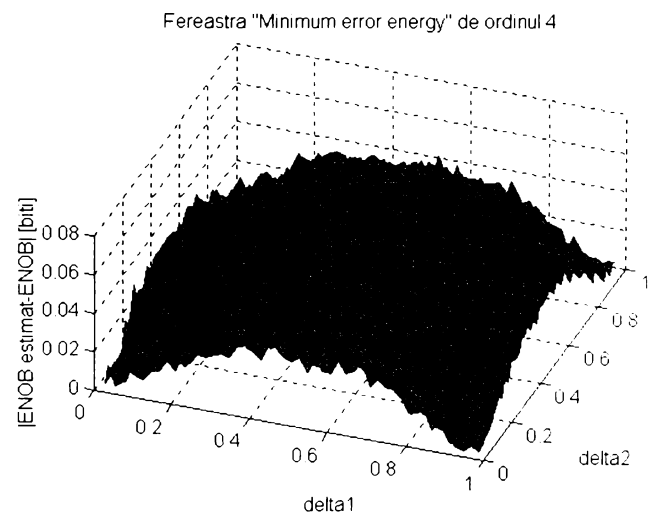
(a)



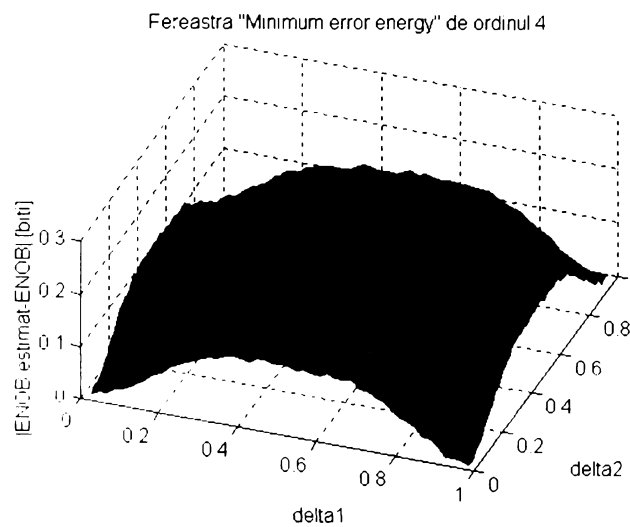
(b)



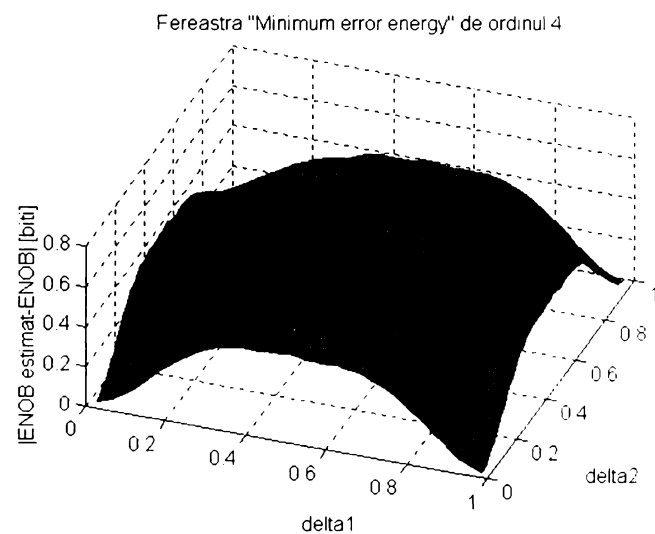
(c)



(d)

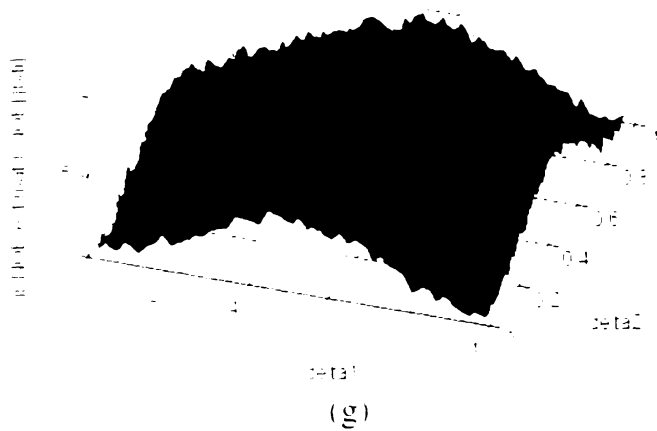


(e)

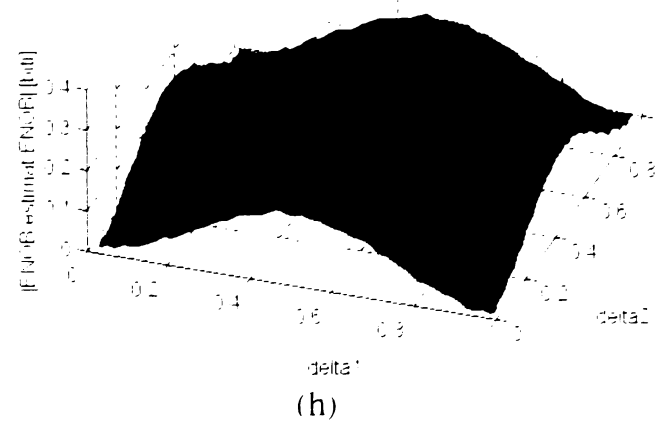


(f)

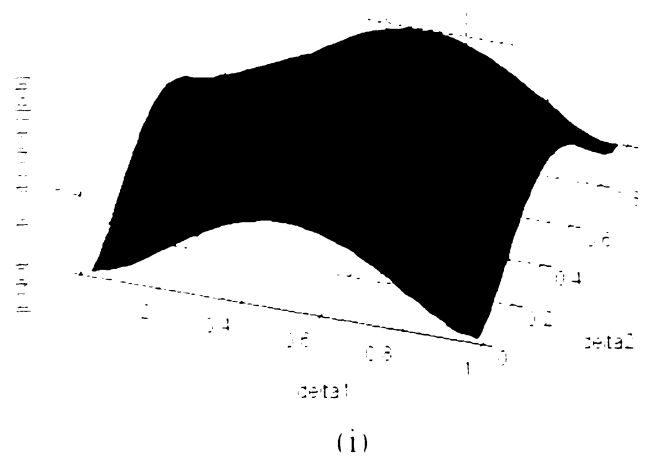
Fereastră Blackman-Harris-Hodie



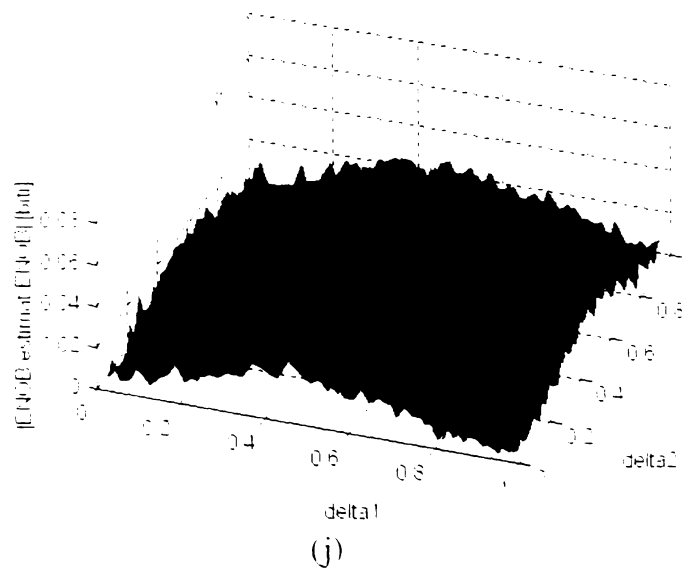
Fereastră Blackman-Harris-Hodie



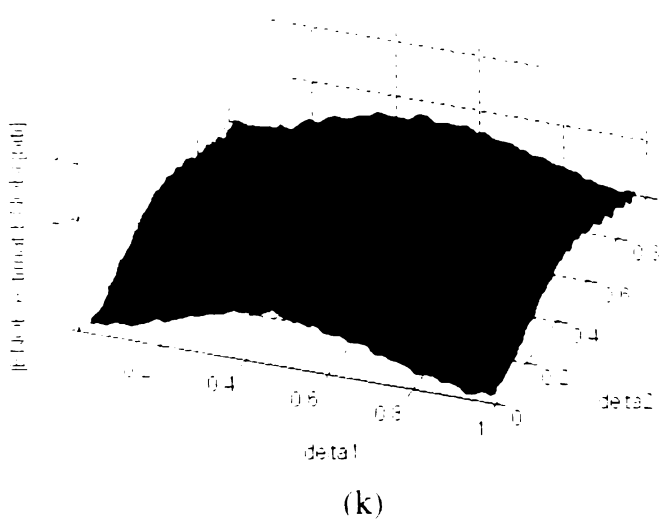
Fereastră Blackman-Harris-Hodie



Fereastră Blackman-Harris -191 dB



Fereastră Blackman-Harris -191 dB



Fereastră Blackman-Harris -191 dB

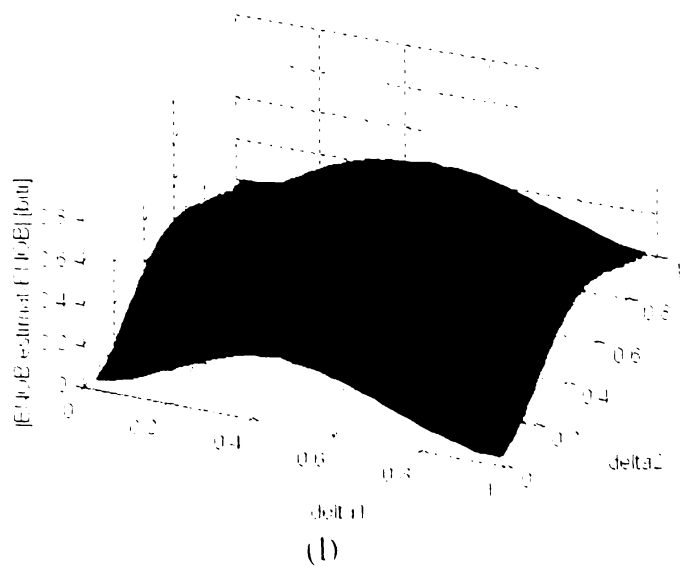


Fig. II-17. $|\Delta ENOB|$ în funcție de δ_1 și δ_2 în situația în care CAN are o rezoluție egală cu NOB_{DT} , $NOB_{DT}+1$, respectiv $NOB_{DT}+2$, în care NOB_{DT} este valoarea aferentă ferestrei utilizate (de ordinul 3 cu energia erorii minimă, de ordinul 4 cu energia erorii minimă, Blackman-Harris-Hodie, respectiv Blackman-Harris -191 dB).

Din graficele de mai sus se observă că cele mai mari erori $|\Delta ENOB|$, care depășesc pragul de 0,1 biți, se obțin, în majoritatea cazurilor, la $\delta_1=\delta_2=0,5$, dar și pentru valori δ_1 și δ_2 foarte apropiate de 0,5 (cazurile ferestrelor Blackman-Harris-Hodie și Blackman-Harris -191 dB); în aceste din urmă cazuri eroarea maximă $|\Delta ENOB|$ coincide practic cu eroarea $|\Delta ENOB|$ obținută la $\delta_1=\delta_2=0,5$. De asemenea, se observă că erorile $|\Delta ENOB|$ sunt aproape simetrice față de verticala dusă prin punctul de coordonate δ_1 și δ_2 la care $|\Delta ENOB|$ este maximă. Aceste observații sunt valabile și în cazul utilizării celorlalte ferestre temporale, și rămân valabile în cazul utilizării oricărei ferestre temporale pentru $100 \leq J_1 \leq 412$ ($=M/2-100$), $100 \leq J_2 \leq 412$ ($=M/2-100$) și $\Delta F > B_c$.

Deci, eficiența oricărei ferestre variază în funcție de δ_1 și δ_2 . Cea mai mică eficiență putem să o considerăm ca fiind la $\delta_1=\delta_2=0,5$.

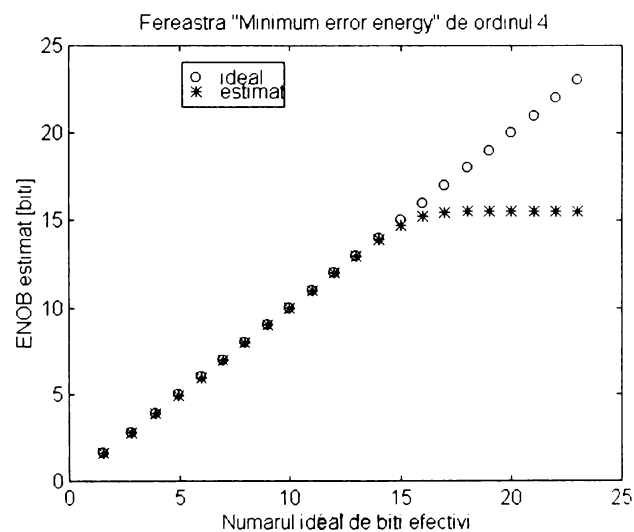
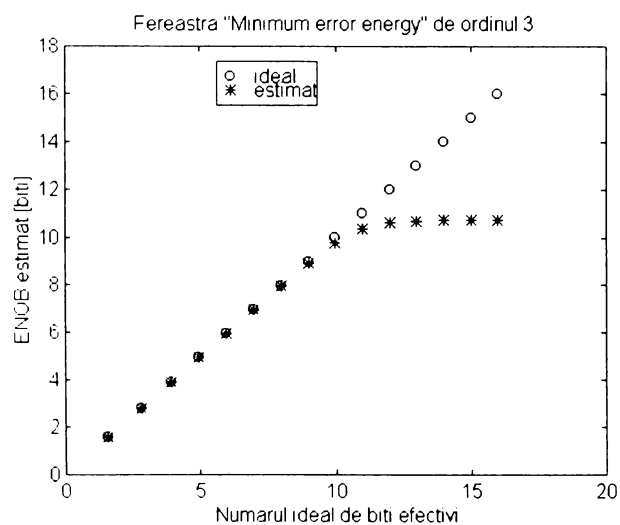
Rezultă astfel că, dacă rezoluția CAN este mai mică sau egală cu NOB_{DT} , atunci pentru orice δ_1 și δ_2 parametrul ENOB este estimat cu mare precizie. Din acest motiv parametrul NOB_{DT} l-am definit pentru abateri față de condițiile de coerență II-8(a) și II-8(b), care corespund unor valori $\delta_1=\delta_2=0,5$.

Valorile NOB_{DT} pe care le-am obținut sunt specificate în tabelul II-3.

Tabelul II-3. Valorile NOB_{DT} .

| Fereastra temporală | H | NOB_{DT} [biți] |
|-------------------------|---|-------------------|
| "Maximum decay" | 3 | 7 |
| Rsd 18 dB/oct | | 8 |
| Blackman-Harris -71 dB | | 8 |
| "Minimum error energy" | | 9 |
| "Maximum decay" | 4 | 9 |
| Rsd 30 dB/oct | | 12 |
| Rsd 18 dB/oct | | 13 |
| Blackman-Harris -92 dB | | 13 |
| "Minimum error energy" | | 14 |
| "Maximum decay" | 7 | 16 |
| Blackman-Harris-Hodie | | 21 |
| Blackman-Harris -191 dB | | 25 |

În figura II-18 se prezintă, pentru mai multe convertoare, $ENOB_{DT}$ în funcție de ENOB în cazurile utilizării unora dintre ferestrele analizate.



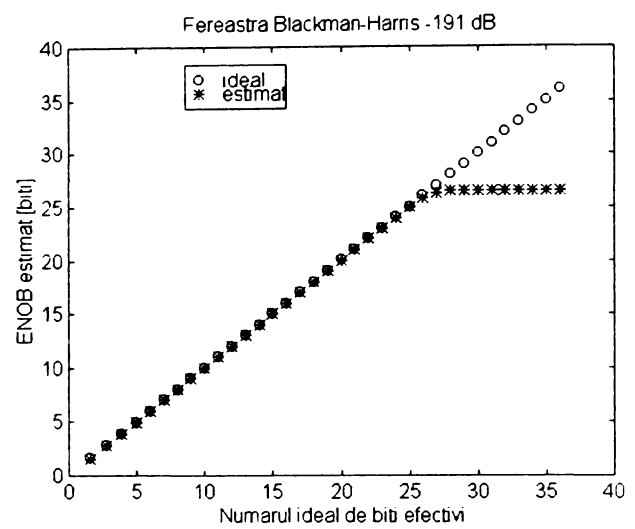
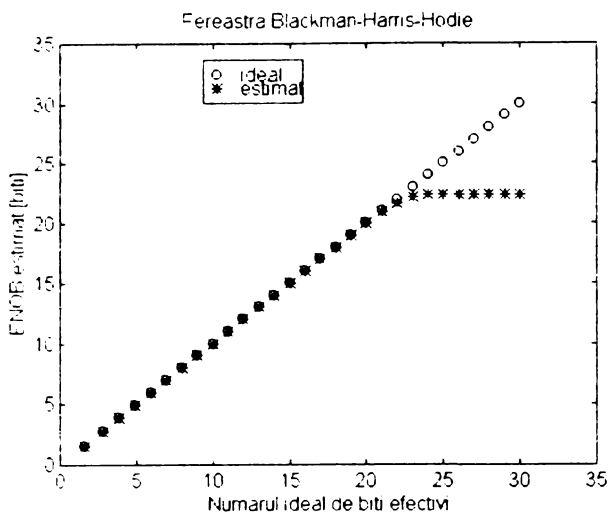


Fig. II-18. $ENOB_{DT}$ în funcție de ENOB în cazul utilizării ferestrelor: de ordinul 3 cu energia erorii minimă, de ordinul 4 cu energia erorii minimă, Blackman-Harris-Hodie și Blackman-Harris -191 dB.

Pentru $M > 1024$ am obținut aceleași valori pentru NOB_{DT} . Acest lucru se explică prin faptul că zgomotul de cuantizare are o influență neglijabilă asupra estimării parametrului ENOB.

Ținând cont de valorile NOB_{DT} specificate în tabelul II-3 rezultă faptul că testarea în modul “dual-tone” conduce la creșterea într-o mică măsură a eficienței unei ferestre temporale față de cea obținută la testarea în modul “single-tone” (pentru majoritatea ferestrelor $NOB_{DT} = NOB_{ST} + 1$). Acest avantaj se adaugă avantajului estimării mult mai precise a parametrului ENOB în prezența unui generator al semnalului de test mai zgomotos [24].

Principalul avantaj al parametrului NOB_{DT} este acela că stabilește numeric gradul de eficiență al oricărei ferestre temporale. Concluziile rezultate cu privire la parametrul NOB_{ST} (v. § II-1.1.) rămân valabile și în cazul parametrului NOB_{DT} .

Am studiat, de asemenea, prin simulare, comportarea ferestrelor în cazul unor CAN reale. Pentru fiecare CAN, semnalul $y_w(mT_e)$ a fost constituit din:

$$y_w(mT_e) = y(mT_e) w(mT_e) = [x(mT_e) + h(mT_e) + d(mT_e) + s(mT_e) + e(mT_e)] w(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (II-11)$$

la care, în plus față de semnalul definit în (II-10), apare

$$h(mT_e) = A_2 \sin\left(4\pi \frac{J_1 + \delta_1}{M} m\right) + \frac{A_2}{2} \sin\left(6\pi \frac{J_2 + \delta_2}{M} m\right) \quad \text{reprezentând armonicile}$$

2 ($2f_{in1}$) și 3 ($3f_{in2}$);

$$d(mT_e) = \frac{2A_2}{3} \sin\left(2\pi \frac{J_1 + \delta_1 + J_2 + \delta_2}{M} m\right) + \frac{A_2}{4} \sin\left(2\pi \frac{J_2 + \delta_2 - (J_1 + \delta_1)}{M} m\right) +$$

$$\frac{A_2}{6} \sin\left(2\pi \frac{2(J_1 + \delta_1) + (J_2 + \delta_2)}{M} m\right) + \frac{A_2}{6} \sin\left(2\pi \frac{2(J_1 + \delta_1) - (J_2 + \delta_2)}{M} m\right) +$$

$$\frac{A_2}{8} \sin\left(2\pi \frac{3(J_2 + \delta_2) - (J_1 + \delta_1)}{M} m\right) + \frac{A_2}{8} \sin\left(2\pi \frac{J_1 + \delta_1 + 3(J_2 + \delta_2)}{M} m\right)$$

reprezentând componentele de intermodulație;

$$s(mT_e) = \frac{A_2}{6} \cdot \sin\left(11\pi \frac{J_1 + \delta_1}{M} m\right) \text{ reprezentând componenta datorată paraziților.}$$

Amplitudinea A_2 am stabilit-o în funcție de ENOB. În figura II-19 se prezintă, pentru mai multe convertoare, parametri dinamici ideali și estimați în funcție de ENOB, în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris-Hodie. Amplitudinea A_2 am calculat-o astfel încât între rezoluția CAN și ENOB să avem o diferență de 0,75 biți.

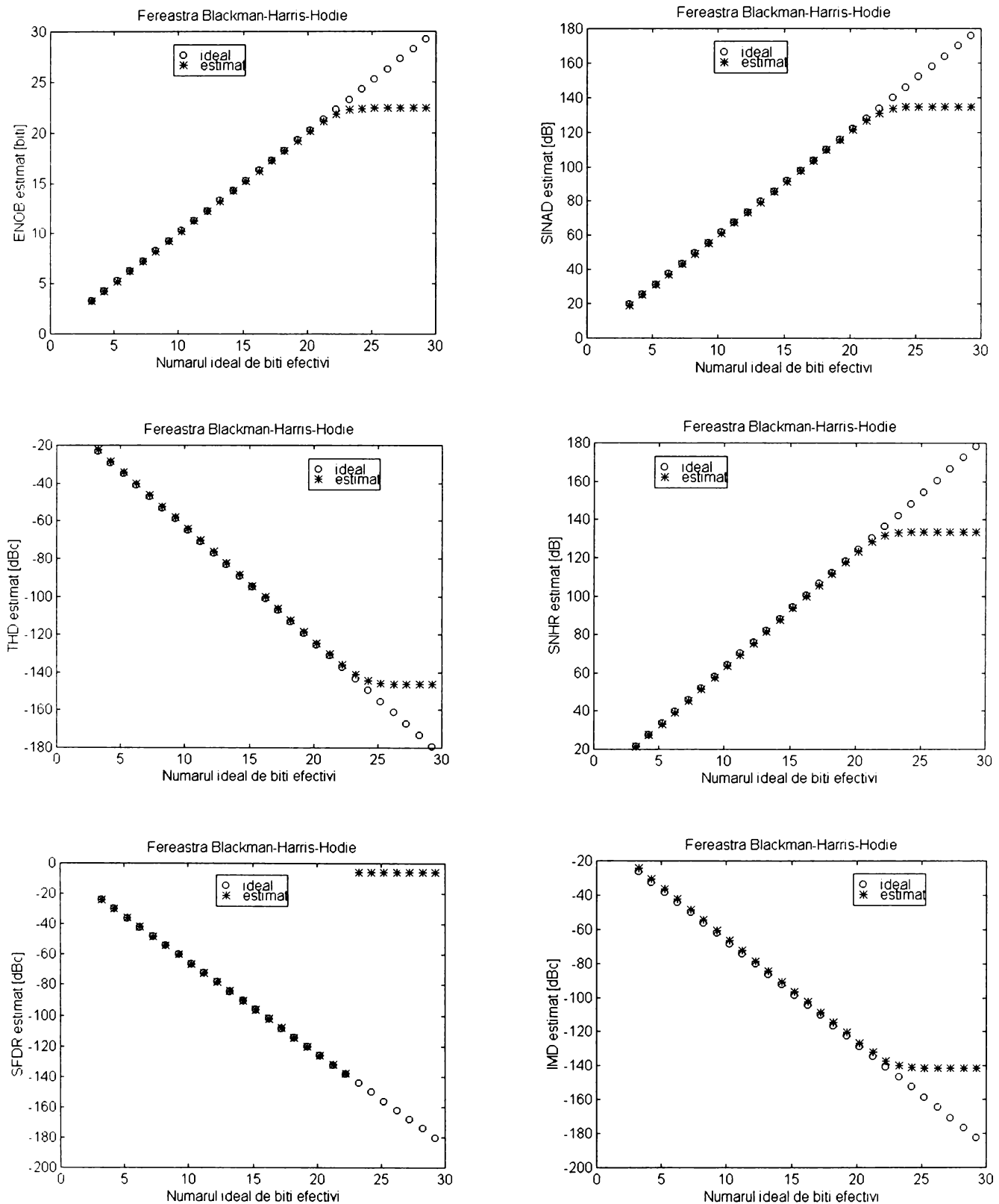


Fig. II-19. Parametri dinamici estimați reprezentați în funcție de ENOB, în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris-Hodie.

Se observă că dacă este depășită rezoluția NOB_{DT} ($ENOB=NOB_{DT}+0,25$) nu se mai obține o estimare cu precizie ridicată a tuturor parametrilor dinamici. Din acest motiv rezultă că rezoluția maximă a CAN până la care fereastra permite estimarea cu precizie ridicată a tuturor parametrilor dinamici pentru orice $ENOB \leq NOB_{DT}$ este NOB_{DT} . Această concluzie este valabilă pentru toate ferestrele analizate și pentru $M \geq 1024$. **Așadar, parametrul NOB_{DT} al unei ferestre reprezintă rezoluția maximă a unui CAN real până la care fereastra permite estimarea cu precizie ridicată, pentru orice abateri față de relațiile de coerență (II-8a) și (II-8b) și pentru orice $ENOB \leq NOB_{DT}$, a tuturor parametrilor dinamici ai CAN. Astfel, parametrul NOB_{DT} stabilește un criteriu pentru alegerea optimă a ferestrei temporale.**

În figura II-20 se prezintă spectrele $|\tilde{Y}_w(l)|$, în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris-Hodie în situațiile: $ENOB=17,25$ biți (figura II-20(a)) și $ENOB=24,25$ biți (figura II-20(b)). Cu ceruțele ('o') sunt marcate componentele spectrale din benzile de frecvență ale lobilor principali corespunzătorii celor două fundamentale.

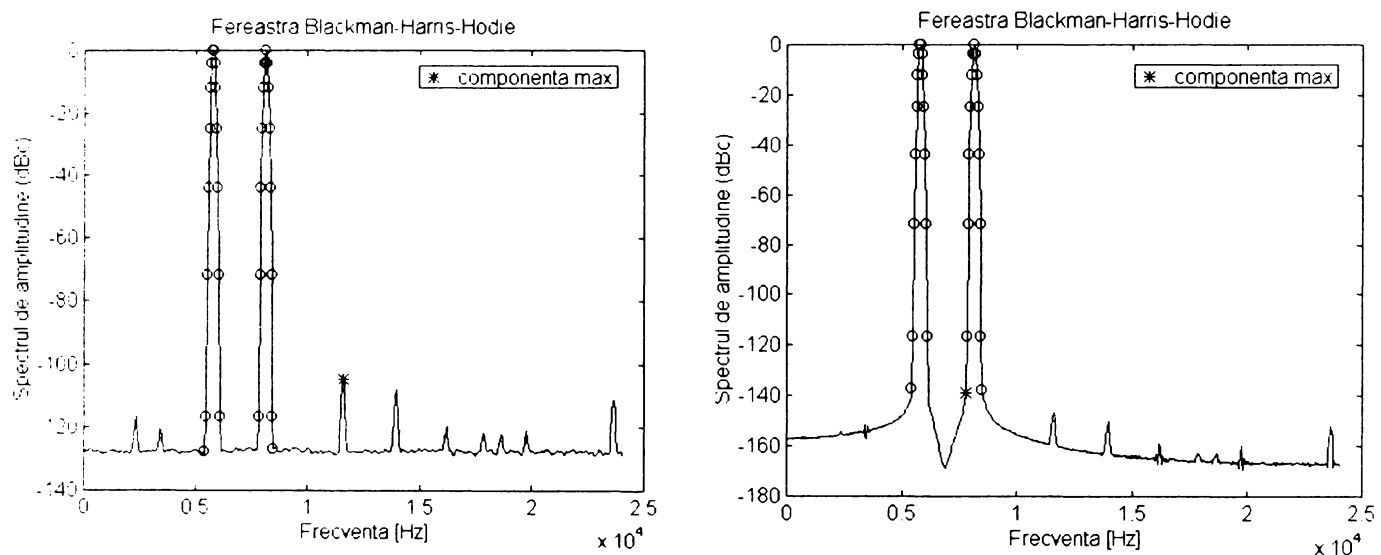


Fig. II-20. Spectrele $|\tilde{Y}_w(l)|$, în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris-Hodie în situațiile: (a) $ENOB=17,25$ biți, (b) $ENOB=24,25$ biți.

În figura II-20(a) spectrul de amplitudine nu este afectat de fenomenul de curgere, în schimb în figura II-20(b) componentele armonice, componentele de intermodulație și componenta datorată zgomotului exterior sunt puternic afectate de curgerea de energie din partea celor două fundamentale. De asemenea, ca urmare a curgerii de energie cea mai mare componentă nu mai este armonica a doua, ci componenta spectrală situată în imediata apropiere a benzii de frecvență a lobului principal aferent celei de-a doua componente fundamentale. Ca urmare are loc o estimare mult eronată a parametrului SFDR (v. figura II-19).

II-2. STUDIUL INFLUENȚEI ERORII DE CUANTIZARE ASUPRA PARAMETRILOR DINAMICI AI UNUI CAN TESTAT PRIN ANALIZĂ SPECTRALĂ ÎN MODUL “SINGLE-TONE”

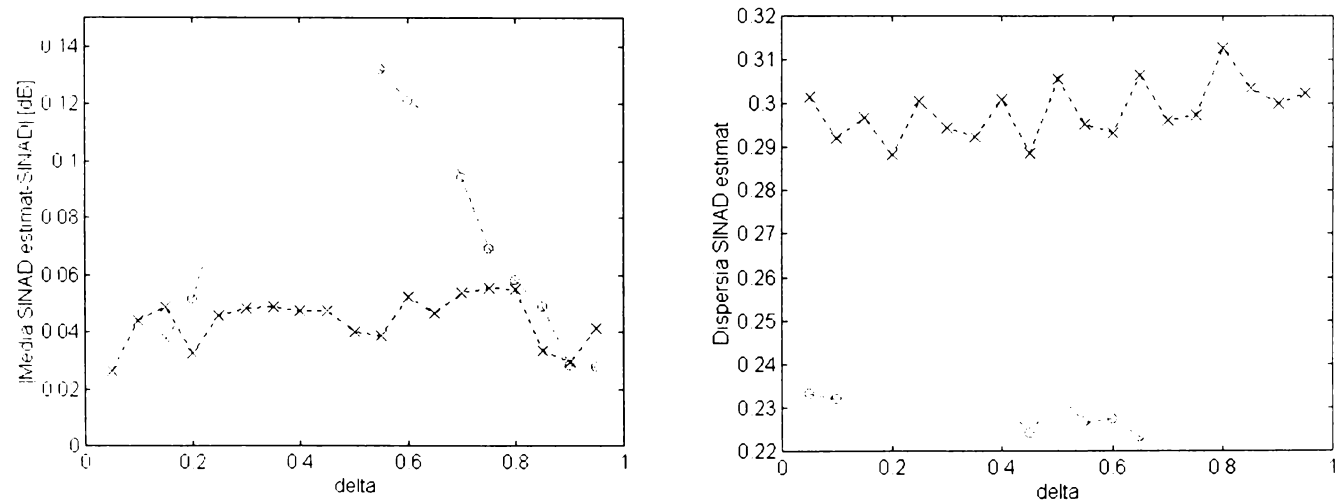
Testarea CAN în domeniul frecvență se face în multe cazuri fără medierea spectrelor semnalelor de ieșire ale CAN [3], [11], [21], [22], [47]. În aceste situații eroarea de cuantizare afectează preciziile de estimare a parametrilor dinamici ai CAN supus testării [48].

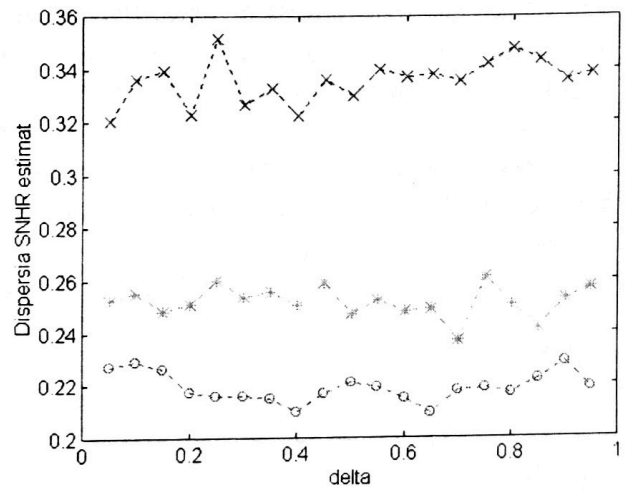
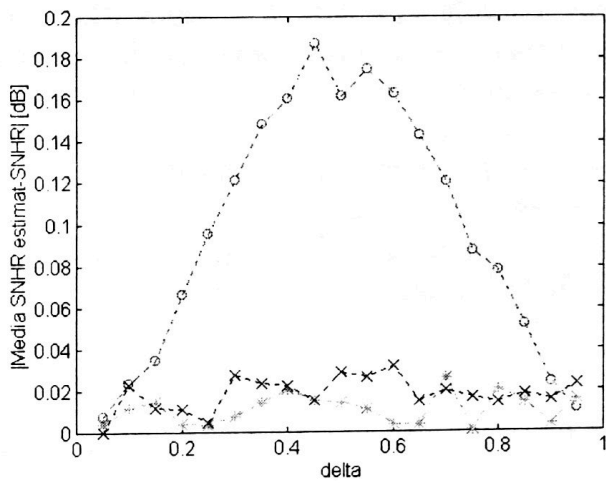
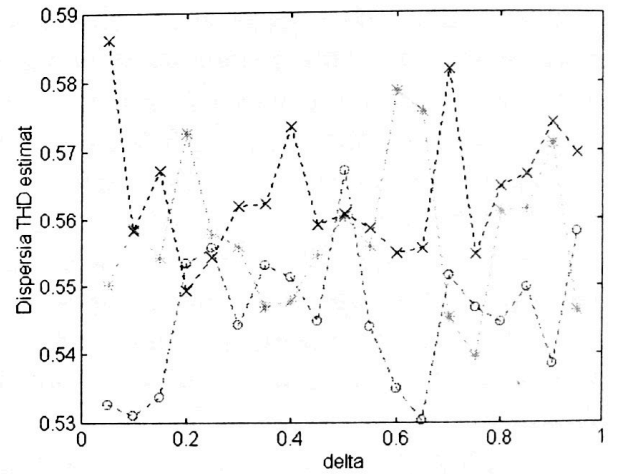
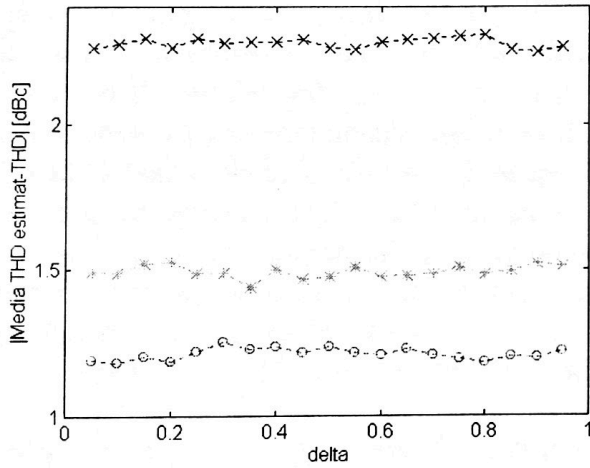
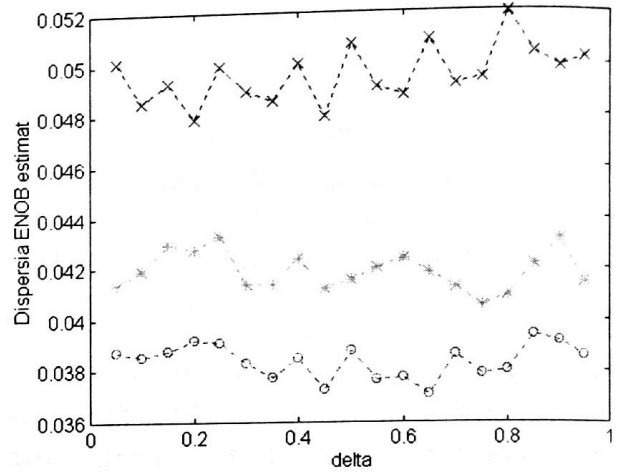
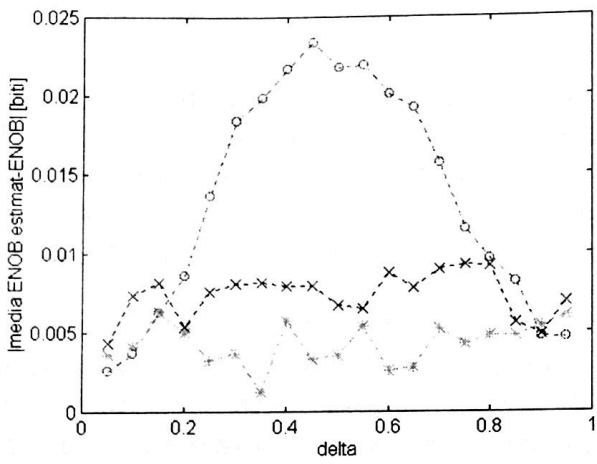
Există puține articole în care se analizează care este influența erorii de cuantizare asupra preciziilor de estimare a parametrilor dinamici ai unui CAN.

În [48] se studiază care este influența erorii de cuantizare asupra parametrilor SINAD și ENOB în cazul testării CAN folosind metoda histogramei și cea a histogramei saturate. În [37] se prezintă statistic modul în care eroarea de cuantizare afectează precizia de estimare a parametrului SINAD, estimat prin analiză spectrală, în funcție de δ (relația (II-1)) în cazul în care fereastra utilizată este cea dreptunghiulară (sunt date expresiile mediei și dispersiei parametrului SINAD).

Se remarcă faptul că se analizează efectul erorii de cuantizare numai asupra unora dintre parametri dinamici ai unui CAN. Din acest motiv **am analizat**, prin simulare, din punct de vedere statistic, care este efectul erorii de cuantizare asupra celor mai importanți parametri dinamici: SINAD, ENOB, THD, SNHR și SFDR. În acest scop semnalul $y_w(mT_e)$ a avut aceeași formă ca și cel din relația (II-6), cu δ variabil în intervalul (0,1), $M=1024$ și $J=123$. Eroarea de cuantizare a fost generată la fel ca în subcapitolul anterior, dar cu 1000 încercări pentru fiecare analiză Monte Carlo. Am testat un CAN de bună calitate (adică un CAN care are ENOB apropiat de rezoluția sa), deoarece în acest caz componentele armonice și cele datorate paraziților sunt apropiate de componentele zgomotului de cuantizare, și prin urmare estimările lor (realizate pe baza relației (A3-1)) sunt mult afectate de eroarea de cuantizare [38]. Parametri dinamici au fost estimați pe baza relațiilor prezentate în Anexa 3.

Ferestrele le-am ales pe baza parametrului NOB_{ST} . Am folosit ferestrele Blackman-Harris -71 dB, Blackman-Harris -92 dB și Blackman-Harris -191 dB. Am testat un CAN de 7 biți, caracterizat prin: SINAD=42,4 dB, ENOB=6,75 biți, THD= -48,1 dBc, SNHR=43,76 dB, SFDR=-49,1 dBc. Am calculat parametri dinamici pentru fiecare spectru $|Y_w(f)|$. În figura II-21 se prezintă în funcție de δ performanțele statistice ale estimatorilor parametrilor dinamici (valorile absolute ale diferențelor între valorile medii și valorile exacte, precum și dispersiile) aferente unei analize Monte Carlo, în cazurile utilizării celor trei ferestre temporale.





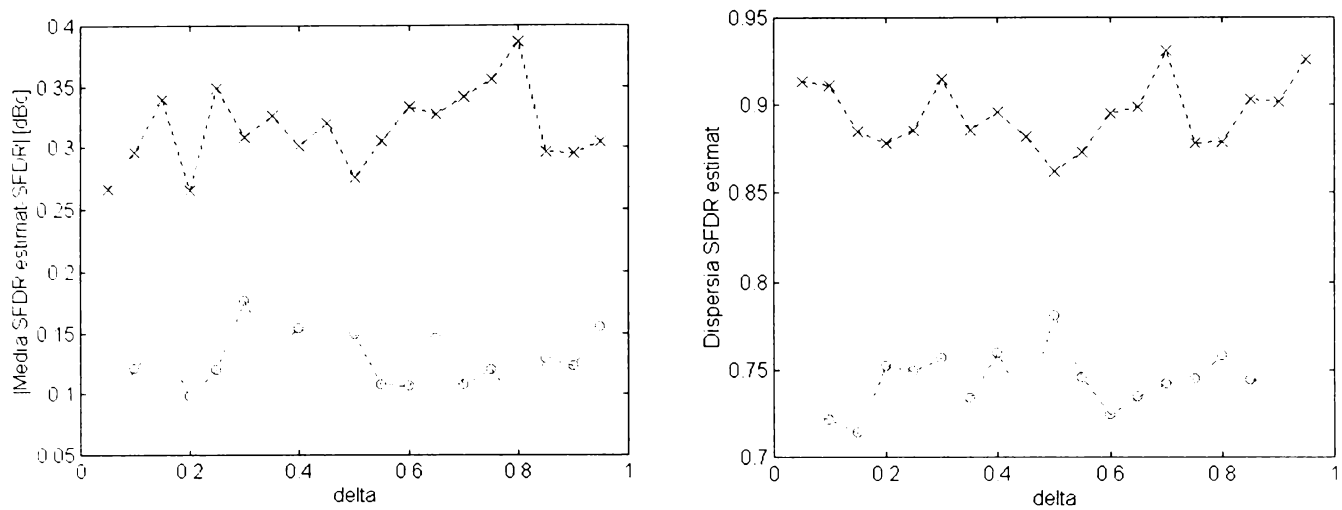


Fig. II-21. Performanțele statistice ale parametrilor dinamici în funcție de δ , în cazurile utilizării ferestrelor Blackman-Harris -71 dB ('o'), Blackman-Harris -92 dB ('*') și Blackman-Harris-191 dB ('x').

Din figura II-21 rezultă următoarele concluzii:

- THD_{ST} și SFDR_{ST} sunt mai sensibili la influența erorii de cuantizare decât ceilalți estimatori;

Acești estimatori au diferențele între valorile medii și valorile exacte cele mai mari, precum și dispersiile cele mai mari. Aceste rezultate se datorează faptului că valorile componentelor spectrale utilizate în estimarea componentelor armonice sunt afectate de eroarea de cuantizare, deoarece nici unul din coeficienții ferestrelor temporale nu satisface condiția [38]:

$$a_i > \sqrt{\frac{\pi \cdot \text{NNPG}}{3 \cdot A_h^2 \cdot M}} \quad i = 0, 1, \dots, H-1 \quad (\text{II-12})$$

în care A_h este amplitudinea componentei armonice de ordinul h ($h=2,3$).

Odată cu creșterea lui A_h (adică a parametrului THD) condiția (II-12) devine mai puțin restrictivă, conducând la reducerea influenței erorii de cuantizare asupra estimatorului THD_{ST} .

Cu cât numărul de coeficienți care nu satisfac condiția (II-12) este mai mare cu atât diferențele între valorile medii și valorile exacte cresc. **Așadar, aceste diferențe cresc odată cu creșterea lui H .**

- valoarea medie a ENOB_{ST} , obținută pentru fiecare fereastră, este foarte apropiată de valoarea sa exactă, iar valorile medii ale estimatorilor $(\text{SINAD}_{\text{FSR}})_{\text{ST}}$ și SNHR_{ST} obținute pentru fiecare fereastră, sunt relativ apropiate de valorile lor exacte; diferențele între valorile medii și valorile exacte obținute pentru estimatorii $(\text{SINAD}_{\text{FSR}})_{\text{ST}}$, ENOB_{ST} și SNHR_{ST} în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris -71 sunt ceva mai mari datorită fenomenului de curgere care are o pondere mai mare, dar încă neglijabilă;

- dispersiile estimatorilor $(\text{SINAD}_{\text{FSR}})_{\text{ST}}$, ENOB_{ST} , SNHR_{ST} și SFDR_{ST} cresc odată cu creșterea lui H . **Astfel, rezultă că reducerea fenomenului de curgere se face cu prețul creșterii dispersiilor estimatorilor $(\text{SINAD}_{\text{FSR}})_{\text{ST}}$, ENOB_{ST} , SNHR_{ST} și SFDR_{ST} .**

Performanțele statistice ale estimatorilor parametrilor dinamici pot fi îmbunătățite prin creșterea lui M . Acest lucru se explică prin faptul că dispersia zgomotului de cuantizare scade către valoarea dată de relația (I-4) odată cu creșterea lui M [49]. În figura II-22 se prezintă performanțele statistice ale estimatorului $SNHR_{ST}$ (valoarea absolută a diferenței între valoarea medie și valoarea exactă, precum și dispersia) în funcție de M , în cazul în care $\delta=0.5$. Fiecare analiză Monte Carlo, folosită pentru generarea zgomotului de cuantizare, a inclus 1000 încercări.

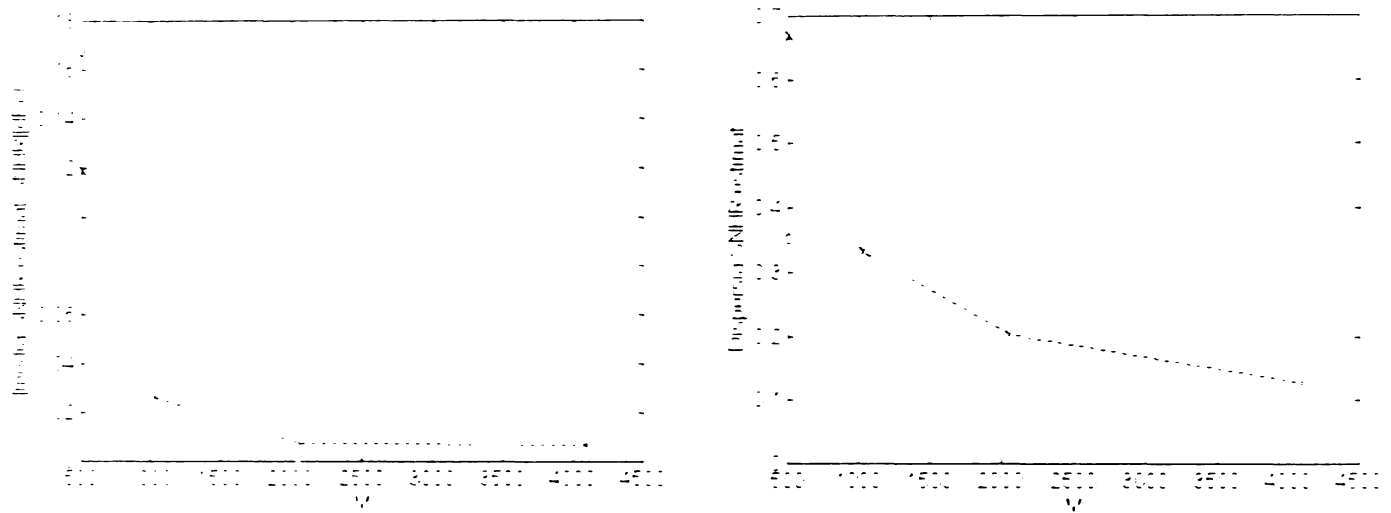


Fig. II-22. Performanțele statistice ale estimatorului $SNHR_{ST}$ în funcție de M , în cazurile utilizării ferestrelor Blackman-Harris -71 dB ('o'), Blackman-Harris -92 dB ('*') și Blackman-Harris -191 dB ('x').

În figura II-23 se prezintă performanțele statistice ale estimatorului THD_{ST} (valoarea absolută a diferenței între valoarea medie și valoarea exactă, precum și dispersia) în funcție de THD și de δ , în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris -71 dB. Semnalul $y_n(mT_s)$ a conținut aceiași termeni ca și semnalul dat de relația (II-6), cu δ variabil în intervalul (0,1), iar $M=512$. Am considerat o rezoluție de 7 biți pentru CAN. Am stabilit-o în funcție de THD. THD a variat între -50 dBc și -5 dBc. Fiecare analiză Monte Carlo, folosită pentru generarea zgomotului de cuantizare, a inclus 100 încercări.

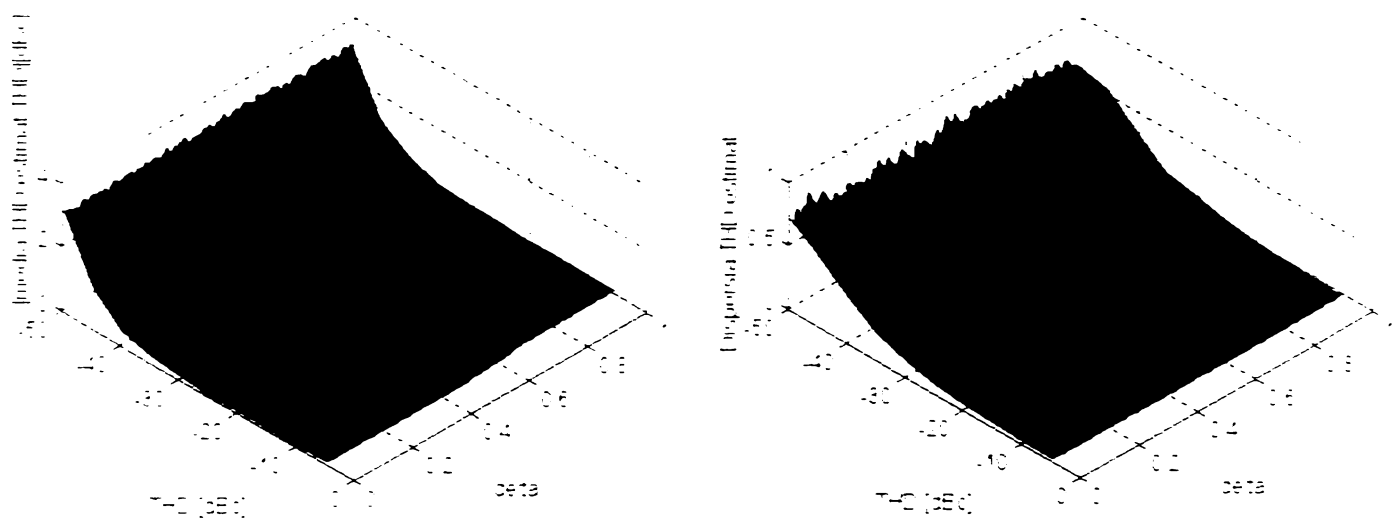


Fig. II-23. Performanțele statistice ale estimatorului THD_{ST} în funcție de THD și de δ .

În figura II-24 se prezintă, pe baza rezultatelor obținute anterior pentru cazul particular $\delta=0,5$, performanțele statistice ale estimatorului THD_{ST} (valoarea absolută a diferenței între valoarea medie și valoarea exactă, precum și dispersia) în funcție de THD.

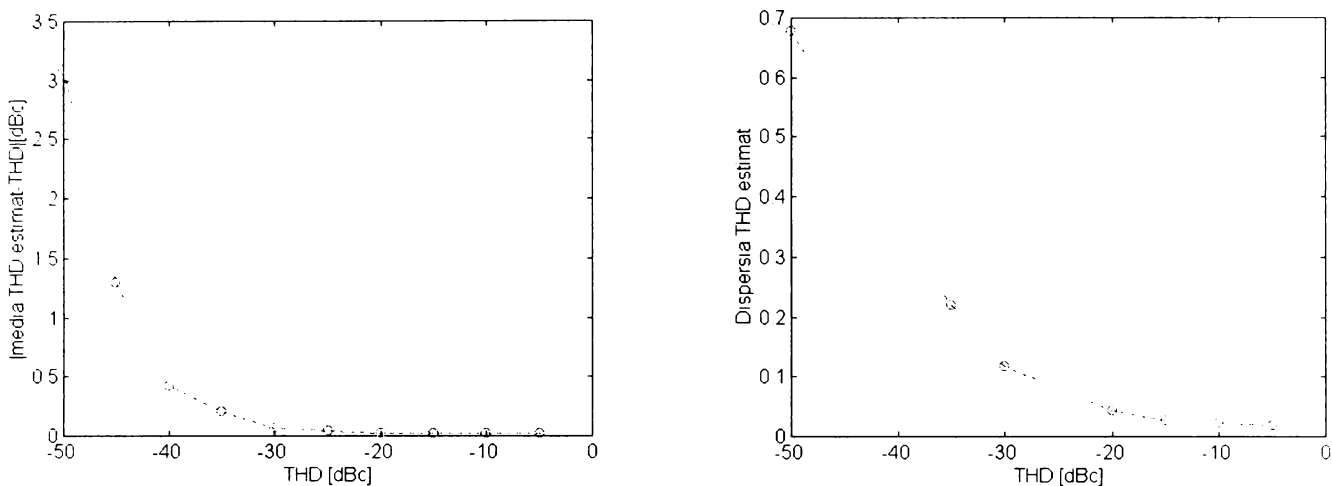


Fig. II-24. Performanțele statistice ale estimatorului THD_{ST} în funcție de THD.

Din graficele prezentate în figurile II-23 și II-24 rezultă că se obțin performanțe relativ ridicate pentru $THD > -40$ dBc ($ENOB \leq 6$ biți). Deci, pentru estimarea cu precizie ridicată a parametrului THD, trebuie ca diferența între rezoluția CAN și ENOB să fie mai mare decât 1 bit. În cazul în care ENOB al CAN testat este mai mic cu mai puțin de 1 bit față de rezoluția convertorului, pentru creșterea preciziei în estimarea THD, se recomandă utilizarea unei valori M cât mai mari.

În figura II-25 se prezintă performanțele statistice ale estimatorului THD_{ST} (valoarea absolută a diferenței între valoarea medie și valoarea exactă, precum și dispersia) în funcție de THD pentru $M=512, 1024, 2048$ și 4096 , $\delta=0,5$, în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris -71 dB.

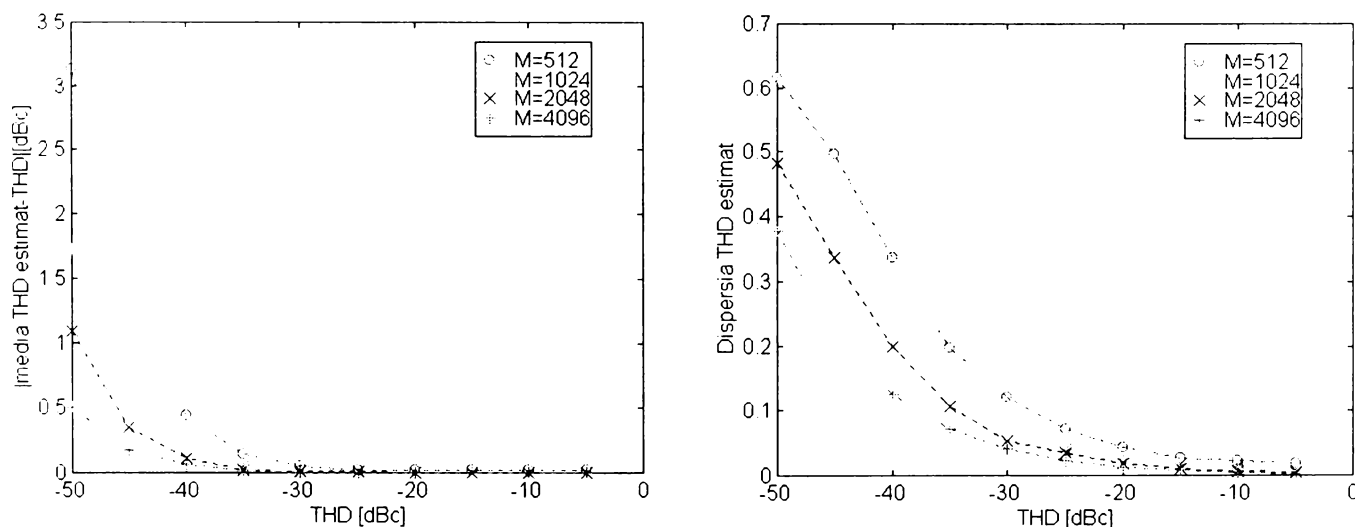


Fig. II-25. Performanțele statistice ale estimatorului THD_{ST} în funcție de THD pentru $M=512, 1024, 2048$ și 4096 , în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris -71 dB.

Pentru $M=4096$ performanțe relativ ridicate se obțin pentru $THD \geq -50$ dBc ($ENOB \leq 6,8$ biți), rezultând, astfel, o îmbunătățire semnificativă a preciziei de estimare a THD în raport cu situația în care $M=512$.

De asemenea, pentru creșterea preciziei de estimare a parametrului SFDR, se recomandă utilizarea unei valori M cât mai mari.

II-3. CONCLUZII

În majoritatea aplicațiilor practice ale unui CAN între frecvența de intrare și frecvența de eșantionare nu există o relație de coerență. În această situație, spectrul semnalului de ieșire al CAN este afectat de fenomenul de curgere. Reducerea fenomenului de curgere se face prin multiplicarea semnalului de ieșire al CAN cu o fereastră temporală. Această reducere trebuie să fie suficient de mare astfel încât să conducă la o influență neglijabilă a fenomenului de curgere asupra preciziilor de estimare a parametrilor dinamici ai CAN. Din acest motiv fereastra temporală trebuie judicios aleasă. În momentul actual nu există nici un criteriu pe baza căruia să fie posibilă alegerea optimă a unei ferestre temporale în scopul reducerii fenomenului de curgere. **Din acest motiv, în vederea testării eficiente a CAN prin analiză spectrală în modul “single-tone”, am propus un parametru de performanță caracteristic oricărei ferestre temporale (NOB_{ST}), care permite o evaluare numerică a gradului de eficiență al unei ferestre temporale în reducerea fenomenului de curgere.** Parametrul de performanță NOB_{ST} l-am stabilit pentru situația în care fenomenul de curgere are influența cea mai mare, adică pentru situația în care abaterea față de relația de coerență între frecvența de intrare și cea de eșantionare este $\frac{0,5}{M}$ (M este numărul de eșantioane achiziționate). Acest parametru stabilește un criteriu pentru alegerea optimă a unei ferestre temporale. De asemenea, pe baza acestui parametru se poate aprecia modul în care caracteristicile ferestrelor temporale influențează eficiența ferestrelor în reducerea fenomenului de curgere. Dintre ferestrele de același ordin cea mai eficientă este fereastra cu energia erorii minimă.

O observație deosebit de importantă pe care am obținut-o în urma analizelor efectuate se referă la faptul că reducerea fenomenului de curgere se face cu prețul creșterii dispersiilor parametrilor SINAD, ENOB, SNHR și SFDR. Pentru îmbunătățirea performanțelor statistice ale parametrilor dinamici se recomandă utilizarea unei valori M cât mai mari.

În cazul analizei spectrale în modul “dual-tone” eficiența unei ferestre temporale în reducerea fenomenului de curgere poate fi evaluată pe baza unui parametru (NOB_{DT}), definit în mod asemănător cu parametrul NOB_{ST} . Parametrul NOB_{DT} l-am definit pentru situația în care fenomenul de curgere are cea mai mare pondere, adică pentru situația în care abaterile față de relațiile de coerență între frecvențele de intrare și frecvența de eșantionare sunt egale cu $\frac{0,5}{M}$. În urma

analizelor efectuate a rezultat că analiza spectrală în modul “dual-tone” conduce la o eficiență ceva mai mare, a ferestrei temporale, în reducerea fenomenului de curgere față de cea obținută în cazul utilizării analizei spectrale în modul “single-tone” (pentru majoritatea ferestrelor temporale analizate $NOB_{DT}=NOB_{ST}+1$).

Am arătat faptul că dintre toți parametri dinamici estimați prin analiză spectrală în modul “single-tone”, estimatorii parametrilor THD și SFDR sunt cei mai sensibili la influența erorii de cuantizare. Această influență crește odată cu numărul de coeficienți ai ferestrei.

CONTRIBUȚII LA TESTAREA CONVERTOARELOR ANALOG-NUMERICE PE BAZA METODEI DE INTERPOLARE A FFT

III-1. METODĂ PROPUȘĂ PENTRU ESTIMAREA PARAMETRILOR SINAD ȘI ENOB

III-1.1. Prezentarea metodei propuse

Metoda de interpolare a FFT (IFFT) permite estimarea cu precizie foarte ridicată a parametrilor care caracterizează un semnal multifrecvență, pe baza spectrului acestuia, atunci când frecvențele de intrare și de eșantionare nu sunt coerente [36], [50], [51]. Metoda IFFT compensează granularitatea aferentă spectrului (dată de spațiul dintre două componente spectrale adiacente) sau efectul “picket-fence” [51].

În literatura de specialitate studiată sunt foarte puține aplicații legate de testarea CAN în care se folosește metoda IFFT. În [31] metoda IFFT se folosește la testarea CAN prin metoda “cele mai potrivite sinusoidale” pentru determinarea valorii inițiale a frecvenței de intrare. În [37] metoda IFFT se utilizează pentru determinarea valorii δ (relația (II-1)), în vederea modificării frecvenței de intrare, astfel încât aceasta să devină coerentă cu frecvența de eșantionare.

Trebuie remarcat faptul că metoda IFFT nu este folosită ca metodă de bază pentru estimarea niciunui dintre parametrii dinamici ai unui CAN. Pornind de la această constatare **am propus o metodă originală pentru estimarea parametrilor SINAD și ENOB care se bazează pe metoda IFFT [52]**. Metoda combină avantajos tehnici de estimare în domeniul frecvență și în domeniul timp. Metoda constă în trei pași:

Pașul 1: pe baza metodei IFFT se determină semnalul sinusoidal care aproximează cel mai bine datele de ieșire ale CAN supus testării (“cea mai potrivită sinusoidală”) [51]:

$$\hat{y}(mT_e) = \hat{A} \sin\left(2\pi m \frac{\hat{f}_{in}}{f_e} + \hat{\phi}\right) + \hat{d}, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (\text{III-1})$$

în care: \hat{A} , \hat{f}_{in} , $\hat{\phi}$, \hat{d} sunt amplitudinea, frecvența, faza și decalajul “cele mai potrivite sinusoidale”, estimate cu metoda IFFT (v. Anexa 5).

$f_e = 1/T_e$ este frecvența de eșantionare;

M este numărul de eșantioane.

Semnalul $\hat{y}(mT_e)$ reprezintă o estimare a semnalului sinusoidal de test.

Pasul 2: se calculează semnalul de eroare (eroarea reziduală) $err(mT_e)$ ca diferența între semnalul de ieșire al CAN $y(mT_e)$ și “cea mai potrivită sinusoidă” $\hat{y}(mT_e)$:

$$err(mT_e) = y(mT_e) - \hat{y}(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (\text{III-2})$$

Pentru un CAN ideal semnalul $err(mT_e)$ conține numai eroarea de cuantizare. În cazul unui CAN real, eroarea reziduală conține, în plus, toate erorile care conduc la efecte neliniare, cum ar fi de exemplu distorsiunile armonice, zgomotul termic, zgomotul datorat incertitudinii de apertură.

Pasul 3: se estimează parametrul SINAD pe baza relației:

$$SINAD_{IFFT} [dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{\hat{A} / \sqrt{2}}{rms(err)} \right) \quad (\text{III-3})$$

în care $rms(err)$ este valoarea efectivă a semnalului de eroare $err(mT_e)$. Se estimează parametrul ENOB cu relația [31]:

$$ENOB_{IFFT} = n - \log_2 \left(\frac{rms(err)}{\sigma_q} \right) \quad (\text{III-4})$$

în care n este numărul de biți ai CAN (rezoluția sa);

σ_q este valoarea efectivă ideală a zgomotului de cuantizare (relația (I-4)).

Cu cât parametri “cele mai potrivite sinusoidă” sunt estimați cu precizie mai ridicată cu atât metoda propusă este mai eficientă.

III-1.2. Studiu asupra alegerii optime a ferestrei temporale

În articolele în care este analizată metoda IFFT nu se prezintă nici un criteriu pentru alegerea optimă a ferestrei temporale pentru calculul cu precizie ridicată a parametrilor unui semnal multifrecvență. **În acest paragraf voi prezenta un studiu care permite alegerea optimă a ferestrei temporale pentru estimarea cu precizie ridicată a parametrilor SINAD și ENOB pe baza metodei propuse.**

Considerăm că la intrarea CAN se aplică, drept semnal de test, un semnal sinusoidal de frecvență f_{in} și amplitudinea A ($2A \leq FSR$). Semnalul obținut la ieșirea CAN este $y(mT_e)$, pentru $m=0, 1, \dots, M-1$, în care $T_e=1/f_e$ este perioada de eșantionare, iar M este numărul de date achiziționate. Între f_{in} și f_e avem relația (II-1), în care $0 < \delta < 1$. Deoarece $\delta \neq 0$ spectrul semnalului de ieșire al CAN este afectat de fenomenul de curgere (v. § II-1). Limitarea acestui fenomen se face prin multiplicarea semnalului $y(mT_e)$ cu o fereastră temporală $w(mT_e)$, rezultând semnalul $y_w(mT_e)$.

Problema alegerii optime a ferestrei temporale am studiat-o statistic, prin simulare. Ferestrele pe care le-am analizat sunt aceleași cu cele analizate în § II-1.

Pentru fiecare CAN, semnalul $y_w(mT_e)$ a fost constituit din:

$$y_w(mT_e) = y(mT_e) w(mT_e) = [x(mT_e) + e(mT_e)] w(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (\text{III-5})$$

în care: $x(mT_e) = A \sin\left(2\pi \frac{J + \delta}{M} m + \varphi\right) + V_0$ este semnalul sinusoidal de test, cu amplitudinea $A = FSR/2 = 1,5$ V, faza $\varphi = \pi/10$ rad. și decalajul de tensiune $V_0 = 0,01$ V, $J = 61$ perioade, $M = 512$;

$e(mT_e)$ este zgomotul de cuantizare;

$w(mT_e)$ este fereastra temporală utilizată;

Am ales $J = 61$ perioade pentru ca erorile de modelare sistematice să fie neglijabile în raport cu erorile zgomotului de cuantizare [53].

Zgomotul de cuantizare a fost produs pe baza metodei Monte Carlo. Fiecare simulare Monte Carlo a inclus 100 încercări.

Ferestrele temporale le-am caracterizat prin următorii parametri:

- NOB_{IFFT} este numărul maxim de biți ai unui CAN ideal (rezoluția sa) până la care fereastra conduce, pentru orice $\delta \in (0,1)$ la obținerea unei abateri maxime, în modul, a mediei estimatorului $ENOB_{IFFT}$ față de valoarea ideală, mai mică decât o valoare de prag, egală cu 0,1 biți; am considerat că până la această valoare de prag se obține o precizie ridicată de estimare a mediei estimatorului $ENOB_{IFFT}$;

- diferența maximă în modul între valoarea medie a estimatorului $ENOB_{IFFT}$ și valoarea sa ideală pentru δ variind între 0 și 1, în cazul unui CAN ideal cu o rezoluție egală cu NOB_{IFFT} ; am notat această valoare cu $\max_{\delta}(|\Delta ENOB|)$ (unde $|\Delta ENOB| = |media(ENOB_{IFFT}) - ENOB|$);

- valoarea maximă a dispersiilor estimatorului $ENOB_{IFFT}$, obținute pentru δ variind între 0 și 1, în cazul unui CAN ideal cu o rezoluție egală cu NOB_{IFFT} ; am notat această valoare cu $\max_{\delta}(disp(ENOB_{IFFT}))$;

- cea mai mare valoare a diferențelor maxime în modul între $ENOB_{IFFT}$ și valoarea sa ideală pentru δ variind între 0 și 1, în cazul unui CAN ideal cu o rezoluție egală cu NOB_{IFFT} ; am notat această valoare cu $\max_{\delta}(\max(|\Delta ENOB|))$ (unde $|\Delta ENOB| = |ENOB_{IFFT} - ENOB|$);

Parametrul NOB_{IFFT} reflectă gradul de eficiență al ferestrei temporale utilizate în compensarea granularității aferente spectrului.

Pentru compararea performanțelor ferestrelor am avut în vedere performanțele statistice ale estimatorului $ENOB_{IFFT}$ al parametrului $ENOB$, deoarece parametrul $ENOB$ caracterizează global performanțele dinamice ale unui CAN [31] și datorită faptului că între parametrul $ENOB$ și $SINAD$ există o legătură directă [23]. Aceasta face ca obținerea unei precizii ridicate în estimarea parametrului $ENOB$ să conducă și la obținerea unei precizii ridicate în estimarea parametrului $SINAD$.

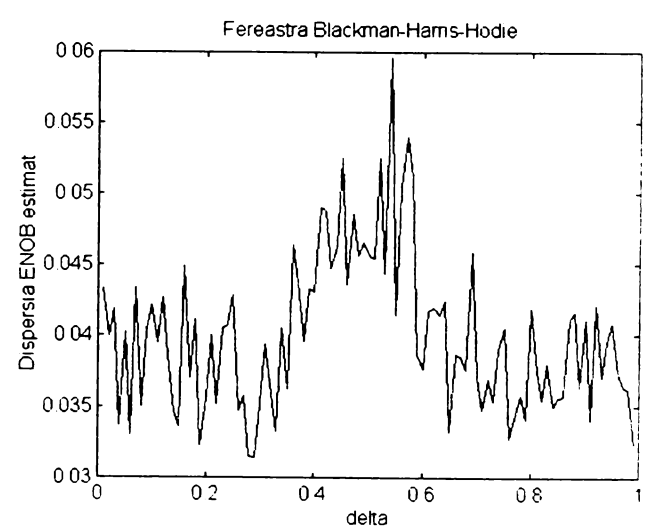
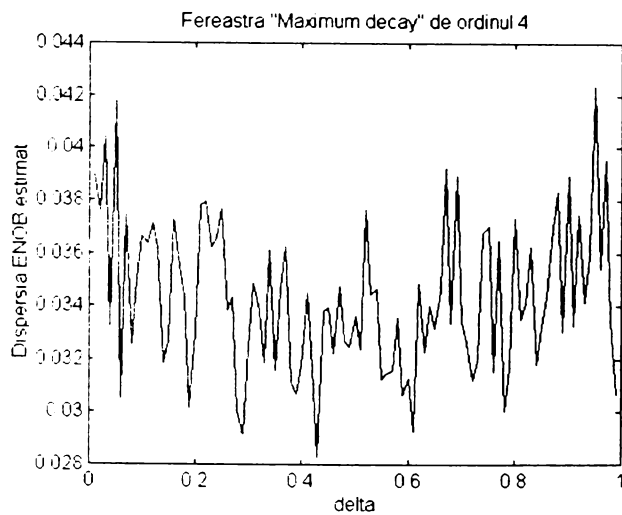
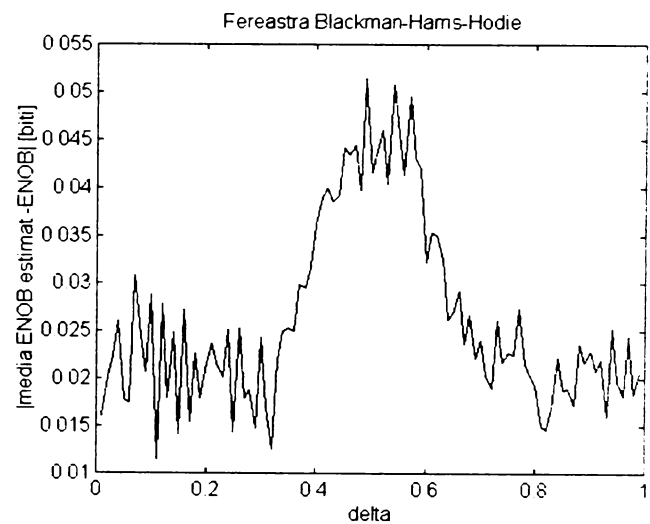
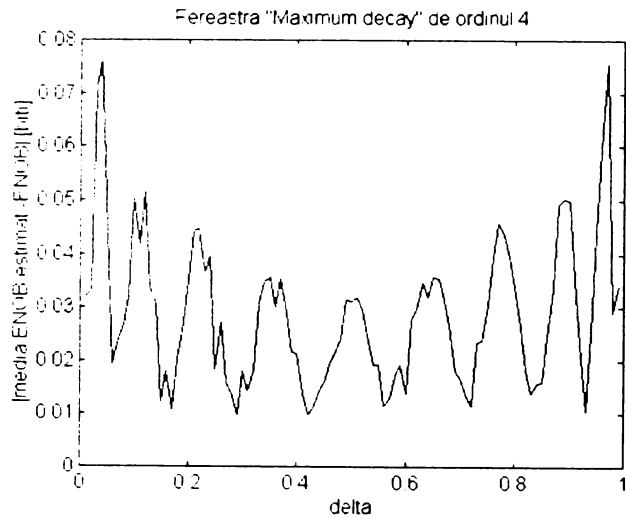
În tabelul III-1 se prezintă, pentru ferestrele analizate, valorile pe care le-am obținut pentru acești parametri.

Am variat valoarea δ cu un pas de incrementare egal cu 0,01.

Tabelul III-1. Performanțele ferestrelor temporale.

| Fereastra temporală | H | NOB _{IFFT} [biți] | max _δ (ΔENOB) [biți] | max _δ (disp(ENOB _{IFFT})) | max _δ (max(ΔENOB)) [biți] |
|-------------------------|---|-------------------------------|--------------------------------------|--|---|
| "Maximum decay" | 3 | 26 | 0,0525 | 0,0384 | 0,1783 |
| Rsd 18 dB/oct. | | 18 | 0,0377 | 0,0363 | 0,1302 |
| Blackman-Harris -71 dB | | 10 | 0,0305 | 0,0371 | 0,1272 |
| "Minimum error energy" | | 12 | 0,0516 | 0,0406 | 0,1605 |
| "Maximum decay" | 4 | 30 | 0,0762 | 0,0424 | 0,2401 |
| Rsd 30 dB/oct. | | 28 | 0,0947 | 0,0387 | 0,1907 |
| Rsd 18 dB/oct. | | 21 | 0,0802 | 0,0403 | 0,2126 |
| Blackman-Harris -92 dB | | 16 | 0,0405 | 0,0437 | 0,1668 |
| "Minimum error energy" | 7 | 16 | 0,0414 | 0,0448 | 0,1750 |
| "Maximum decay" | | 35 | 0,0605 | 0,0577 | 0,3374 |
| Blackman-Harris-Hodie | | 22 | 0,0514 | 0,0596 | 0,2732 |
| Blackman-Harris -191 dB | | 6 | 0,0654 | 0,0650 | 0,3078 |

În figura III-1 se prezintă performanțele statistice ale estimatorului ENOB_{IFFT} în funcție de δ (valorile absolute ale diferențelor între valorile medii și cele ideale, dispersiile și valorile maxime ale diferențelor, în modul, între valorile estimate și cele ideale). Graficele au fost realizate în situația în care rezoluția CAN este egală cu NOB_{IFFT}. Am utilizat ferestrele de ordinul 4 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari și Blackman-Harris-Hodie.



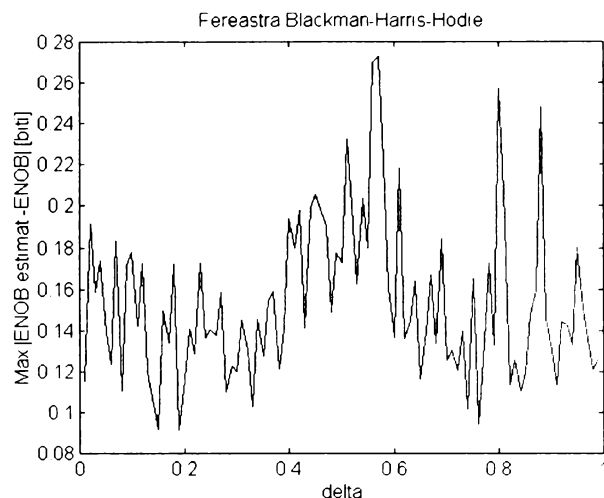
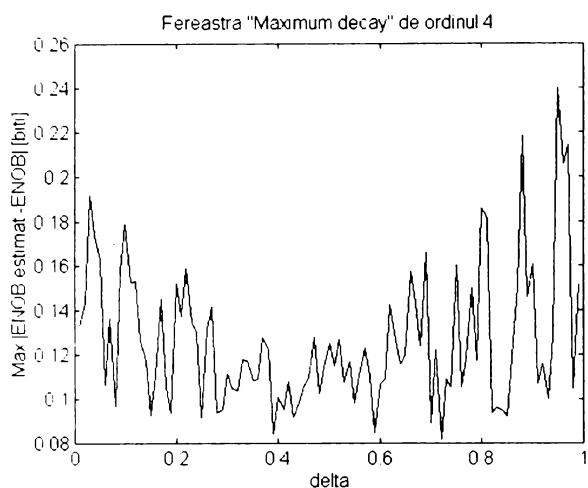


Fig. III-1. Performanțele statistice ale estimatorului $ENOB_{IFFT}$ în funcție de δ în situația în care rezoluția CAN este egală cu NOB_{IFFT} , în cazurile utilizării ferestrelor de ordinul 4 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari și Blackman-Harris-Hodie.

Pe baza rezultatelor din tabelul III-1 rezultă următoarele concluzii:

- cu cât rata de scădere a lobilor secundari este mai mare cu atât parametrul NOB_{IFFT} are o valoare mai ridicată, iar eficiența ferestrei în compensarea granularității spectrului este mai mare. Astfel, dintre ferestrele de același ordin, cea mai eficientă este fereastra care are rata de scădere maximă a lobilor secundari. Dintre toate ferestrele cu rata maximă de scădere a lobilor secundari cea mai eficientă este cea de ordinul 7. Cu toate acestea, trebuie remarcat faptul că și celelalte ferestre (cu excepția ferestrei Blackman-Harris -191 dB) au valori NOB_{IFFT} relativ ridicate.

- fereastra Blackman-Harris -191 dB, chiar dacă are cea mai mare eficiență în reducerea fenomenului de curgere dintre toate ferestrele analizate (v. § II-1.), are cea mai scăzută eficiență în compensarea efectului de granularitate aferent spectrului, datorită valorii NOB_{IFFT} foarte scăzute; din acest motiv fereastra nu este recomandată pentru a fi utilizată în estimarea parametrilor SINAD și ENOB.

- la ferestrele de ordinul 3, respectiv de ordinul 4 cea mai mare dispersie am obținut-o în cazul utilizării ferestrei cu energia erorii minimă. Pentru ferestrele de ordinul 7 cea mai mare dispersie am obținut-o în cazul utilizării ferestrei Blackman-Harris -191 dB (încă un dezavantaj al acestei ferestre).

- dintre ferestrele de același ordin cea mai mare valoare $\max_{\delta}(\max(|\Delta ENOB|))$ am obținut-o pentru situația în care este utilizată fereastra cu rata maximă de scădere a lobilor secundari. Cea mai mare valoare $\max_{\delta}(\max(|\Delta ENOB|))$ am obținut-o în cazul utilizării ferestrei de ordinul 7 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari.

- este suficientă utilizarea ferestrei de ordinul 3 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari pentru estimarea cu precizie foarte ridicată a parametrilor SINAD și ENOB ai unui CAN de orice rezoluție, existent în momentul actual pe piață. **Celelalte ferestre cu rata maximă de scădere a lobilor secundari permit estimarea cu precizie foarte ridicată a parametrilor SINAD și ENOB și pentru CAN de rezoluții mai ridicate (în cazul ferestrei de ordinul 7 până la o rezoluție de 35 biți (!)), care nu sunt încă fabricate. Acest lucru demonstrează puterea metodei propuse.**

Observații: - trebuie precizat faptul că metoda propusă permite obținerea unor precizii ridicate în estimarea parametrilor SINAD și ENOB pentru rezoluții ale CAN mai mari sau egale cu 5 biți. Acest lucru nu reprezintă nici un impediment, deoarece CAN sunt realizate cu rezoluții de cel puțin 6 biți;

- performanțele statistice pot fi mult îmbunătățite prin creșterea lui M ; de exemplu, pentru $M=4096$ am obținut, în aceleași condiții de simulare, în cazul utilizării ferestrei de ordinul 4 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari o valoare $\max_{\delta}(|\Delta ENOB|) = 0,0655$ biți, o dispersie maximă egală cu 0,0132 și o valoare $\max_{\delta}(\max(|\Delta ENOB|)) = 0,1081$ biți, iar în cazul ferestrei de ordinul 7 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari o valoare $\max_{\delta}(|\Delta ENOB|) = 0,0293$ biți, o dispersie maximă egală cu 0,0135 și o valoare $\max_{\delta}(\max(|\Delta ENOB|)) = 0,0702$ biți.

Am studiat, de asemenea, prin simulare, comportarea ferestrelor în cazul CAN reale. Pentru fiecare CAN, semnalul $y_w(mT_e)$ a fost constituit din:

$$y_w(mT_e) = y(mT_e) w(mT_e) = [x(mT_e) + h(mT_e) + s(mT_e) + e(mT_e)] w(mT_e), \quad (III-6)$$

$$m = 0, 1, \dots, M - 1$$

la care, în plus față de semnalul definit în (III-5), apare:

$$h(mT_e) = A_2 \sin\left(4\pi \frac{J + \delta}{M} m\right) + \frac{A_2}{2} \sin\left(6\pi \frac{J + \delta}{M} m\right) \quad \text{reprezentând armonicile 2, 3;}$$

$$s(mT_e) = \frac{A_2}{4} \sin\left(10,8\pi \frac{J + \delta}{M} m\right) \quad \text{reprezentând componenta datorată paraziților.}$$

Amplitudinea A_2 am stabilit-o în funcție de ENOB, și am calculat-o astfel încât între rezoluția CAN și ENOB să avem o diferență de 0,75 biți.

În figura III-2 se prezintă în funcție de δ valoarea absolută a diferenței între valoarea medie a estimatorului $ENOB_{IFFT}$ și valoarea sa ideală (figura III-2(a)), precum și valoarea absolută a diferenței între valoarea medie a estimatorului $SINAD_{IFFT}$ și valoarea sa ideală (figura III-2(b)), în situațiile în care rezoluțiile CAN sunt egale cu NOB_{IFFT} și $NOB_{IFFT} + 1$. Am utilizat fereastra de ordinul 4 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari.

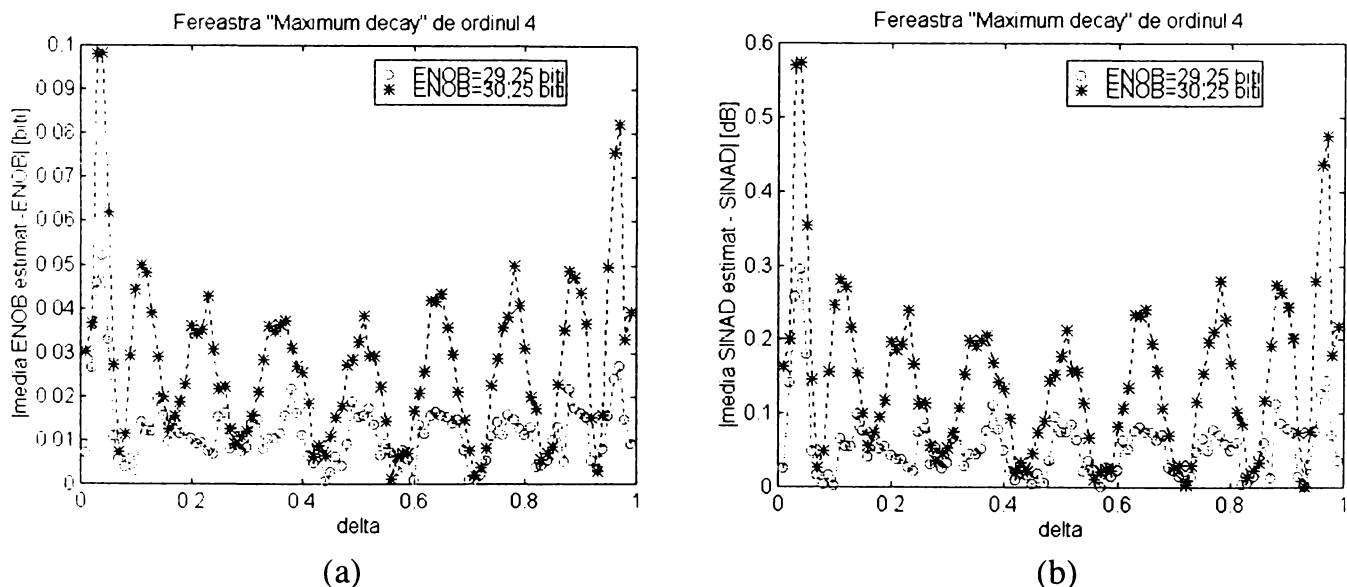


Fig. III-2. (a) Valoarea absolută a diferenței între valoarea medie a estimatorului $ENOB_{IFFT}$ și valoarea sa ideală în funcție de δ ; (b) Valoarea absolută a diferenței între valoarea medie a estimatorului $SINAD_{IFFT}$ și valoarea sa ideală în funcție de δ .

Figura III-3 prezintă aceiași parametri statistici ca în figura anterioară, cu deosebire că sunt obținuți pentru amplitudini A_2 pe care le-am calculat astfel încât între rezoluțiile CAN și valorile ENOB să avem o diferență de 0,25 biți.

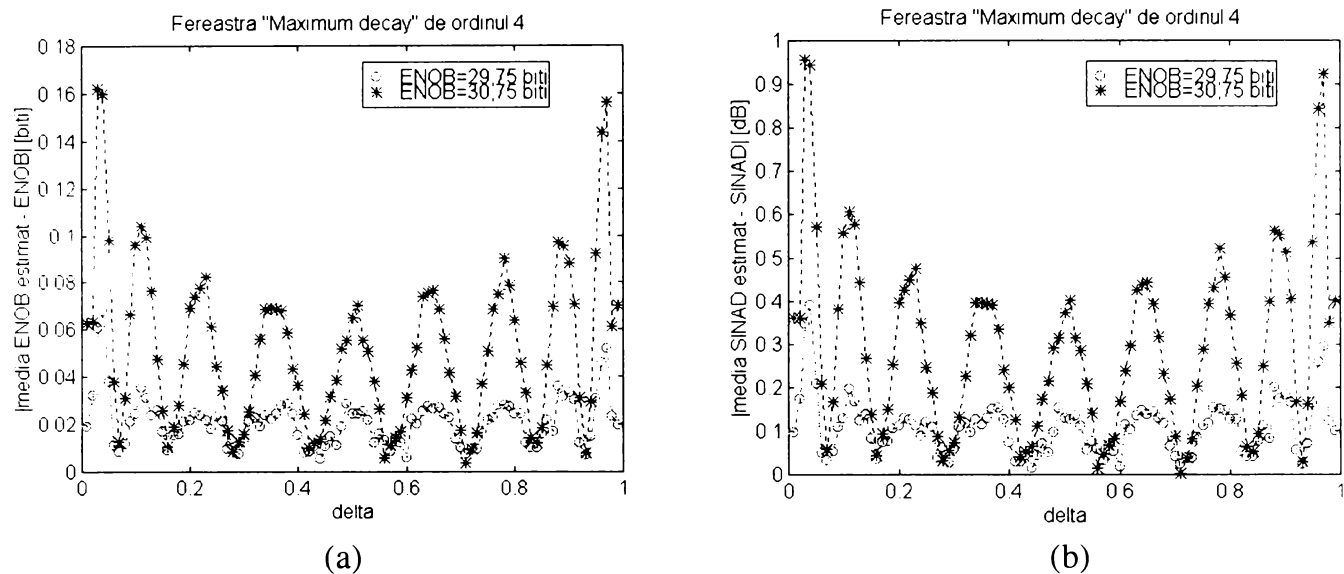


Fig. III-3. (a) Valoarea absolută a diferenței între valoarea medie a estimatorului $ENOB_{IFFT}$ și valoarea sa ideală în funcție de δ ; (b) Valoarea absolută a diferenței între valoarea medie a estimatorului $SINAD_{IFFT}$ și valoarea sa ideală în funcție de δ .

Din figurile III-2(a) și III-3(a) se observă că valoarea absolută a diferenței între media estimatorului $ENOB_{est}^{IFFT}$ și valoarea sa ideală este mai mică decât 0,1 biți în cazul în care $ENOB \leq NOB_{IFFT} + 0,25$ biți, dar nu și în cazul în care $ENOB = NOB_{IFFT} + 0,75$ biți. Acest lucru semnifică faptul că rezoluția maximă a unui CAN real până la care valoarea absolută a diferenței între media estimatorului $ENOB_{est}^{IFFT}$ și valoarea sa ideală este mai mică decât 0,1 biți, este NOB_{IFFT} . Această concluzie este valabilă în cazul tuturor ferestrelor analizate.

Din figurile III-2 și III-3 rezultă că o estimare cu precizie ridicată a parametrului ENOB implică o estimare cu precizie ridicată și a parametrului SINAD.

III-1.3. Performanțele metodei propuse

Pentru aprecierea performanțelor metodei propuse am comparat din punct de vedere statistic preciziile de estimare ale parametrilor SINAD și ENOB obținute cu metoda propusă cu cele rezultate prin aplicarea metodei de analiză spectrală. Compararea am realizat-o, prin simulare, în două situații. În prima situație semnalul de ieșire al CAN a avut ca zgomot numai zgomotul de cuantizare, iar în cea de-a doua situație zgomotul a avut, pe lângă zgomotul de cuantizare, și un zgomot cu distribuție normală (situație des întâlnită în practică).

În prima situație semnalul $y_w(mT_c)$ a conținut aceiași termeni ca și semnalul dat în relația (III-6). CAN a fost caracterizat prin parametri: $SINAD=58,95$ dB, $ENOB=9,5$ biți, $THD=-62,17$ dBc, $SNHR=61,76$ dB și $SFDR=-63,14$ dBc.

În figura III-4 se prezintă în funcție de δ performanțele statistice ale estimatorilor $ENOB_{ST}$ și $ENOB_{IFFT}$, respectiv $SINAD_{ST}$ și $SINAD_{IFFT}$ (valorile absolute ale diferențelor între valorile medii și valorile ideale, dispersiile și valorile absolute ale diferențelor maxime față de valorile ideale). Am utilizat fereastra de ordinul 4 cu energia erorii minimă.

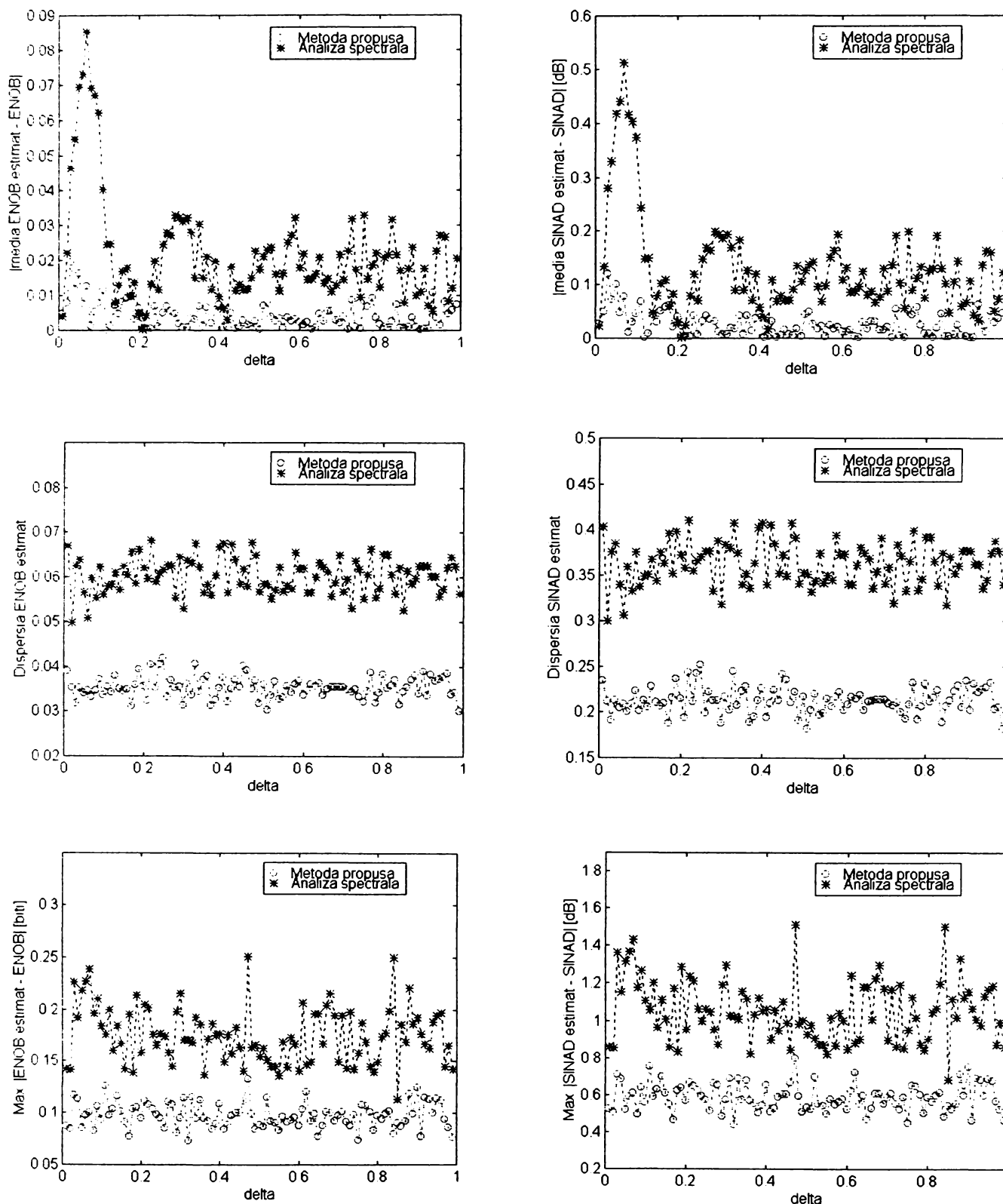


Fig. III-4. Performanțele statistice ale estimatorilor $ENOB_{ST}$ și $ENOB_{IFFT}$, respectiv $SINAD_{ST}$ și $SINAD_{IFFT}$ în funcție de δ .

Figura III-5 prezintă aceleași performanțe statistice aferente estimatorilor $ENOB_{ST}$ și $ENOB_{IFFT}$, respectiv $SINAD_{ST}$ și $SINAD_{IFFT}$, în funcție de δ , ca și în figura III-30, singura deosebire fiind faptul că estimatorii $ENOB_{ST}$ și $SINAD_{ST}$ au fost obținuți prin utilizarea ferestrei de ordinul 4 cu energia erorii minimă, iar estimatorii $ENOB_{IFFT}$ și $SINAD_{IFFT}$ au fost obținuți prin utilizarea ferestrei de ordinul 7 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari.

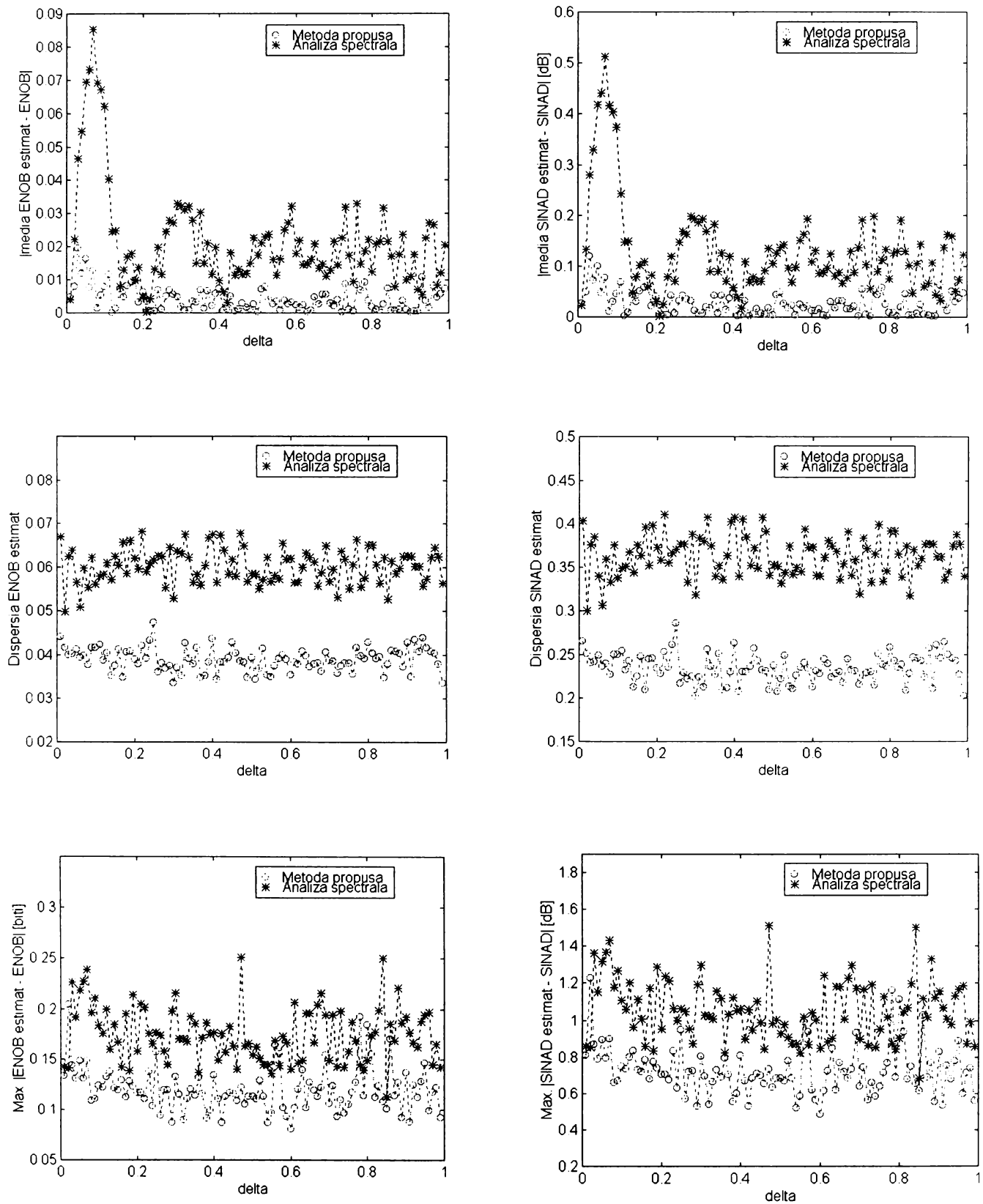


Fig. III-5. Performanțele statistice ale estimatorilor $ENOB_{ST}$ și $ENOB_{IFFT}$, respectiv $SINAD_{ST}$ și $SINAD_{IFFT}$ în funcție de δ .

Din figurile III-4 și III-5 rezultă evidența superioritate a metodei propuse, chiar dacă aceasta utilizează fereastra de ordinul 7 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari, care conduce la cea mai mare diferență maximă în modul, față de valoarea ideală dintre toate ferestrele analizate.

În cea de-a doua situație semnalul $y_w(mT_e)$ a fost constituit din:

$$y_w(mT_e) = y(mT_e)w(mT_e) = [x(mT_e) + h(mT_e) + s(mT_e) + e(mT_e) + e_n(mT_e)]w(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (\text{III-7})$$

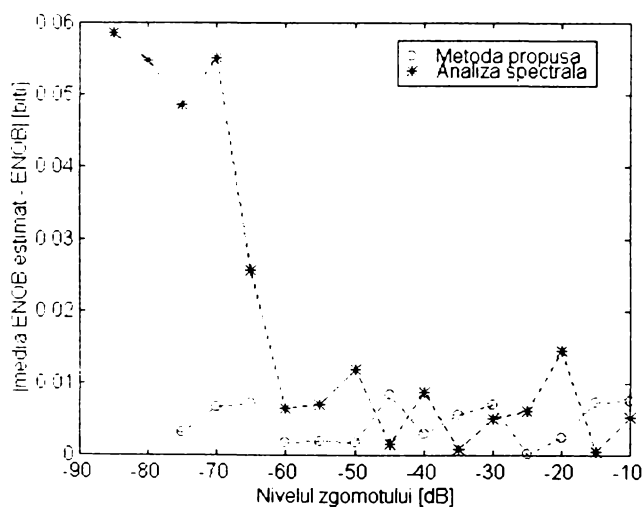
la care, în plus față de semnalul definit în (III-6) apare:

$e_n(mT_e)$, un zgomot cu distribuție Gaussiană, caracterizat prin media=0 și dispersia variind între -85 dB și -10 dB (raportată la valoarea efectivă a semnalului de intrare $x(mT_e)$). Variația am realizat-o cu un pas de incrementare egal cu -5 dBc.

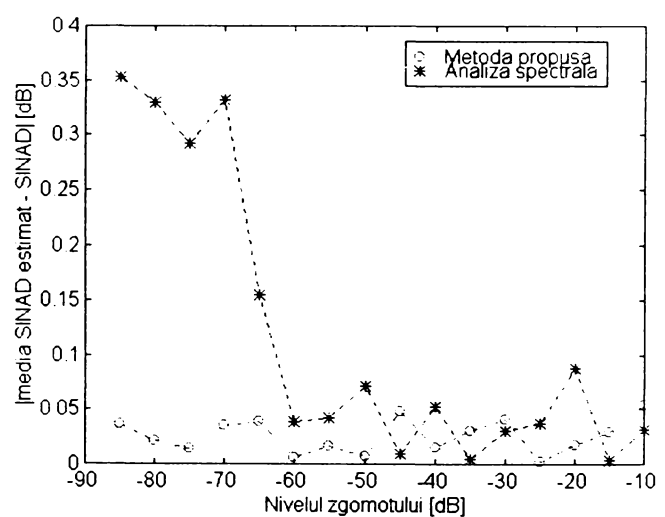
Ambele zgomote au fost produse prin metoda Monte Carlo. Fiecare simulare Monte Carlo a inclus 100 încercări.

Am considerat o rezoluție de 12 biți pentru CAN testat și o valoare THD=-65 dBc. Am utilizat fereastra de ordinul 4 cu energia erorii minimă.

În figura III-6 se prezintă în funcție de nivelul zgomotului cu distribuție normală performanțele statistice ale estimatorilor $ENOB_{ST}$ și $ENOB_{IFFT}$, respectiv $SINAD_{ST}$ și $SINAD_{IFFT}$ (valorile absolute ale diferențelor între valorile medii și valorile ideale, dispersiile și valorile absolute ale diferențelor maxime față de valorile ideale). Am stabilit valoarea δ la 0,3.



(a)



(b)

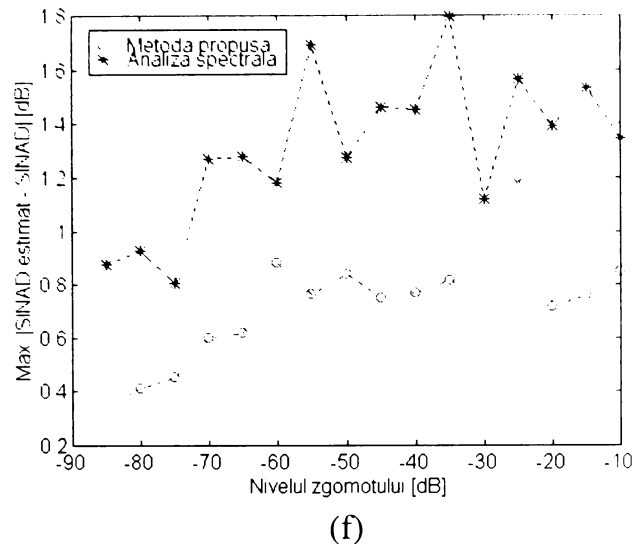
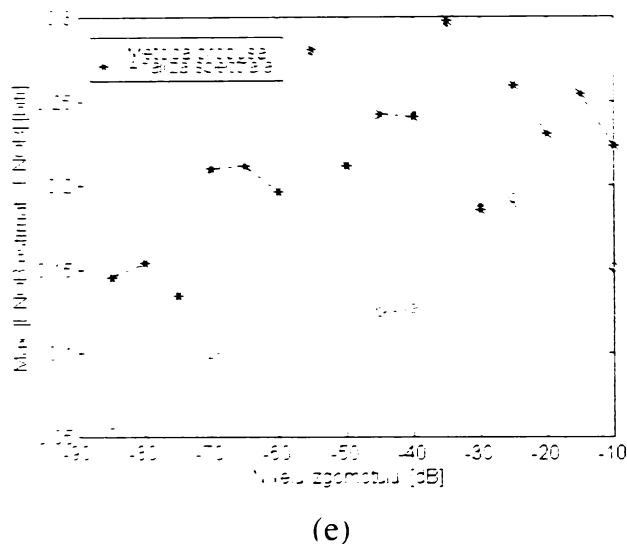
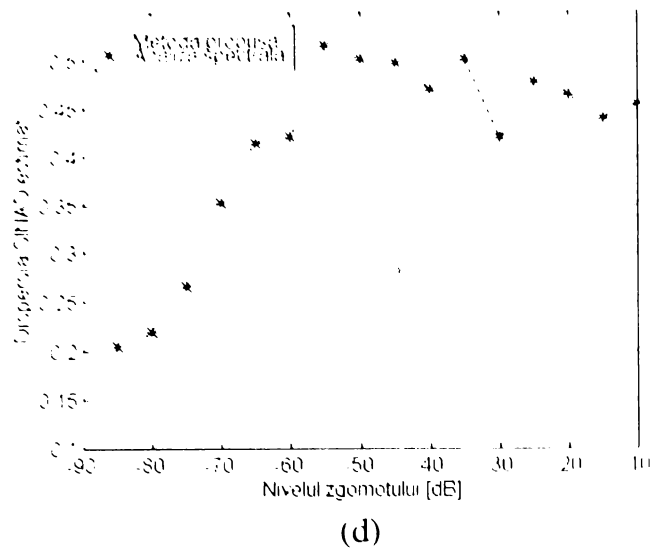
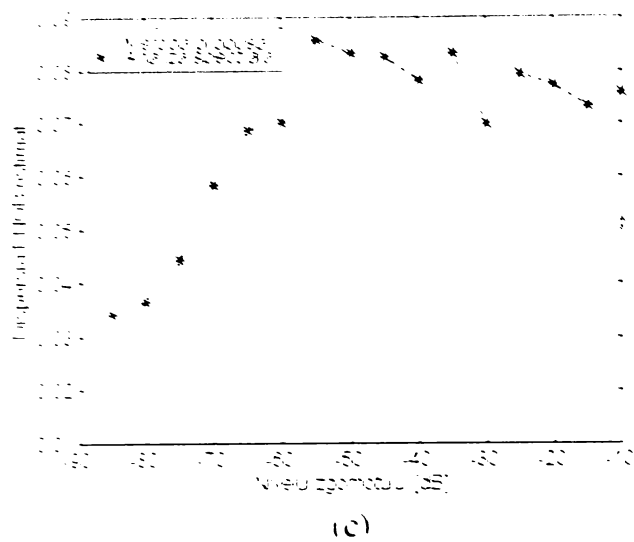


Fig. III-6. Performanțele statistice $ENOB_{ST}$ și $ENOB_{IFFT}$, respectiv $SINAD_{ST}$ și $SINAD_{IFFT}$ ale în funcție de nivelul zgomotului cu distribuție normală.

Din figurile III-6(a) și III-6(b) rezultă că ambele metode conduc la rezultate precise ale mediilor celor doi estimatori, cu observația că pentru un nivel al zgomotului $e_n(mT_e)$ mai mic sau egal cu -50 dBc, metoda propusă furnizează rezultate mult mai precise.

Figurile III-6(c) - III-6(f) indică evidenta superioritate a metodei propuse față de metoda analizei spectrale. De exemplu, dispersia maximă a estimatorului $ENOB_{IFFT}$ este de 1,57 ori mai mică decât cea a estimatorului $ENOB_{ST}$, iar dispersia maximă a estimatorului $SINAD_{IFFT}$ este de 1,51 ori mai mică decât cea a estimatorului $SINAD_{ST}$; valoarea cea mai mare a diferențelor maxime în modul între estimatorul $ENOB_{IFFT}$ și $ENOB$ este de 1,55 ori mai mică decât cea aferentă estimatorului $ENOB_{ST}$, iar valoarea cea mai mare a diferențelor maxime în modul între estimatorul $SINAD_{IFFT}$ și $SINAD$ este de 1,49 ori mai mică decât cea corespunzătoare estimatorului $SINAD_{ST}$.

III-2. CONTRIBUȚII LA ESTIMAREA PARAMETRILOR THD ȘI SFDR

Ținând cont de relația de definiție a parametrului THD (I-8), **am estimat** parametrul THD cu relația:

$$THD_{IFFT} [dBc] = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=2}^{10} \hat{A}_i^2}{\hat{A}^2} \right) \quad (III-8)$$

în care: \hat{A} este amplitudinea semnalului de test estimată prin metoda IFFT;

\hat{A}_i ($i = 2, 3, \dots, 10$) sunt amplitudinile primelor 9 componente armonice estimate prin metoda IFFT.

Ținând cont de relația de definiție a parametrului SFDR (I-11), **am estimat** parametrul SFDR cu relația:

$$SFDR_{IFFT} [dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{\hat{A}_s^2}{\hat{A}^2} \right) \quad (III-9)$$

în care \hat{A}_s este amplitudinea celei mai mari componente cauzate de zgomot (care conține și componentele armonice) estimată prin metoda IFFT.

În continuare voi compara, prin simulare, din punct de vedere statistic performanțele, obținute în estimarea parametrului THD, ale analizei spectrale cu cele ale metodei IFFT. Semnalul $y_u(mT_e)$ a fost constituit din:

$$y_u(mT_e) = y(mT_e) w(mT_e) = [x(mT_e) + h(mT_e) + e(mT_e)] w(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (III-10)$$

în care: $x(mT_e) = A \sin\left(2\pi \frac{J+\delta}{M} m\right)$ este semnalul sinusoidal de test, cu amplitudinea $A = FSR/2 = 1,5$ V, $J = 123$ perioade, $0 < \delta < 1$, $M = 1024$;

$$h(mT_e) = A_2 \sin\left(4\pi \frac{J+\delta}{M} m\right) + \frac{3A_2}{4} \sin\left(6\pi \frac{J+\delta}{M} m\right) + \frac{A_2}{2} \sin\left(8\pi \frac{J+\delta}{M} m\right) + \frac{A_2}{4} \sin\left(10\pi \frac{J+\delta}{M} m\right)$$

reprezentând componentele

armonice 2, 3, 4 și 5;

$e(mT_e)$ este zgomotul de cuantizare;

$w(mT_e)$ este fereastra temporală Blackman-Harris -92 dB.

Am considerat armonicele 2, 3, 4 și 5 deoarece sunt cel mai des întâlnite în practică în cazul unui CAN [1]. Amplitudinea A_2 am stabilit-o în funcție de THD. Pentru THD am considerat că are valori cuprinse între -65 dBc (corespunde unei valori ENOB=9,71 biți) și THD=-5 dBc (pasul de incrementare l-am considerat egal

cu -5 dBc). Pentru δ am considerat un pas de incrementare egal cu $0,01$. Am localizat armonicile pe baza valorii δ aferentă fundamentalei. Valorile δ_k ($k=2, 3, 4$ și 5) aferente armonicilor k le-am calculat pe baza valorii δ aferentă fundamentalei.

Am considerat o rezoluție egală cu 10 biți pentru CAN testat.

Zgomotul de cuantizare a fost generat pe baza metodei Monte Carlo. Fiecare simulare Monte Carlo a inclus 100 încercări.

Fereastra am selectat-o pe baza parametrului NOB_{ST} (v. § II-1.1.) pentru ca fenomenul de curgere din partea fundamentalei să nu afecteze estimarea componentelor armonice.

În figura III-7 se prezintă performanțele statistice ale estimatorilor THD_{ST} și THD_{IFFT} (valorile absolute ale diferențelor între valorile medii ale și valorile lor ideale, precum și dispersiile) în funcție de THD și δ .

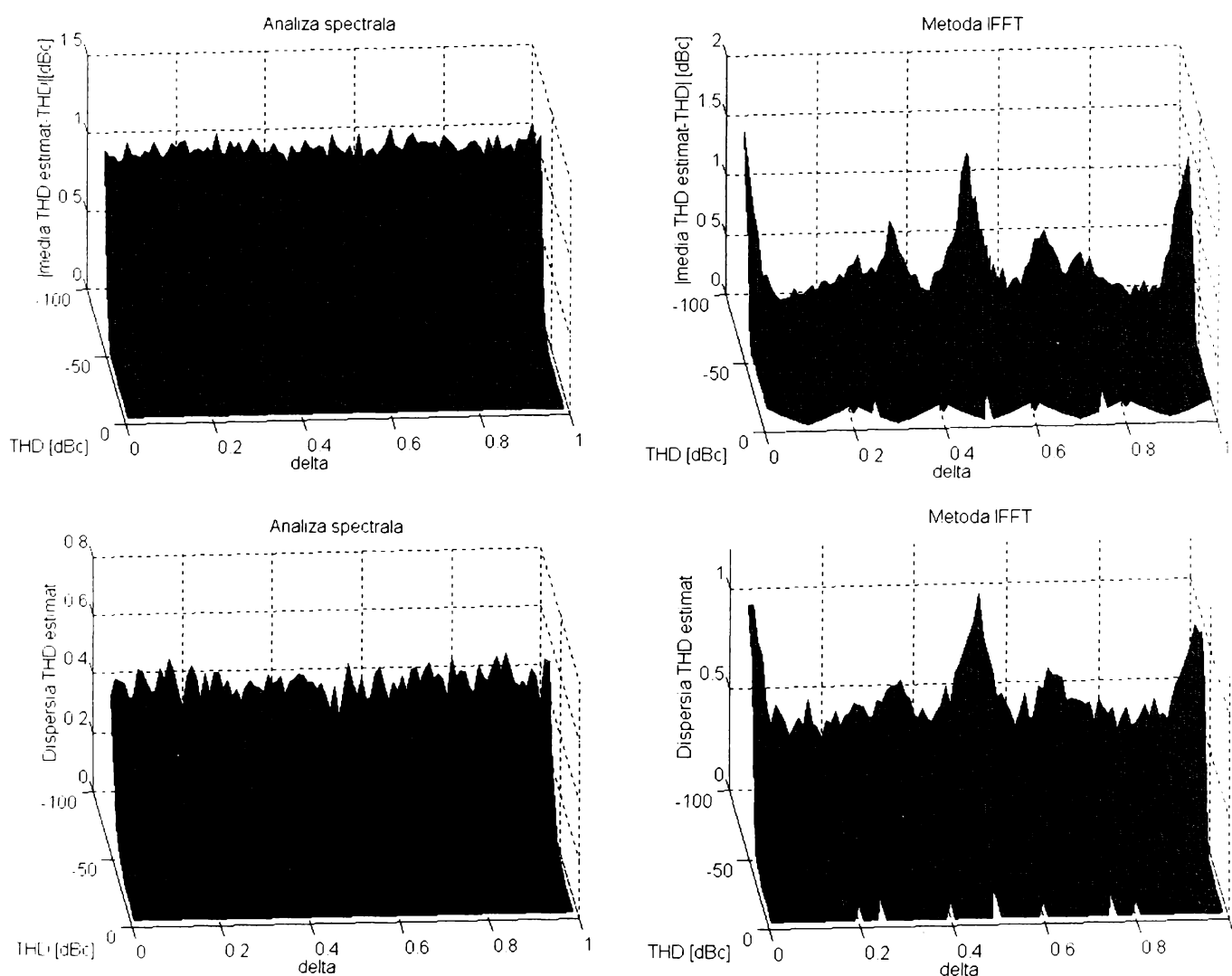


Fig. III-7. Performanțele statistice ale estimatorilor THD_{ST} și THD_{IFFT} în funcție de THD și δ .

Creșterile din graficele aferente estimatorului THD_{IFFT} apar la valorile δ pentru care $k\delta$ ($k=1, 2, 3, 4$ sau 5) sunt apropiate de valori întregi. Estimările fiecărei valori δ (pentru fiecare valoare δ se obțin 100 de estimări), care satisfac condiția de mai sus

conduc la valori δ_k aferente unei (unor) componente armonice k ($k=2, 3, 4$ sau 5) apropiate de 0 sau 1. Astfel:

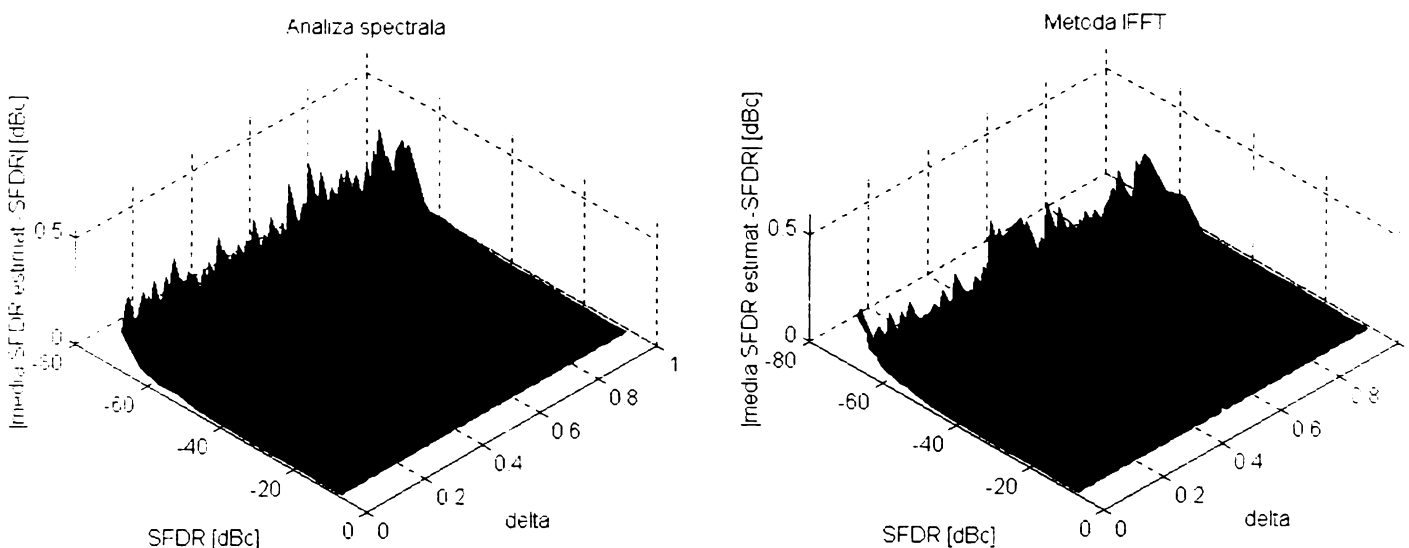
- valori δ_2 , aferente armonice a doua, apropiate de 0 sau 1 se obțin pentru valori δ apropiate de 0, 0,5 sau 1;
- valori δ_3 , aferente armonice a treia, apropiate de 0 sau 1 se obțin pentru valori δ apropiate de 0, 0,(3), 0,(6) sau 1;
- valori δ_4 , aferente armonice a patra, apropiate de 0 sau 1 se obțin pentru valori δ apropiate de 0, 0,25, 0,5, 0,75 sau 1;
- valori δ_5 , aferente armonice a cincea, apropiate de 0 sau 1 se obțin pentru valori δ apropiate de 0, 0,2, 0,4, 0,6, 0,8 sau 1.

În aceste situații metoda IFFT va selecta, alături de componenta spectrală cea mai mare, aferentă componentei armonice k , în anumite încercări, componenta adiacentă situată în stânga componentei maxime, iar în celelalte încercări componenta adiacentă situată în dreapta componentei maxime. Acest lucru conduce la un "zgomot" în determinarea componentei adiacente și, astfel, la o precizie scăzută în estimarea componentei armonice k . Trebuie remarcat faptul că, pentru fiecare dintre aceste valori δ_k spectrul aferent componentei k are o componentă spectrală de valoare foarte mare împreună cu două componente adiacente de valori foarte mici și apropiate. Dacă valoarea δ_k ar fi determinată independent, metoda IFFT va selecta componenta adiacentă care va fi afectată cel mai mult de zgomot, conducând, și în această situație, la o precizie scăzută în estimarea componentei armonice k . Această situație apare la estimarea fundamentalei în cazul în care valoarea δ este foarte apropiată de 0 sau 1 (și în cazul estimării componentei armonice de ordinul 2 în vederea calcului valorii $SFDR_{IFFT}$ - v. figurile III-8 - III-10).

Ținând cont de acest comportament, pentru estimarea parametrului THD, este mult mai eficientă metoda analizei spectrale.

În schimb, pentru estimarea parametrului SFDR, numărul precauțiilor care trebuie luate în ceea ce privește valoarea lui δ este mai redus, ceea ce face ca metoda IFFT să devină atractivă. De exemplu, în cazul în care armonica a doua este cea mai mare componentă datorată zgomotului (caz foarte frecvent întâlnit la CAN reale) $SFDR_{IFFT}$ este un estimator mai puțin precis doar pentru valori δ care nu sunt apropiate de valoarea 0, 0,5 sau 1.

În figura III-8 se prezintă performanțele statistice ale estimatorilor $SFDR_{ST}$ și $SFDR_{IFFT}$ (valorile absolute ale diferențelor între valorile medii ale estimatorilor și valorile lor ideale, precum și dispersiile) în funcție de SFDR și δ . Semnalul $y_w(mT_c)$ a avut aceeași formă cu semnalul dat în relația (III-10).



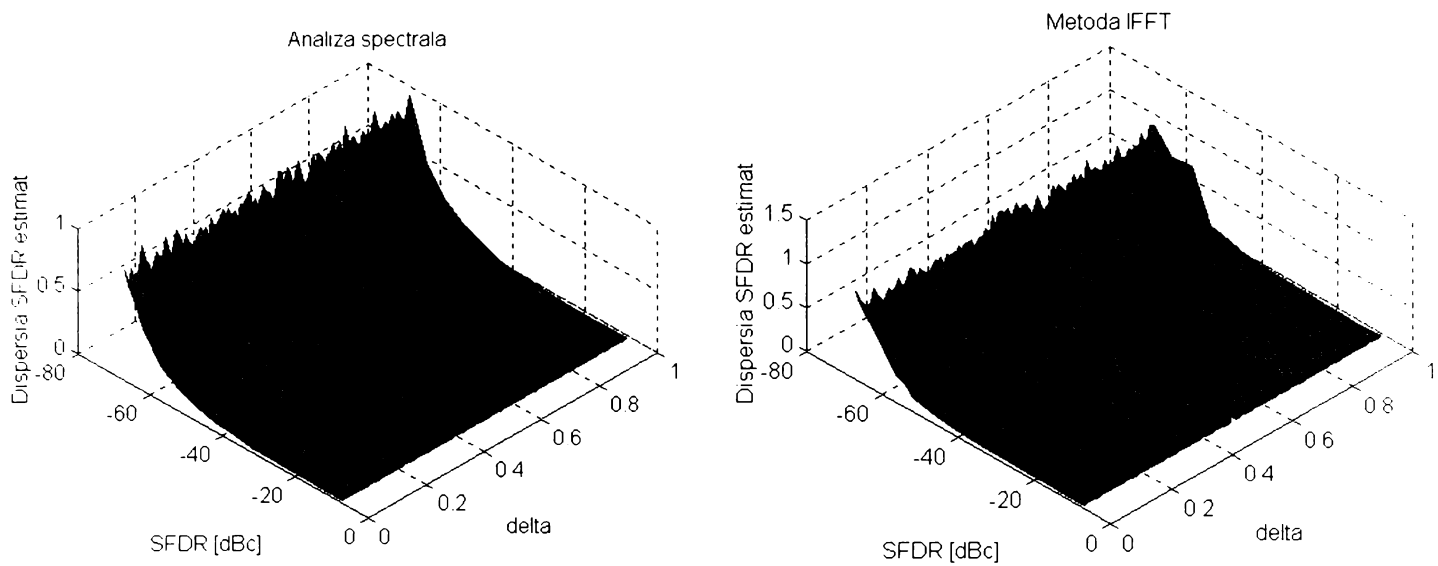


Fig. III-8. Performanțele statistice ale estimatorilor $SFDR_{ST}$ și $SFDR_{IFFT}$ în funcție de SFDR și δ .

Performanțele statistice ale celor doi estimatori pot fi observate mai ușor în mai multe cazuri particulare ale graficelor din figura III-8. Astfel, în figura III-9 se prezintă performanțele statistice ale estimatorilor $SFDR_{ST}$ și $SFDR_{IFFT}$ (valorile absolute ale diferențelor între valorile medii ale estimatorilor și valorile lor ideale, precum și dispersiile) în funcție de δ pentru $SFDR = -62,73$ dBc (THD = -55 dBc, ENOB = 8,71 biți), iar în figura III-10 aceleași grafice, dar pentru $SFDR = -67,73$ dBc (THD = -65 dBc, ENOB = 9,71 biți). Semnalul $y_w(mT_e)$ a avut același formă ca cel din analiza anterioară. Am calculat valoarea δ_2 independent de valoarea δ aferentă fundamentalei.

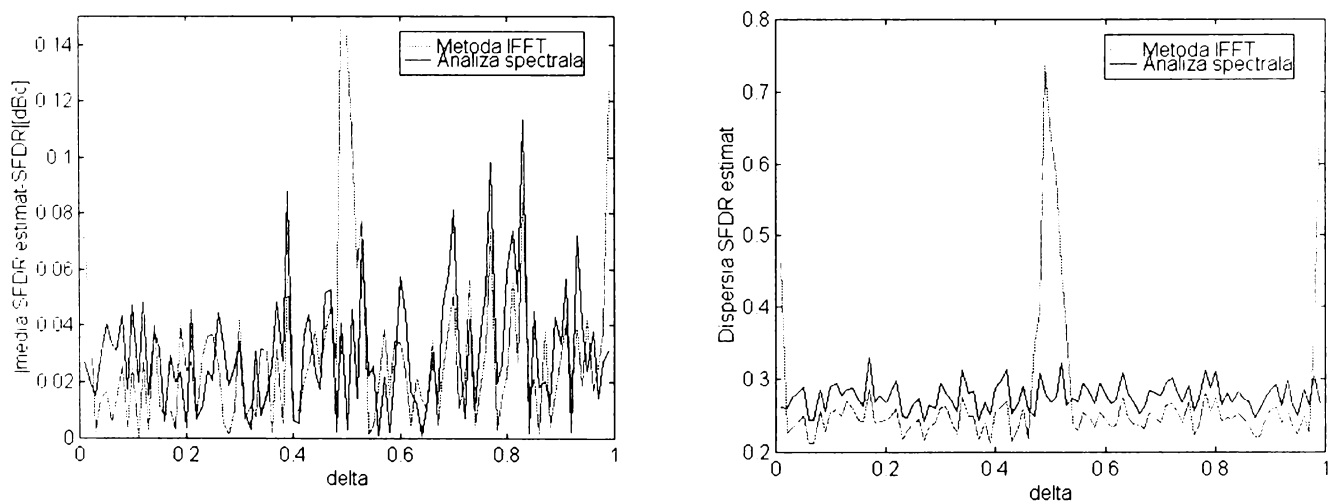


Fig. III-9. Performanțele statistice ale estimatorilor $SFDR_{ST}$ și $SFDR_{IFFT}$ în funcție de δ pentru $SFDR = -62,73$ dBc.

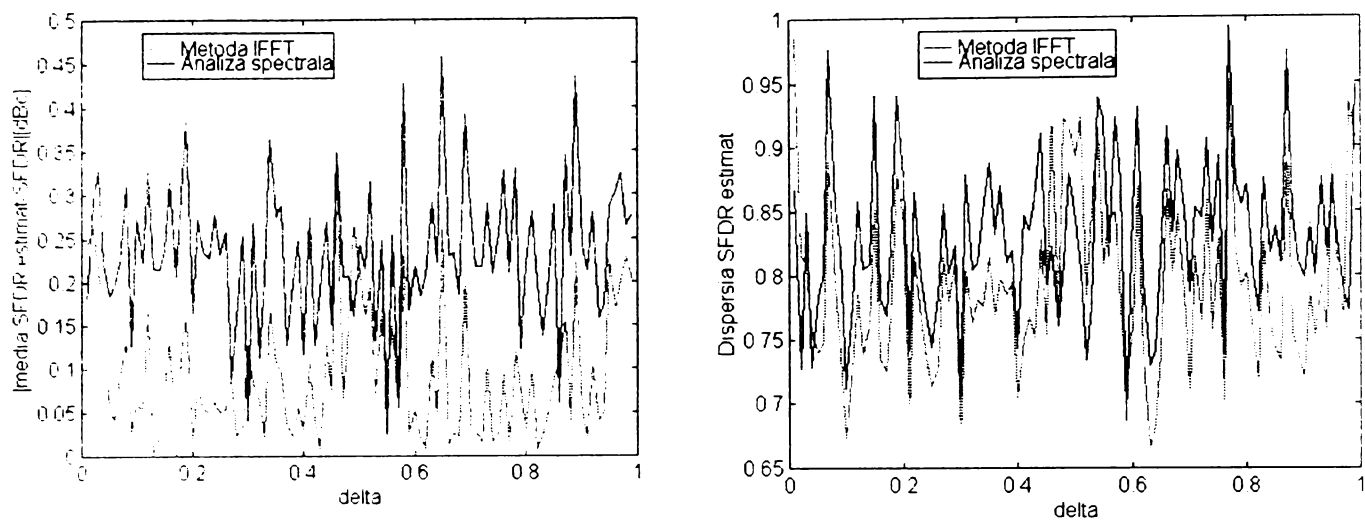


Fig. III-10. Performanțele statistice ale estimatorilor $SFDR_{ST}$ și $SFDR_{IFFT}$ în funcție de δ pentru $SFDR=-67,73$ dBc.

La $SFDR=-62,73$ dBc pentru valorile δ care nu sunt apropiate de valoarea 0, 0.5 sau 1, performanțele referitoare la diferențele în modul între valorile medii și valorile ideale corespunzătoare celor două metode sunt sensibil egale. În schimb, la $SFDR=-67,73$ dBc, referitor la aceleași performanțe, metoda IFFT este mult mai precisă decât metoda analizei spectrale. În ceea ce privește performanțele referitoare la dispersie, în cazul ambelor valori ale parametrului SFDR, pentru valorile δ care nu sunt apropiate de valoarea 0, 0.5 sau 1, metoda IFFT este mai eficientă decât metoda analizei spectrale.

Se observă că pentru $SFDR=-67,73$ dBc (adică odată cu creșterea calității CAN) performanțele statistice ale ambilor estimatori sunt mai reduse decât în cazul în care $SFDR=-62,73$ dBc. Acest lucru este cauzat de influența erorii de cuantizare asupra preciziei de estimare a parametrului SFDR. Astfel, în situația $SFDR=-67,73$ dBc, în cazul utilizării analizei spectrale componentele spectrale folosite în estimarea valorii efective a celei de-a doua armonici sunt afectate de zgomotul de cuantizare deoarece coeficienții ferestrei temporale nu satisfac condiția (II-12) [38]. În cazul utilizării metodei IFFT cele mai mari două componente spectrale aferente armonice a doua (folosite în algoritmul IFFT) sunt relativ reduse, fiind din acest motiv afectate într-o măsură destul de mare de zgomotul de cuantizare.

Trebuie remarcat faptul că, pentru valorile δ care nu sunt apropiate de valoarea 0, 0.5 sau 1, odată cu micșorarea valorii SFDR (adică odată cu creșterea calității CAN), chiar dacă performanțele statistice ale ambilor estimatori scad, estimatorul $SFDR_{IFFT}$ este mai eficient decât estimatorul $SFDR_{ST}$. **Din acest motiv se recomandă utilizarea metodei IFFT în scopul estimării parametrului SFDR, mai ales în cazul unor CAN de bună calitate.**

În practică, referitor la estimarea SFDR prin metoda IFFT, se recomandă, inițial, determinarea valorii δ_s aferentă componentei celei mai mari a zgomotului pe baza metodei IFFT. Dacă valoarea δ_s nu este apropiată de 0 sau 1 (pentru o siguranță foarte ridicată putem impune ca $\delta_s \in [0,1, 0,9]$) se estimează parametrul SFDR pe baza valorii $SFDR_{IFFT}$.

În cadrul sistemului **ADC TEST** metoda propusă este folosită pentru estimarea parametrilor dinamici ai CAN, atât în modul "single-tone" (sunt estimați parametri THD, SFDR și IMD), cât și în modul "dual-tone" (sunt estimați parametri THD, SFDR și IMD).

III-3. CONCLUZII

Se poate realiza îmbunătățirea performanțelor statistice ale parametrilor SINAD și ENOB, obținute în urma testării prin analiză spectrală, utilizând o metodă originală, bazată pe algoritmul IFFT. Metoda propusă combină avantajos tehnici de estimare în domeniul frecvență și în domeniul timp, conducând la precizii mai ridicate de estimare ale parametrilor SINAD și ENOB decât cele obținute prin aplicarea metodei de analiză spectrală. Gradul de eficiență în compensarea granularității aferente spectrului poate fi stabilit pe baza unui parametru de performanță propus, (NOB_{IFFT}), caracteristic oricărei ferestre temporale. Din acest punct de vedere dintre ferestrele de același ordin cea mai eficientă este fereastra cu rata maximă de scădere a lobilor secundari. Pentru estimări cu precizii foarte ridicate ale parametrilor SINAD și ENOB ai unui CAN de orice rezoluție, existent în momentul actual pe piață, este suficientă utilizarea ferestrei de ordinul 3 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari. Utilizarea unei ferestre cu rata maximă de scădere a lobilor secundari de ordin mai mare permite obținerea unor estimări cu precizii foarte ridicate ale parametrilor SINAD și ENOB ai unor CAN de rezoluții mai ridicate (în cazul ferestrei de ordinul 7 până la o rezoluție de 35 biți (!)), care nu sunt încă fabricate.

Pentru valori δ_s aferente celei mai mari componente cauzate de zgomot, care nu sunt apropiate de valoarea 0 sau 1, metoda IFFT conduce la o estimare mult mai precisă a parametrului SFDR față de analiza spectrală, în special în cazul CAN de bună calitate.

**CONTRIBUȚII LA ESTIMAREA NUMĂRULUI DE BIȚI EFECTIVI
AL UNUI CAN PE BAZA HISTOGRAMEI SATURATE**

**IV-1. CONTRIBUȚII LA DETERMINAREA VALORII MEDII A NUMĂRULUI
DE BIȚI EFECTIVI AL UNUI CAN PE BAZA HISTOGRAMEI SATURATE**

Caracteristica de transfer a unui CAN bipolar de rezoluție n este dată de relația [33]:

$$V_{out} = -2^{n-1}q + q \sum_{i=1}^{2^n-1} u[V_{in} - V_i] \quad (IV-1)$$

în care: V_{out} este tensiunea de ieșire a CAN;
 q este pasul de cuantizare al CAN;
 $u[.]$ este funcția treaptă unitate;
 V_{in} este tensiunea de intrare a CAN;
 V_i este tensiunea de tranziție aferentă nivelului i (nivelul i corespunde codului $i-1$).

Tensiunile de tranziție V_i se calculează pe baza relației [33]:

$$V_i = V_0 - A \cos\left(\frac{\pi HC(i-1)}{M}\right), \quad i = 1, 2, \dots, 2^n \quad (IV-2)$$

în care: A este amplitudinea semnalului sinusoidal de test;
 V_0 este tensiunea de decalaj a semnalului sinusoidal de test ($A+V_0 > FSR/2$);
 M este numărul de eșantioane achiziționate;
 $HC(i)$ este histograma cumulată, definită prin relația:

$$HC(i) = \sum_{j=0}^i k_j, \quad i = 0, 1, 2, \dots, 2^n - 1 \quad (IV-3)$$

în care k_j este numărul de apariții în cadrul histogramei a codului cu numărul de ordine j ($k_0=0$).

Eroarea de cuantizare a CAN este:

$$e_q(V_{in}) = V_{out} - V_{in} \quad (IV-4)$$

La un CAN ideal e_q este un semnal triunghiular cu media 0 și uniform distribuit între $\pm 0,5q$. În schimb, la un CAN real e_q are o formă diferită, caracterizată prin două forme geometrice de bază: trapezoidală (figura IV-1(a)) și triunghiulară (figura IV-1(b)) [33].

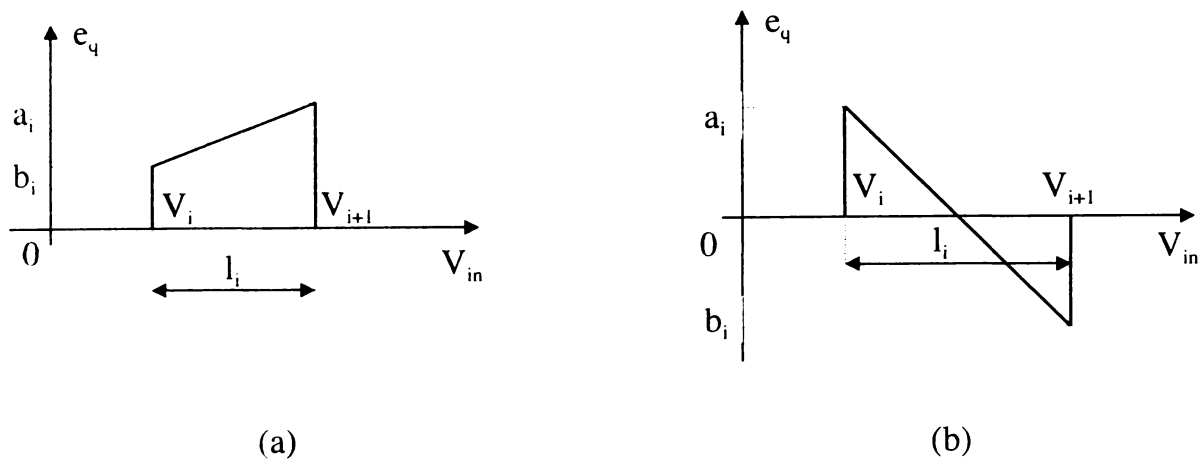


Fig. IV-1. Formele geometrice de bază corespunzătoare erorii de cuantizare:
(a) trapezoidală și (b) triunghiulară.

În cadrul figurii de mai sus intervin următoarele mărimi:

$$\begin{aligned}
 a_i &= (-2^{n-1} + i - 1)q - V_i, & i &= 1, 2, \dots, 2^n \\
 b_i &= (-2^{n-1} + i - 1)q - V_{i+1}, & i &= 1, 2, \dots, 2^n \\
 l_i &= V_{i+1} - V_i
 \end{aligned}
 \tag{IV-5}$$

Puterea zgomotului de cuantizare al CAN poate fi exprimată prin relația [33]:

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{3(2^n q)} \sum_{i=1}^{2^n} l_i (a_i^2 + a_i b_i + b_i^2)
 \tag{IV-6}$$

Parametrul ENOB se calculează cu relația [33]:

$$ENOB_{hist} = n - \log_2 \left(\frac{\sqrt{12} \sigma_e}{q} \right)
 \tag{IV-7}$$

În urma utilizării algoritmului de estimare a parametrului ENOB, prezentat mai sus, **am observat că precizia de estimare a parametrului ENOB depinde de diferența între valoarea maximă a semnalului sinusoidal de test și FSR/2, adică de tensiunea $V_{od} = A + V_0 - \text{FSR}/2$.** Această afirmație poate fi cel mai bine verificată prin simulare. Semnalul de ieșire al CAN $y(mT_e)$ a fost constituit din:

$$y(mT_e) = x(mT_e) + h(mT_e) + s(mT_e) + e(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M - 1 \tag{IV-8}$$

în care: $T_e = 1/f_e$ este perioada de eșantionare;

$$x(mT_e) = A \sin \left(2\pi \frac{J}{M} m \right) \quad \text{este semnalul sinusoidal de test, cu amplitudinea}$$

$A > \text{FSR}/2 = 1,5 \text{ V}$, $J = 5$ perioade, $M = 8192$;

$$h(mT_e) = A_2 \sin \left(4\pi \frac{J}{M} m \right) + \frac{2A_2}{3} \sin \left(6\pi \frac{J}{M} m \right) \quad \text{reprezentând armonicile 2, 3;}$$

$$s(mT_e) = \frac{A_2}{2} \sin\left(10.8\pi \frac{J}{M} m\right) \quad \text{reprezentând componenta datorată paraziților;}$$

$e(mT_e)$ este zgomotul de cuantizare aferent CAN.

Am considerat pentru CAN o rezoluție de 8 biți și o valoare ENOB=7,6 biți. Amplitudinea A_2 am stabilit-o în funcție de ENOB. Zgomotul de cuantizare a fost produs pe baza metodei Monte Carlo. Fiecare simulare Monte Carlo a inclus 100 încercări.

În figura IV-2 se prezintă valoarea medie a estimatorului $ENOB_{hist}$, pe care am obținut-o după fiecare simulare Monte Carlo, în funcție de V_{od}/q . Valoarea V_{od} a variat cu un pas de incrementare egal cu $0,2q$.

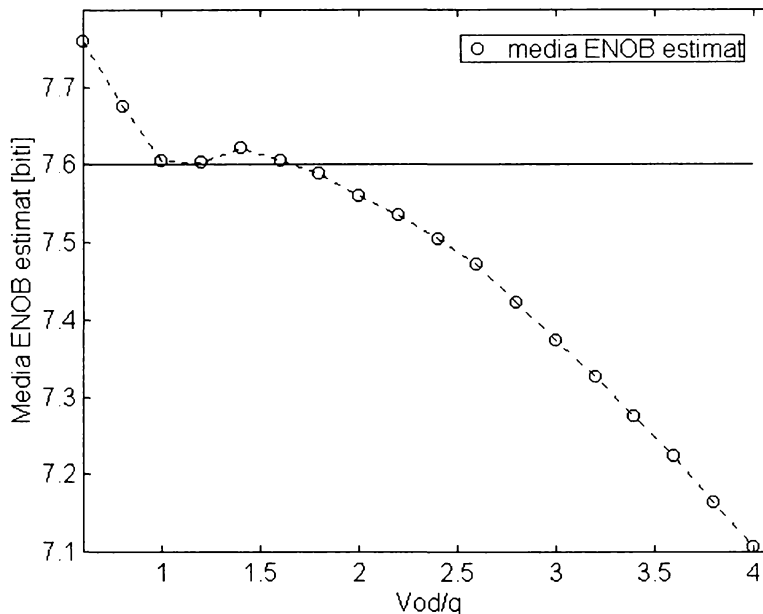
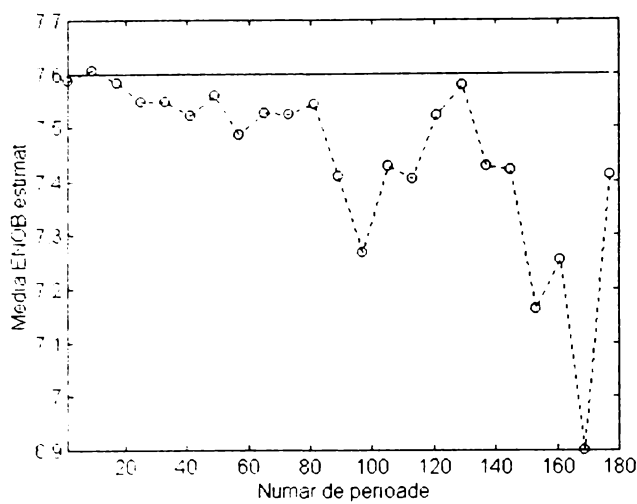


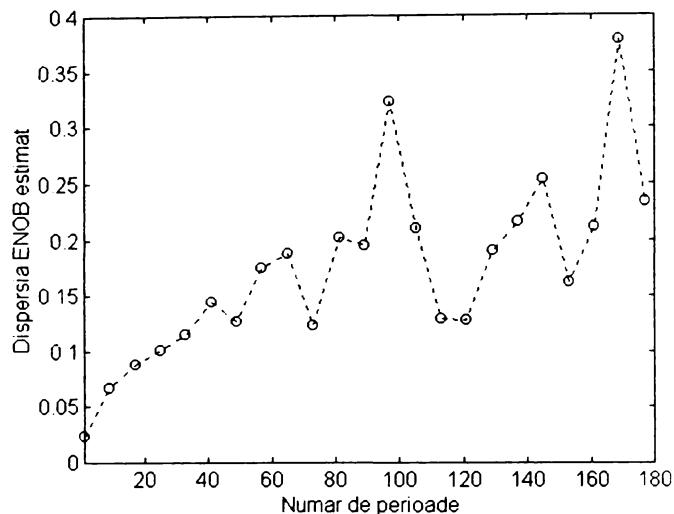
Fig. IV-2. Valoarea medie a estimatorului $ENOB_{hist}$ în funcție de V_{od}/q .

Din figura IV-2 rezultă că valoarea medie a estimatorului $ENOB_{hist}$ este foarte apropiată de valoarea sa exactă, dacă tensiunea V_{od} se află în intervalul $[q, 2q]$. Pentru restul valorilor V_{od} are loc o scădere aproape liniară a erorii de estimare a parametrului ENOB.

Un alt aspect deosebit de important pe care l-am observat în urma utilizării algoritmului de estimare a parametrului ENOB, prezentat anterior, este faptul că precizia de estimare a parametrului ENOB depinde de numărul de perioade ale semnalului de test. Verificarea acestei afirmații am realizat-o prin simulare. Semnalul de ieșire al CAN pe care l-am utilizat în simulare a fost cel definit de relația (IV-8), cu deosebire că numărul de perioade J a fost variabil. Am variat valoarea J cu un pas de incrementare egal cu 8 perioade. Am utilizat $V_{od}=q$. În figura IV-3 se prezintă media estimatorului $ENOB_{hist}$ (figura IV-3(a)), precum și dispersia estimatorului $ENOB_{hist}$ (figura IV-3(b)), pe care l-am obținut după fiecare simulare Monte Carlo, în funcție de numărul de perioade.



(a)



(b)

Fig. IV-3. Performanțele statistice ale estimatorului $ENOB_{hist}$ în funcție de numărul de perioade.

Din figura IV-3 rezultă că performanțele statistice cele mai ridicate în estimarea parametrului ENOB se obțin în cazul în care se utilizează un număr mic de perioade (sau echivalent, când avem un număr mare de eșantioane pe perioadă).

De asemenea, aceste performanțe statistice le-am analizat și pentru alte situații, în care am folosit componente armonice de alte ordine și de diferite valori. În toate analizele pe care le-am efectuat performanțele statistice cele mai ridicate ale estimatorului $ENOB_{hist}$ s-au obținut în situațiile în care eșantioanele sunt achiziționate într-un număr mic de perioade.

Toate analizele pe care le-am efectuat anterior s-au bazat pe un comportament determinist al CAN. Pentru cazul în care asupra unui CAN de rezoluție n se manifestă zgomotul normal aditiv e_n cu media 0 și dispersia σ_n , **am corectat relația prezentată în [34] corespunzătoare valorii medii a parametrului ENOB estimat pe baza histogrammei saturate (v. Anexa 6). Relația pe care am obținut-o este:**

$$\overline{ENOB}_{hist} \cong n - \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{\frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2}{\frac{q^2}{12}} \right) - \frac{\frac{12,12\sigma_n A}{M}}{q^2 + \frac{12}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2} = n_d - \frac{\frac{12,12\sigma_n A}{M}}{q^2 + \frac{12}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2} \quad (IV-9)$$

în care: $nli_k = V_k - V_k^i$, $k = 1, 2, \dots, 2^n - 1$ (V_k sunt tensiunile de tranziție aferente CAN supus testării, iar V_k^i sunt tensiunile de tranziție aferente unui CAN ideal de același tip ca cel testat), $N=2^n$;

M este numărul de eșantioane achiziționate;

A este amplitudinea semnalului sinusoidal de test ($A+V_o > FSR/2$);

$$n_d = n - \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{\frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N nli_k^2}{\frac{q^2}{12}} \right) \text{ este numărul de biți efectivi corespunzători}$$

comportării deterministe a CAN.

Corecția pe care am realizat-o relației prezentate în [34] se referă la valoarea de 12,12, corespunzătoare celui de-al doilea termen al relației (V-9), pe care am obținut-o în locul valorii de 12,27 date în [34]. Diferența între cele două valori se datorează faptului că integrala I (v. Anexa 6) în [34] a fost aproximată prin primul termen al descompunerii integralei I în serie de puteri, iar eu am efectuat calculul direct al integralei I (v. Anexa 6). Deoarece calculul pe care l-am efectuat, spre deosebire de calculul realizat în [34], pornește de la calculul direct al integralei I , rezultă că relația pe care am obținut-o conduce la o creștere cu 1,22% a preciziei de determinare a celui de-al doilea termen al relației prezentate în [34].

Verificarea preciziei relației (IV-9) am realizat-o prin simulare. Semnalul $y(mT_e)$ a fost constituit din:

$$y(mT_e) = x(mT_e) + h(mT_e) + s(mT_e) + e(mT_e) + e_n(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (\text{IV-10})$$

la care, în plus față de semnalul definit în (IV-8) apare:

$e_n(mT_e)$ este zgomotul gaussian de medie 0 și de dispersie $\sigma_n = q$.

Ambele zgomote au fost produse prin metoda Monte Carlo. Fiecare simulare Monte Carlo a inclus 100 încercări. Am variat tensiunea V_{od} cu un pas de incrementare egal cu $0,2q$.

În figura IV-4 se prezintă valoarea medie a estimatorului ENOB_{hist} în funcție de V_{od}/q .

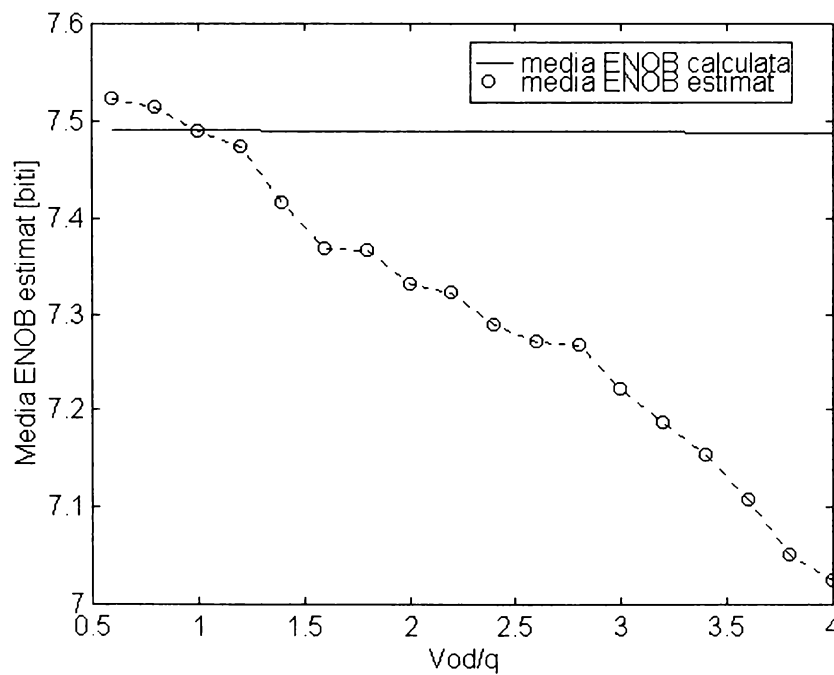


Fig. IV-4. Valoarea medie a estimatorului ENOB_{hist} în funcție de V_{od}/q .

Din figura IV-4 rezultă că pentru $q \leq V_{od} \leq 1,4q$ valoarea medie a estimatorului ENOB_{hist} este foarte apropiată de valoarea dată de relația (IV-9). Eroarea absolută $\Delta \text{ENOB} = \left| \overline{\text{ENOB}_{hist}} - \text{media}(\text{ENOB}_{hist}) \right|$ cea mai mică am obținut-o la $V_{od} = q$ ($\Delta \text{ENOB} \approx 0$ biți) (prin $\text{media}(\text{ENOB}_{hist})$ am notat valoarea medie a estimatorului ENOB_{hist}). La $V_{od} = 1,2q$ am obținut $\Delta \text{ENOB} = 0,017$ biți, iar la $V_{od} = 1,4q$ am obținut $\Delta \text{ENOB} = 0,0741$ biți. Pentru $V_{od} > 2q$ eroarea absolută ΔENOB crește datorită, în principal, preciziei scăzute a estimatorului ENOB_{hist} în absența zgomotului e_n (v. figura IV-2).

Trebuie subliniat faptul că în cazul pe care l-am analizat valoarea parametrului ENOB este de 6.1 biți. Diferența ridicată între ENOB și $ENOB_{hist}$ se datorează faptului că histograma mediază zgomotul aditiv, conducând la o contribuție neglijabilă din partea acestuia. Deci, zgomotul aditiv aferent CAN are o influență neglijabilă în estimarea parametrului ENOB. Conform standardelor folosite pentru testarea CAN (standardele IEEE 1057-94 și IEEE 1241), la estimarea parametrului ENOB trebuie să se țină cont și de zgomotul dependent de timp (zgomotul aditiv, zgomotul datorat incertitudinii de apertură) [11]. **Din acest motiv $ENOB_{hist}$ nu poate fi un estimator al parametrului ENOB așa cum îl recomandă cei care l-au propus [33]. În schimb, $ENOB_{hist}$ poate fi folosit pentru estimarea numărului de biți efectivi corespunzători comportării deterministe a unui CAN [34].**

IV-2. CONCLUZII

Testul prin histograma saturată nu permite estimarea parametrului ENOB al unui CAN deoarece histograma mediază zgomotul aditiv și zgomotul datorat incertitudinii de apertură, conducând la o contribuție neglijabilă din partea acestora. În schimb, histograma saturată permite estimarea cu precizie ridicată a numărului de biți efectivi corespunzători comportării deterministe a unui CAN. **Am arătat faptul că precizia de estimare a numărului de biți efectivi corespunzători comportării deterministe a unui CAN depinde de valoarea tensiunii $V_{od}=A+V_o-FSR/2$. De asemenea, am stabilit faptul că pentru obținerea unei precizii ridicate de estimare a numărului de biți efectivi corespunzători comportării deterministe a unui CAN se recomandă utilizarea unui număr cât mai mic de perioade ale semnalului de test.**

Am corectat relația prezentată în [34] pentru valoarea medie a parametrului ENOB estimat pe baza histogramei saturate, în cazul în care asupra CAN se manifestă un zgomot Gaussian aditiv. Corecția se realizează asupra celui de-al doilea termen al relației prezentate în [34], conducând la o creștere cu 1,22% a preciziei de determinare a acestui termen. Relația pe care am obținut-o este foarte precisă pentru tensiuni V_{od} care conduc, în lipsa zgomotului aditiv, la o foarte mare precizie de estimare a numărului de biți efectivi.

SISTEMUL “ADC TEST” DE TESTARE A CONVERTOARELOR ANALOG-NUMERICE

V-1. PREZENTAREA SISTEMULUI ADC TEST

Sistemul **ADC TEST** l-am conceput și realizat în scopul testării statice și dinamice a convertoarelor analog-numerice. **ADC TEST** este un sistem complex cu următoarele caracteristici:

- achiziția unui număr maxim de 4096 cuvinte de cod reprezentate pe 16 biți;
- frecvența de eșantionare maximă de 10 MHz;
- comanda generatoarelor de semnal conectate la magistrala interfeței IEEE 488;
- prezentarea prin meniu desfășurat, multifereastră și gestionat prin “mouse”;
- testarea atât a convertoarelor care funcționează cu tact de eșantionare cât și a celor care nu funcționează cu tact de eșantionare;
- este destinat, în principal, testării CAN în situația în care între frecvențele de intrare și de eșantionare nu există o relație de coerență, dar permite și testarea în situația în care aceste frecvențe sunt coerente;
- se pot utiliza cinci metode de testare:
 - testarea prin analiză spectrală în modul “single-tone”;
 - testarea prin analiză spectrală în modul “dual-tone”;
 - testarea pe baza metodei de interpolare a FFT;
 - testarea pe baza densității spectrale de putere estimată cu metoda Welch;
 - testarea prin intermediul histogramei saturate;
- fiecărei metode de testare îi corespund mai multe ferestre grafice care furnizează un număr mare de informații referitoare la caracteristicile CAN supus testării;
- estimarea unui număr mare de parametri ai convertorului supus testării;
- compararea rezultatelor obținute cu cele specificate în datele de catalog, cu indicația “go no go”;
- salvarea sub format ASCII a parametrilor care caracterizează procesul de achiziție și a parametrilor convertorului supus testării;
- permite caracterizarea procesului de achiziție;
- posibilitatea prelucrării și a fișierelor de date simulate sau obținute pe baza altor sisteme de achiziție;
- înlocuirea facilă a sistemului de achiziție folosit în **ADC TEST** cu alt sistem de achiziție.

Spre deosebire de sistemul de testare al cărui principiu l-am prezentat în [55], în care se urmărea estimarea parametrului selectat al CAN pe baza mai multor metode de testare, **ADC TEST** permite estimarea, pentru fiecare metodă de testare selectată, a unui număr mare de parametri ai CAN supus testării.

ADC TEST se compune din (v. figura V-1):

- un calculator PC Pentium 300 MHz, pe care se află ansamblul de programe folosite pentru achiziția semnalelor de ieșire ale CAN supus testării, precum și pentru testarea CAN. Programele de achiziție sunt scrise în limbajul C și în limbajul de

asamblare al procesorului de semnal TMS320C50. Programele de testare sunt scrise în limbajul MATLAB 4.2 și ocupă un spațiu de memorie de aproximativ 1 Mo.

- un sistem de achiziție realizat cu sistemul TMS320C5x DSK bazat pe procesorul de semnal TMS320C50 [57], [58]. Sistemul TMS320C5x DSK este conectat la PC prin intermediul interfeței seriale RS232C. Sistemul de achiziție permite testarea CAN care au o rezoluție de maximum 16 biți.

- un circuit care conține CAN supus testării și circuite aferente conectării sale la sistemul de achiziție. Acest circuit poate fi realizat de firma constructoare a CAN sau de utilizatorul sistemului **ADC TEST**.

- două generatoare de semnal sinusoidal de tipul HM8130 [59], comandate prin program via magistrala interfeței IEEE 488;

- un sumator (cuplor) folosit pentru testarea în modul “dual-tone”. Sumatorul este un circuit pasiv alcătuit dintr-un triunghi cu 3 rezistențe de 50Ω care asigură adaptarea generatoarelor de semnal.

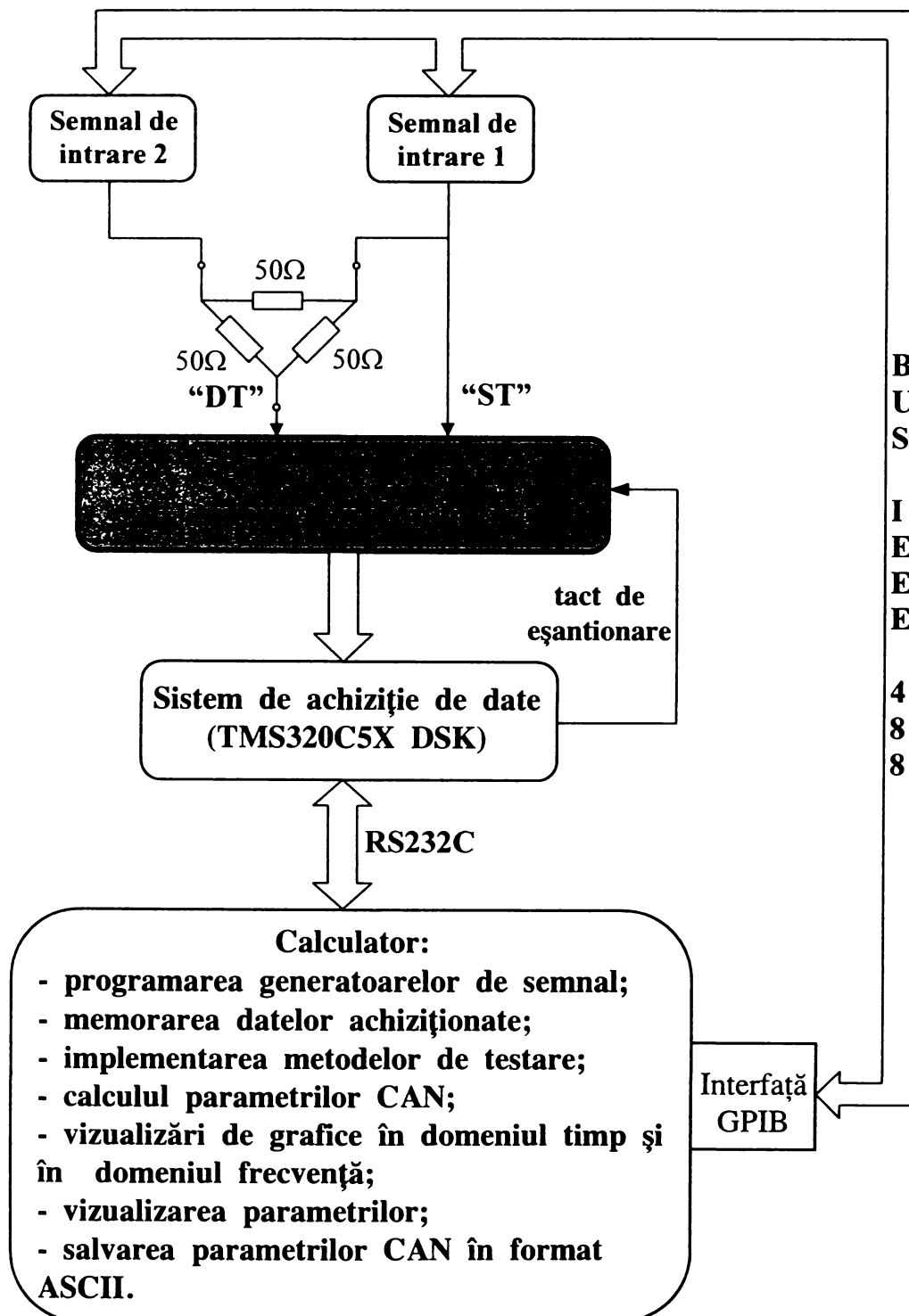


Fig. V-1. Schema bloc a sistemului **ADC TEST**.

Sistemul TMS320C5X DSK prezintă mai mulți conectori externi, care permit achiziția directă a unor cuvinte de cod de 16 biți la o frecvență de eșantionare maximă de 10 MHz (frecvența de eșantionare din cadrul **ADC TEST** este stabilită de către sistemul TMS320C5X DSK).

De asemenea, sistemul TMS320C5X DSK are în componență un circuit de interfață analogică TLC32040C realizat în tehnologie CMOS. Acesta conține un CAN și un convertor numeric-analogic, fiecare având o rezoluție de 14 biți și o frecvență maximă de eșantionare de 19,2 kS/s. Circuitul TLC32040C mai conține un filtru de intrare antialiere trece-bandă, cu banda de frecvențe 300-3600 Hz a cărui utilizare este validată sau invalidată prin programare. La ieșirea circuitului TLC32040C se află un filtru trece-jos de reconstrucție, cu frecvența de tăiere de 3,7 kHz, urmat de un filtru în timp continuu care elimină imaginile semnalului decodat numeric.

În [56] se prezintă partea din sistemului **ADC TEST** aferentă metodei de analiză spectrală în modul “single-tone” și a metodei bazate pe densitatea spectrală de putere estimată cu metoda Welch.

V-2. ETAPELE UTILIZATE ÎN TESTAREA UNUI CAN

Testarea unui CAN în cadrul **ADC TEST** presupune efectuarea următoarelor trei etape:

- specificarea unor date de catalog ale convertorului;
- specificarea parametrilor aferenți procesului de achiziție;
- realizarea achiziției, prelucrarea numerică a semnalului achiziționat și afișarea rezultatelor.

a) Specificarea unor date de catalog ale convertorului

La intrarea în programul de testare apare pagina grafică prezentată în figura V-2(a). Se introduce în caseta de editare aferentă numele convertorului care urmează a fi testat.

În vederea testării CAN trebuie specificate unele date de catalog ale convertorului. Pagina grafică în care trebuie specificate aceste informații este prezentată în figura V-2(b). Această pagină grafică apare prin apăsarea butonului “ADC Characteristics” (singurul buton a cărei funcție este activă la intrarea în pagina grafică din figura V-2(a)). Trebuie neapărat specificate următoarele caracteristici ale convertorului: domeniul dinamic maxim (caseta de editare aferentă apare prin activarea butonului aferent tipului convertorului: unipolar sau bipolar), frecvența maximă de eșantionare și rezoluția. De asemenea, în această pagină grafică pot fi introduse specificațiile limită, date în catalog, ale parametrilor convertorului, care urmează a fi estimați. La sfârșitul fiecărei metode de testare parametri estimați sunt comparați cu specificațiile lor limită pentru a vedea dacă convertorul satisface sau nu performanțele date de fabricant.

Prin apăsarea butonului “Close” are loc ștergerea tuturor caracteristicilor din această pagină grafică și revenirea la prima pagină grafică (figura V-2(a)), în care singurul buton care apare este butonul “ADC Characteristics”, a cărei funcție este activă. Prin apăsarea butonului “OK” are loc setarea caracteristicilor CAN cu valorile introduse și revenirea la prima pagină grafică.

Dacă cel puțin una dintre caracteristicile convertorului (domeniul dinamic maxim, frecvența de eșantionare sau rezoluția) nu este specificată programul de testare

este blocat în această etapă (la revenire în prima pagină singurul buton care apare este butonul "ADC Characteristics", a cărei funcție este activă). Dacă toate aceste caracteristici sunt introduse (chiar dacă nu este introdusă nici o specificație limită a vreunui parametru care urmează a fi estimat) la revenire în prima pagină alături de butonul "ADC Characteristics" apare și butonul "Acquisition", a cărui funcție este activă. Este, astfel, posibilă continuarea programului de testare cu următoarea etapă.

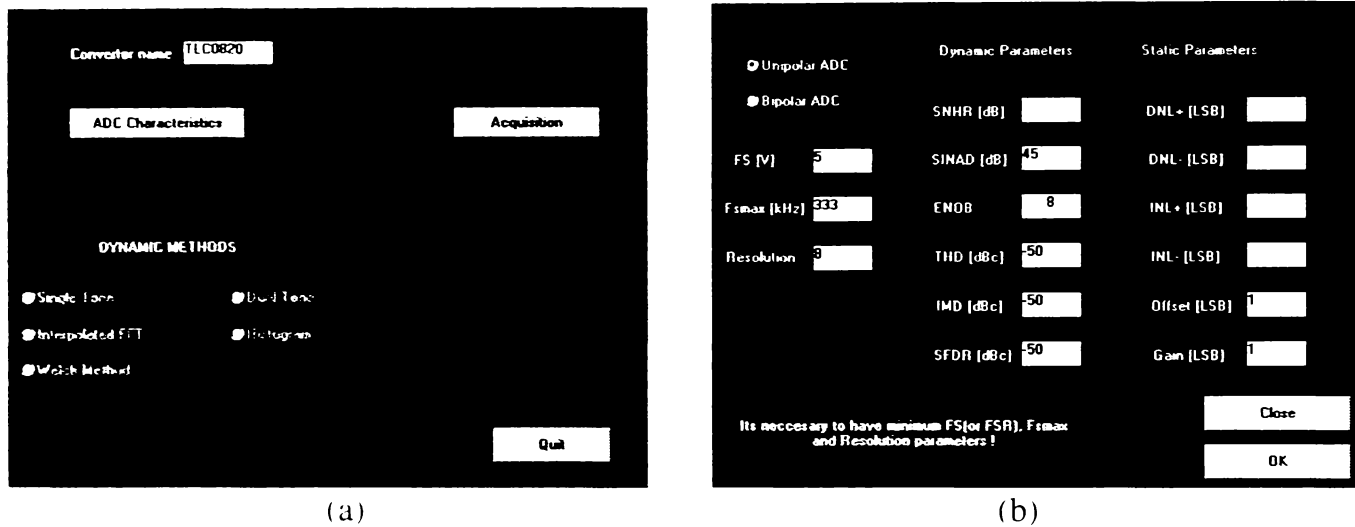


Fig. V-2. (a) Prima pagină grafică; (b) Pagina grafică ce conține informațiile date de fabricant despre convertorul care urmează a fi testat.

b) Specificarea parametrilor aferenți procesului de achiziție

Intrarea în această etapă se realizează prin apăsarea butonului "Acquisition" din prima pagină (figura V-2(a)). Parametri aferenți procesului de achiziție pentru modul de testare "single-tone" trebuie specificați în pagina grafică care apare prin activarea butonului "Single Tone" (figura V-3(a)). Pentru modul "dual-tone" parametri aferenți procesului de achiziție trebuie specificați în pagina grafică care apare prin activarea butonului "Dual Tone" (figura V-3(b)).

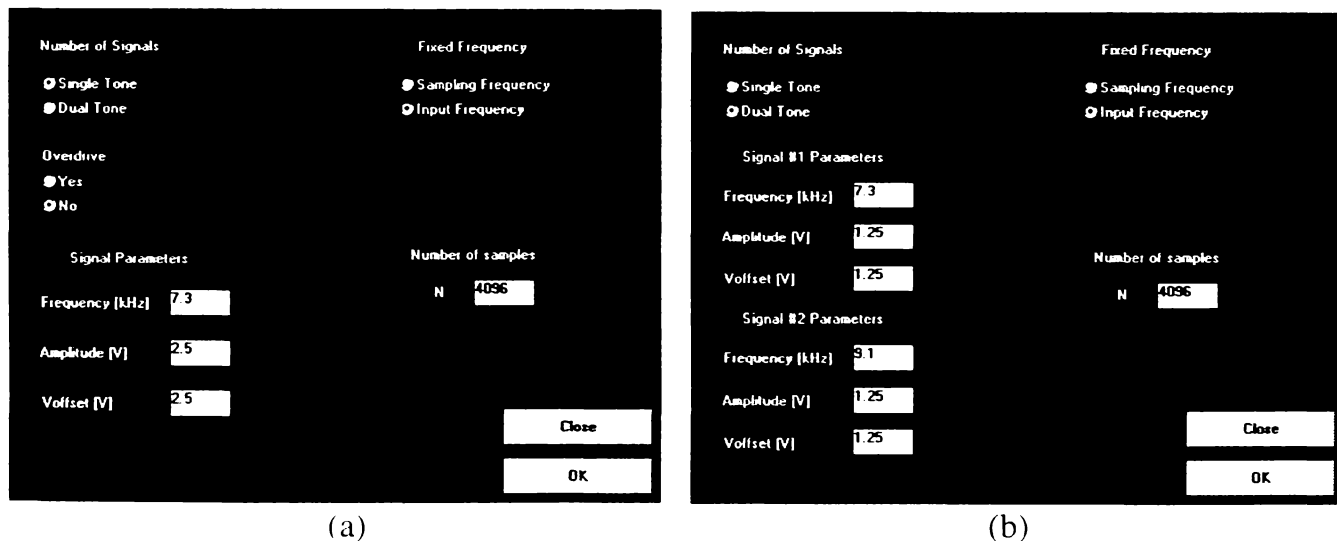


Fig. V-3. Parametri procesului de achiziție corespunzătorii testării în: (a) modul "single-tone" și (b) în modul "dual-tone".

În fiecare din paginile grafice prezentate mai sus trebuie introduși parametri fiecărui semnal sinusoidal de intrare (frecvență, amplitudine și tensiunea de decalaj), precum și numărul de eșantioane achiziționate. În plus, pentru modul "single-tone"

trebuie specificat dacă se dorește ca semnalul de testare să aibă o valoare vârf la vârf mai mare sau nu decât domeniul dinamic maxim al CAN. Saturarea CAN se folosește numai în cazul testării prin intermediul histogramei saturate.

În cazul în care se optează pentru nesaturarea CAN, dacă se introduc pentru parametri semnalului de intrare valori care depășesc valorile maxime admise programul modifică corespunzător valorile introduse.

În cazul în care se optează pentru saturarea CAN numai dacă frecvența de intrare depășește valoarea maximă admisă, aceasta se modifică corespunzător de către program.

În modul “dual-tone” parametri semnalului de intrare se modifică ca și în cazul modului “single-tone”, la care s-a optat pentru nesaturarea CAN.

Pentru CAN care funcționează cu tact de eșantionare trebuie activat butonul “Sampling Frequency”, după care trebuie specificată, în caseta de editare aferentă valoarea frecvenței de eșantionare. Pentru CAN care nu funcționează cu tact de eșantionare trebuie activat butonul “Input Frequency”.

La CAN care funcționează cu tact de eșantionare, dacă valoarea introdusă pentru frecvența de eșantionare este mai mare decât frecvența de eșantionare maximă a CAN, programul modifică corespunzător valoarea introdusă.

Prin apăsarea butonului “Close” are loc ștergerea tuturor parametrilor semnalului (semnalelor) de intrare, a numărului de eșantioane și revenirea la pagina anterioară.

Prin apăsarea butonului “OK” are loc setarea parametrilor aferenți procesului de achiziție cu valorile introduse și a tipului de convertor care urmează a fi testat. Dacă cel puțin un parametru aferent procesului de achiziție nu a fost introdus sau nu a avut loc niciodată validarea niciunui dintre butoanele “Sampling Frequency” sau “Input Frequency”, atunci programul este blocat în această etapă (la revenirea în pagina anterioară apar numai butoanele “ADC Characteristics” și “Acquisition”, a căror funcții sunt active). În caz contrar, la revenirea în pagina anterioară, apar și butoanele aferente metodelor de testare (v. figura V-2(a)), a căror funcție este activă, cu observația că funcția butonului “Dual Tone” este activă numai în cazul setării modului “dual-tone”. În această situație se poate continua programul cu următoarea etapă.

c) Realizarea achiziției, prelucrarea semnalului achiziționat și afișarea rezultatelor

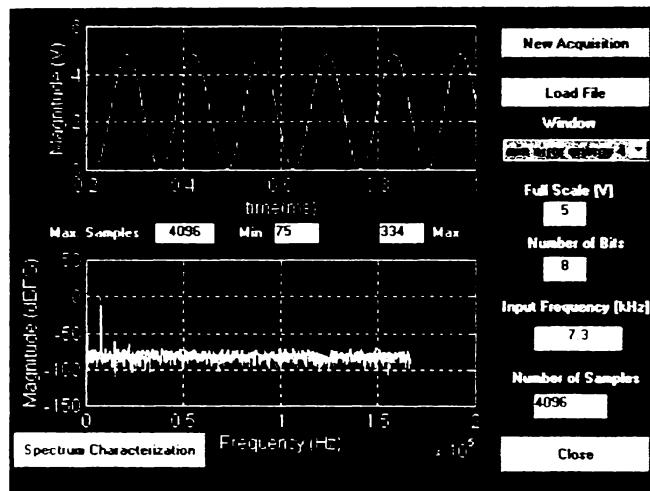
c-1) Metoda de testare prin analiză spectrală în modul “single-tone”

Paginile grafice disponibile pentru această metodă sunt prezentate în figura V-4.

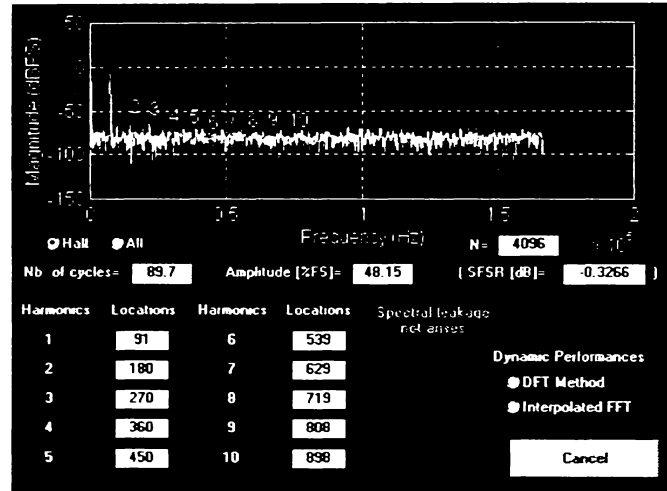
În pagina grafică prezentată în figura V-4(a) butonul “New Acquisition” inițiază procesul de achiziție. La sfârșitul procesului de achiziție se obține fișierul de date, al cărui nume este stabilit de utilizator. Graficul de sus din această pagină rezultă atunci când fișierul de intrare este încărcat, lucru care se realizează prin apăsarea butonului “Load File”. Acest grafic prezintă semnalul achiziționat în funcție de timp. Se poate vizualiza orice porțiune din acest semnal delimitată de valorile introduse în casetele de editare “Min” și “Max”. De asemenea, este specificat numărul de eșantioane achiziționate în caseta text “Max. Samples”. Graficul de jos prezintă spectrul realizat pe baza transformatei Fourier discrete (DFT) a semnalului achiziționat. Acest grafic apare după alegerea tipului ferestrei. Ferestrele temporale sunt alese pe baza parametrului NOB_{ST} introdus de autor (v. § II-1.1.). Sunt utilizate și ferestrele cu valoarea minimă a celui mai mare lob secundar (“minimum level”) [45] (v. Anexa 2). Numărul de eșantioane folosite în realizarea spectrului DFT se poate modifica, valoarea dorită înscriindu-se în caseta de editare “Number of samples”. Valoarea minimă pentru numărul de eșantioane este de 512 (orice valoare introdusă mai mică

decât 512 conduce la setarea la valoarea 512). iar valoarea maximă este dată de numărul de eșantioane achiziționate (orice valoare introdusă mai mare decât valoarea maximă conduce la setarea la valoarea maximă).

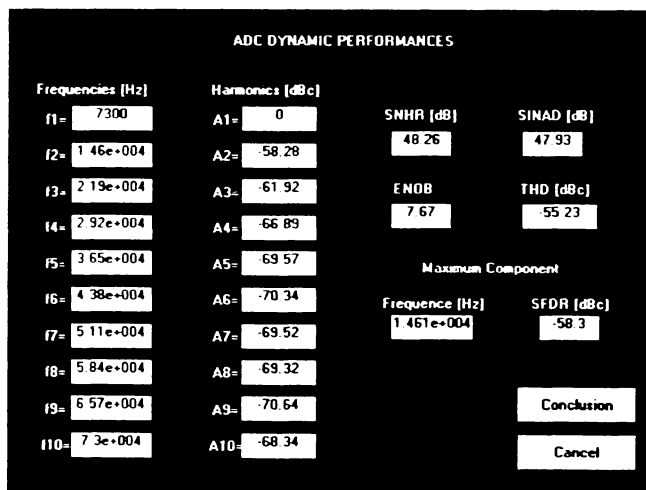
Pagina grafică din figura V-4(a) mai prezintă valorile aferente domeniului dinamic maxim al CAN, rezoluției CAN și frecvenței de intrare, dacă CAN nu funcționează cu tact de eșantionare sau frecvenței de eșantionare, dacă CAN funcționează cu tact de eșantionare.



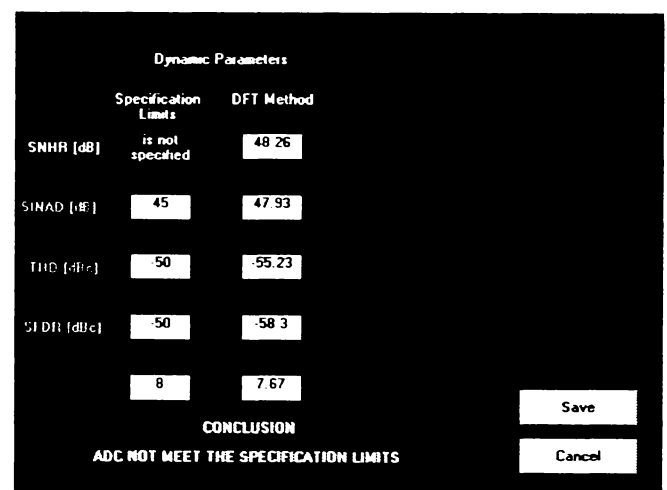
(a)



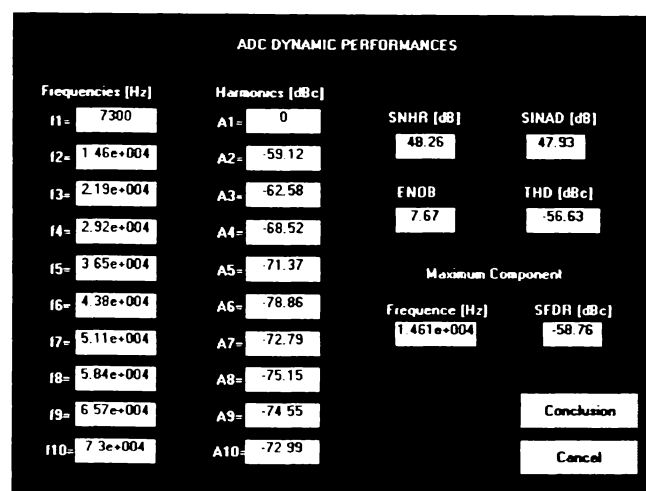
(b)



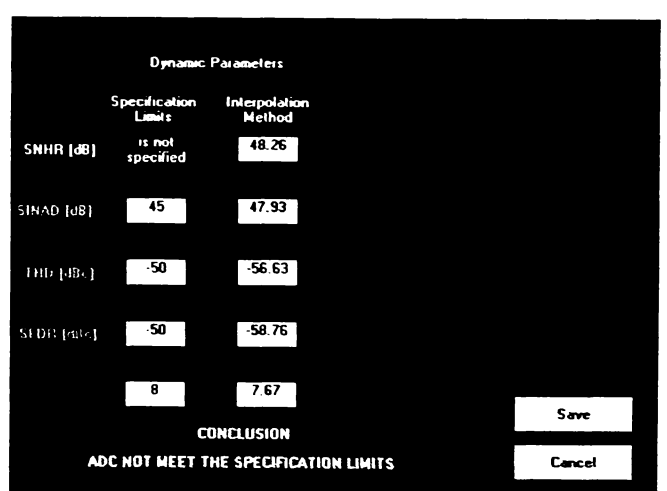
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. V-4. Paginile grafice disponibile pentru analiza spectrală în modul “single-tone”.

Prin apăsarea butonului “Spectrum Characterization” se obține pagina grafică prezentată în figura V-4(b). Graficul din această figură prezintă, de asemenea, spectrul DFT anterior obținut, dar cu vizualizarea locală a fundamentalei și a primelor 9 componente armonice. Butonul “Half” permite reprezentarea spectrului DFT până la jumătatea frecvenței de eșantionare, iar butonul ”All” permite reprezentarea spectrului DFT până la frecvența de eșantionare. Pagina grafică specifică numărul de eșantioane utilizate în calculul DFT, valorile locațiilor fundamentalei și a primelor 9 componente armonice, numărul de cicluri ale semnalului achiziționat, precum și amplitudinea sa (indicată în procente din domeniul dinamic maxim). Se specifică, de asemenea, raportul dintre valoarea vârf la vârf a semnalului achiziționat și domeniul dinamic maxim al CAN, SFSR (“Signal to Full Scale Ratio”).

Pagina grafică prezentată în figura V-4(c) se obține prin apăsarea butonului “DFT Method”. În această pagină se specifică performanțele dinamice ale CAN obținute pe baza estimatorilor prezentați în Anexa 3. Se specifică valorile fundamentalei și a primelor 9 componente armonice, precum și frecvențele aferente acestora. Se mai specifică valorile parametrilor SNHR, SINAD, ENOB, THD, SFDR și frecvența corespunzătoare celei mai mari componente datorate zgomotului.

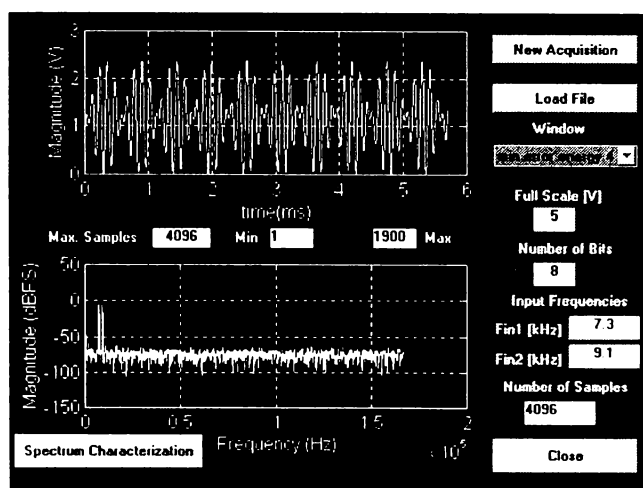
Pagina grafică prezentată în figura V-4(d) se obține prin apăsarea butonului “Conclusion”. În această pagină grafică se specifică valorile parametrilor dinamici obținuți prin testare și valorile lor limită. Parametri care satisfac performanțele impuse de fabricant sunt scriși cu verde, iar cele care nu satisfac sunt scriși cu roșu. Se precizează dacă convertorul testat satisface sau nu performanțele limită date de fabricant. Prin apăsarea butonului “Save” parametri procesului de achiziție și parametri dinamici ai CAN pot fi salvați sub format ASCII, într-un fișier, al cărui nume este stabilit de utilizator.

Prin selectarea butonului “Interpolated FFT” se obține pagina grafică prezentată în figura V-4(e). Această pagină grafică este identică cu pagina grafică prezentată în figura V-4(c), cu deosebirea că valorile componentelor armonice și parametri THD și SFDR sunt calculați pe baza metodei IFFT (v. § III).

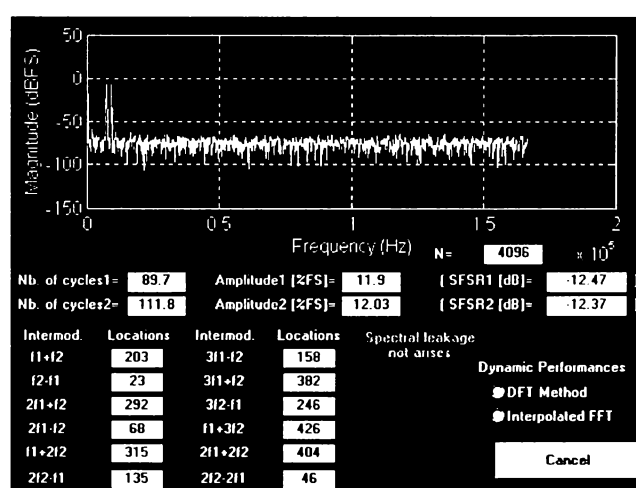
Prin apăsarea butonului “Conclusions” se obține pagina grafică prezentată în figura V-4(f). Această pagină grafică este identică cu pagina grafică prezentată în figura V-4(d), cu deosebirea că parametri THD și SFDR sunt calculați pe baza metodei IFFT.

c-2) Metoda de testare prin analiză spectrală în modul “dual-tone”

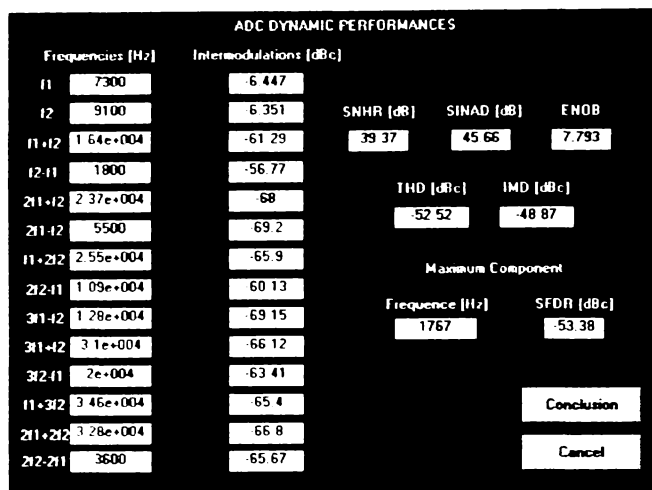
Paginile grafice disponibile pentru această metodă sunt prezentate în figura V-5.



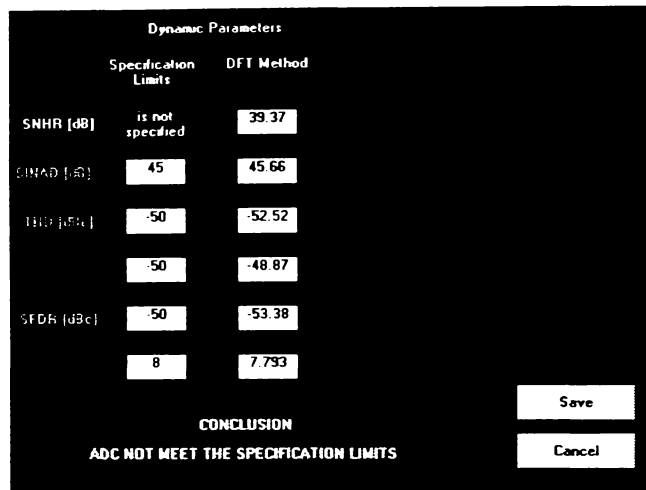
(a)



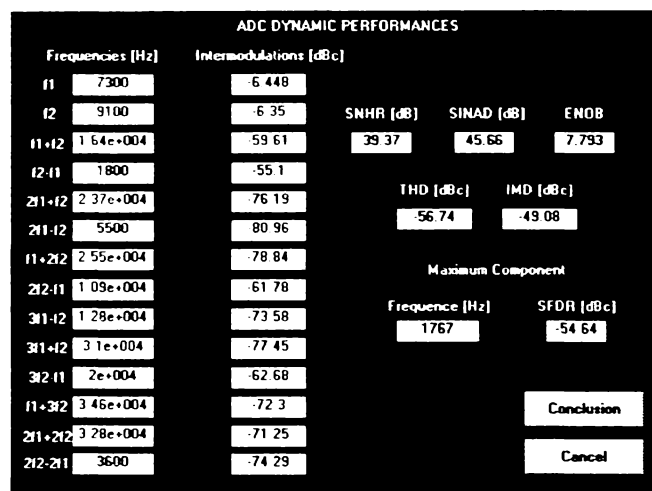
(b)



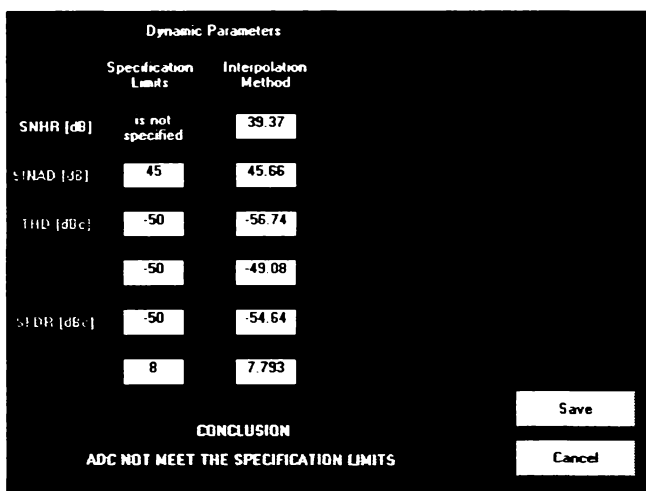
(c)



(d)



(e)



(f)

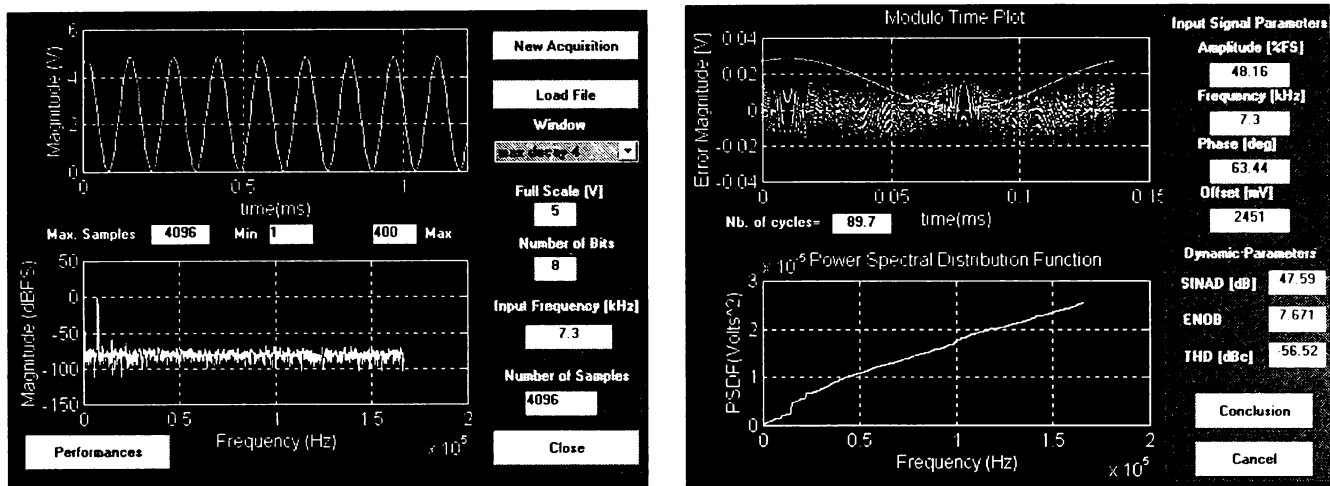
Fig. V-5. Paginile grafice disponibile pentru analiza spectrală în modul “dual-tone”.

Paginile grafice prezentate în figura V-5 sunt similare cu paginile grafice prezentate în figura V-4, cu deosebirile:

- în cazul în care CAN nu funcționează cu tact de eşantionare se specifică în pagina grafică prezentată în figura V-5(a) ambele frecvențe de intrare;
- în pagina grafică din figura V-5(b) se prezintă spectrul DFT al semnalului achiziționat și se specifică valorile locațiilor de memorie aferente componentelor de intermodulație până la ordinul 4 inclusiv. Se specifică, de asemenea, pentru ambele semnale sinusoidale numărul de cicluri, amplitudinea și SFSR;
- ferestrele sunt alese pe baza parametrului NOB_{DT} introdus de autor (v. § II-2.2.);
- paginile grafice din figurile V-5(c) și V-5(e) specifică valorile componentelor de intermodulație până la ordinul 4 inclusiv;
- parametrii dinamici se estimează pe baza relațiilor prezentate în Anexa 4 (se estimează, în plus, parametrul IMD).

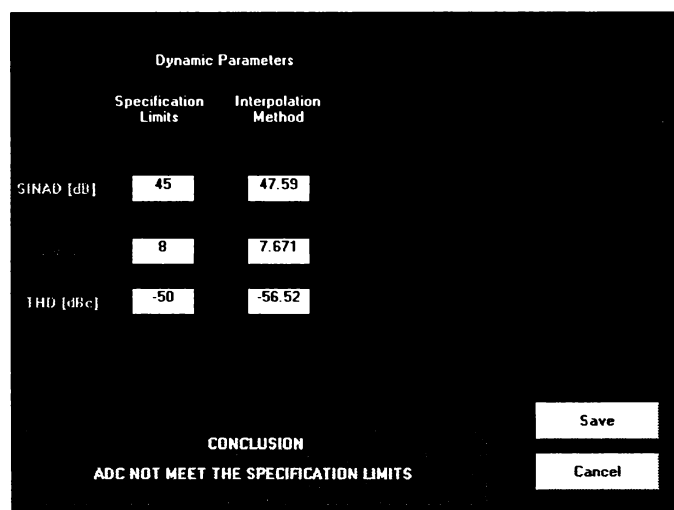
c-3) Metoda de interpolare a FFT

Paginile grafice disponibile pentru această metodă sunt prezentate în figura V-6.



(a)

(b)



(c)

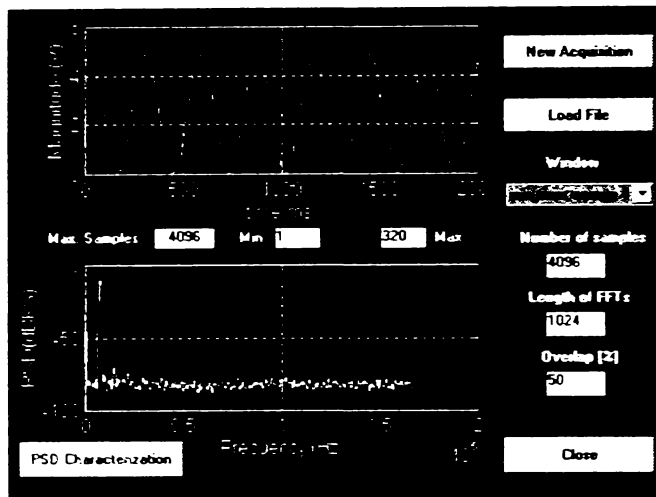
Fig. V-6. Paginile grafice disponibile pentru metoda de interpolare a FFT.

Pagina grafică prezentată în figura V-6(a) este identică cu pagina grafică prezentată în figura V-4(a). Ferestrele utilizate sunt numai cele cu rata maximă de scădere a lobilor secundari de ordine 3–7.

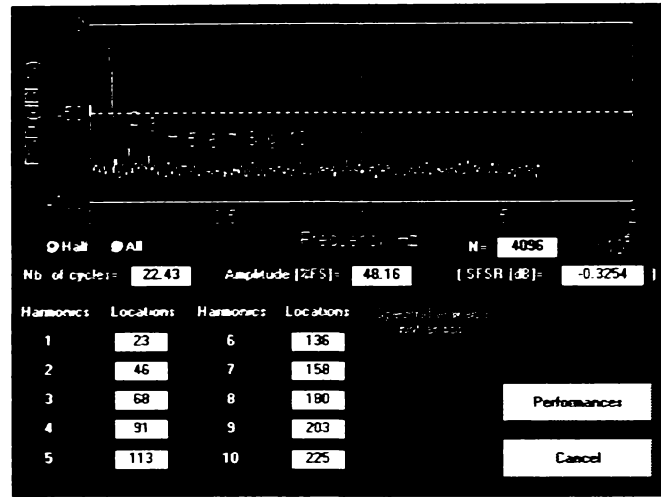
Prin apăsarea butonului “Performances” se obține pagina grafică prezentată în figura V-6(b). Graficul de sus din această pagină prezintă semnalul achiziționat și semnalul de eroare (v. § III) pe o perioadă, obținute pe baza metodei “module time plot” [60]. Graficul de jos prezintă funcția distribuției spectrale de putere a semnalului de eroare. Pe baza acestui grafic pot fi puse foarte clar în evidență distorsiunile armonice aferente semnalului achiziționat [61]. În această pagină grafică se specifică numărul de cicluri ale semnalului achiziționat, parametri semnalului sinusoidal care aproximează cel mai bine semnalul achiziționat (amplitudine, frecvență, fază, offset), precum și valorile estimate ale parametrilor dinamici SINAD, ENOB și THD (v. § III).

Prin apăsarea butonului “Conclusions” se obține pagina grafică din figura V-6(c). Această pagină grafică este identică cu pagina grafică din figura V-4(d) cu deosebirea că sunt specificate valorile estimate și valorile limită date în catalog numai pentru parametri SINAD, ENOB și THD.

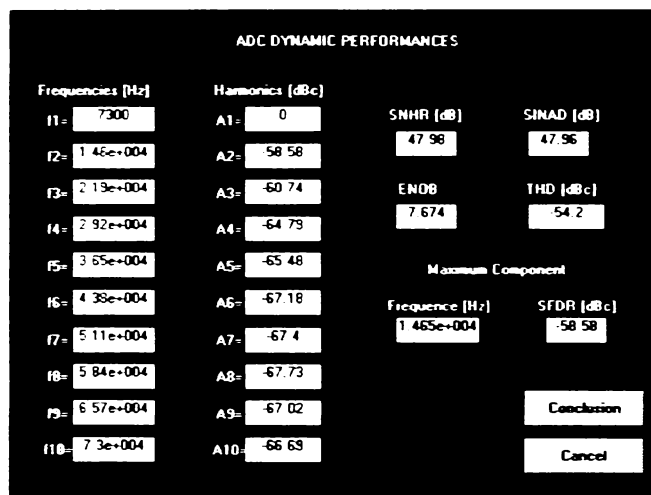
Paginile grafice disponibile pentru această metodă sunt prezentate în figura V-7.



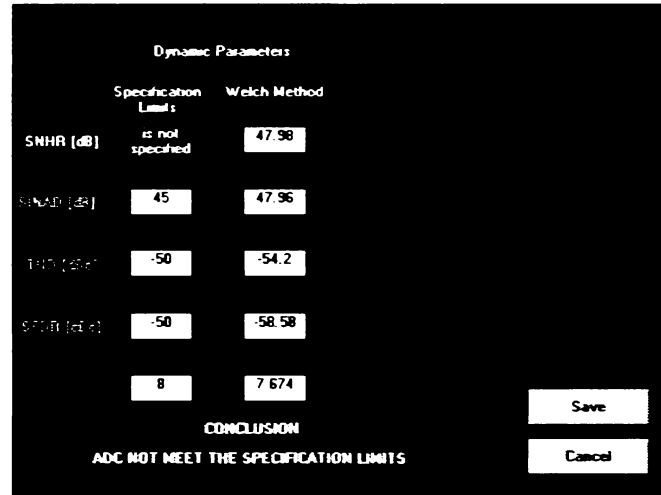
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. V-7. Paginile grafice disponibile pentru metoda de testare pe baza densității spectrale de putere.

Spre deosebire de pagina grafică prezentată în figura V-4(a) în pagina grafică prezentată în figura V-7(a) în locul spectrului DFT al semnalului achiziționat este reprezentată densitatea spectrală de putere (PSD) a semnalului achiziționat, estimată pe baza metodei Welch [41]. Pentru reprezentarea grafică a PSD trebuie stabilite: lungimea transformatelor FFT, suprapunerea între segmentele de date succesive. Valorile dorite pentru acestea se înscriu în casetele de editare aferente, cu observația că orice depășire a valorilor maxime admise conduce la o modificare corespunzătoare prin program a valorilor introduse. Se poate modifica numărul de eșantioane folosite în reprezentarea PSD, folosind în acest scop caseta de editare aferentă (valoarea nu poate fi mai mică decât 512 și nu poate depăși numărul de eșantioane achiziționate, în caz contrar valoarea introdusă se modifică corespunzător de către program).

Se folosesc aceleași ferestre temporale și același criteriu de alegere a acestora ca și în cazul analizei spectrale în modul "single-tone".

Prin apăsarea butonului "PSD Characterization" se obține pagina grafică prezentată în figura V-7(b). Graficul din această pagină prezintă, de asemenea, PSD a

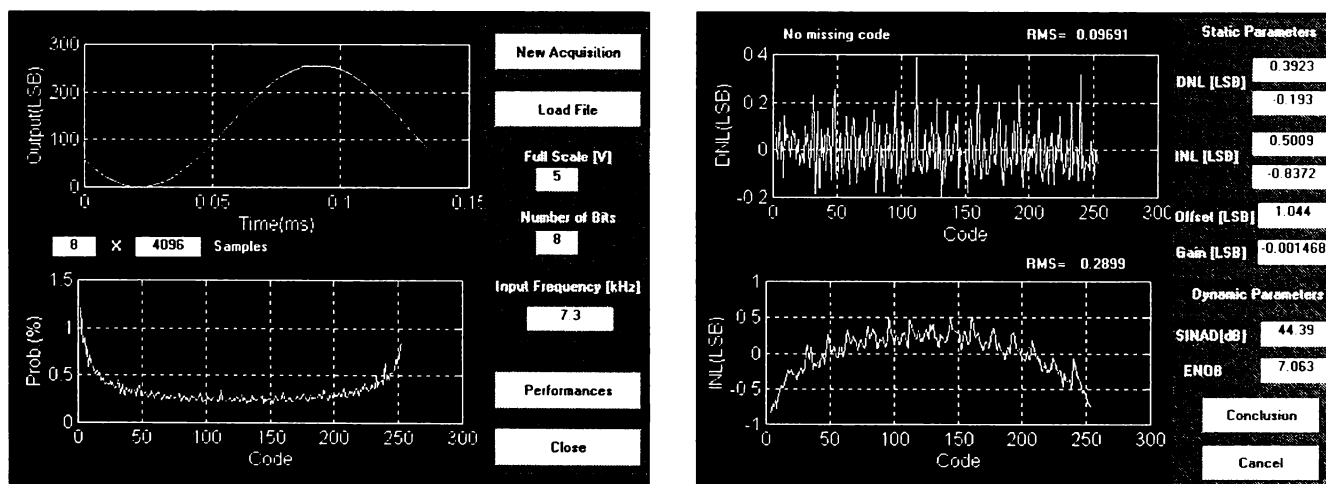
semnalului achiziționat, estimată pe baza metodei Welch, dar cu localizarea vizuală a fundamentalei și a primelor 9 componente armonice. Este posibilă reprezentarea PSD până la o frecvență egală cu jumătate din frecvența de eșantionare (prin activarea butonului “Half”) sau până la o frecvență egală cu frecvența de eșantionare (prin activarea butonului “All”). În această pagină grafică mai sunt specificate numărul de cicluri ale semnalului achiziționat, amplitudinea sa exprimată în procente din domeniul dinamic maxim, precum și SFSR. Se specifică, de asemenea, valorile locațiilor fundamentalei și a primelor 9 componente armonice.

Prin apăsarea butonului “Performances” se obține pagina grafică prezentată în figura V-7(c), în care sunt specificate performanțele dinamice obținute pentru CAN testat. Această pagină este identică cu pagina grafică prezentată în figura V-4(c), cu deosebire că toate valorile specificate în pagina V-7(c) sunt estimate pe baza PSD. Relațiile de estimare a parametrilor dinamici ai CAN pe baza PSD sunt prezentate în Anexa 7.

Prin apăsarea butonului “Conclusions” se obține pagina grafică prezentată în figura V-7(d). Această pagină este identică cu pagina prezentată în figura V-4(d), cu deosebirea că parametri dinamici sunt estimați pe baza PSD.

c-5) Metoda de testare prin intermediul histramei saturate

Paginile grafice disponibile pentru această metodă sunt prezentate în figura V-8.



(a)

(b)

| Static Parameters | | Dynamic Parameters | |
|---------------------------------------|----------------------|----------------------|------------------|
| | Specification Limits | Specification Limits | Histogram Method |
| DNL+ [LSB] | is not specified | 45 | 44.39 |
| DNL- [LSB] | is not specified | 8 | 7.063 |
| INL+ [LSB] | is not specified | | |
| INL- [LSB] | is not specified | | |
| | 1 | | |
| Gain [LSB] | 1 | | |
| | | | |
| CONCLUSION | | | |
| ADC NOT MEET THE SPECIFICATION LIMITS | | | |

(c)

Fig. V-8. Paginile grafice disponibile pentru metoda de testare prin intermediul histramei saturate.

Butonul "New Acquisition" are aceeași funcție ca butonul cu același nume prezentat în figura V-4(a). Prin apăsarea butonului "Load File" are loc încărcarea fișierului achiziționat și reprezentarea pe o perioadă a semnalului achiziționat (graficul de sus), precum și reprezentarea histogramei (graficul de jos). Se specifică în caseta text "Samples" numărul de achiziții și numărul de eșantioane aferente fiecărei achiziții. Mai sunt specificați parametri: domeniul dinamic maxim al CAN, numărul de biți și frecvența de intrare (la convertoarele care nu funcționează cu tact de eșantionare) sau frecvența de eșantionare (la convertoarele care funcționează cu tact de eșantionare).

Prin apăsarea butonului "Performances" se obține pagina grafică prezentată în figura V-8(b). Graficul de sus din această pagină prezintă neliniaritatea diferențială (NLD). Se specifică numărul de coduri lipsă și valoarea efectivă a NLD. În graficul de jos se prezintă neliniaritatea integrală (NLI). Se specifică valoarea efectivă a NLI. De asemenea, se specifică valorile limită ale NLD, valorile limită ale NLI, eroarea de decalaj, eroarea de câștig, precum și parametri SINAD și ENOB.

Prin apăsarea butonului "Conclusions" se obține pagina grafică prezentată în figura V-8(c). În această pagină grafică se specifică valorile parametrilor convertorului obținuți pe baza testării prin intermediul histogramei saturate și valorile lor limită. Se precizează dacă convertorul testat satisface sau nu performanțele limită date de producător. Butonul "Save" permite salvarea, sub format ASCII, într-un fișier a parametrilor aferenți procesului de achiziție, precum și a parametrilor CAN obținuți pe baza testării prin intermediul histogramei saturate (numele fișierului este stabilit de utilizator).

Deoarece sunt foarte complicate, sistemele de testare a CAN sunt foarte scumpe. În Europa există puține centre de cercetare care se ocupă cu testarea CAN. Unul dintre centrele de cercetare cele mai renumite în acest domeniu este laboratorul de microelectronică IXL de la Universitatea din Bordeaux. În acest centru de cercetare s-a realizat pe parcursul a două teze de doctorat un sistem de testare a CAN numit CanTest [1]. CanTest a fost vândut la 8 centre industriale din Franța și din alte țări ale lumii.

În cadrul pregătirii mele de doctorat am avut ocazia să lucrez în cadrul echipei de cercetare din cadrul laboratorului IXL care se ocupă cu testarea CAN, lucrând și cu CanTest. CanTest are la bază un calculator Apple, programele de testare fiind scrise în limbajul C și în limbaj de asamblare.

ADC TEST este diferit de CanTest atât din punct de vedere al concepției cât și al implementării soft a metodelor de testare. Astfel, din punct de vedere al concepției **ADC TEST** a urmărit:

- testarea atât a CAN care funcționează cu tact de eșantionare, cât și a CAN care nu funcționează cu tact de eșantionare (CanTest este limitat numai la testarea CAN care funcționează cu tact de eșantionare);

- testarea CAN atât în situația în care frecvențele de intrare și de eșantionare sunt coerente, cât și în situația în care între aceste frecvențe nu există o relație de coerență; de fapt **ADC TEST** este dedicat, în principal, situațiilor în care frecvențele de intrare și de eșantionare nu sunt coerente (CanTest este limitat numai la testarea CAN în situația în care între frecvențele de intrare și de eșantionare există o relație de coerență);

- posibilitatea prelucrării de fișiere de date simulate sau obținute pe baza altor sisteme de achiziție (CanTest permite prelucrarea semnalului achiziționat în acel moment, precum și de fișiere de date simulate caracteristice numai unui CAN ideal).

Aceste caracteristici fac ca **ADC TEST** să fie mult mai flexibil decât CanTest.

Programele de testare din cadrul **ADC TEST** le-am scris în limbajul MATLAB, iar cele aferente CanTest sunt scrise în limbajul C.

În plus față de avantajele menționate anterior **ADC TEST** are față de CanTest și următoarele avantaje:

- introducerea metodei de testare pe baza algoritmului IFFT;
- testarea pe baza densității spectrale de putere estimată cu metoda Welch;
- posibilitatea vizualizării oricărei porțiuni din semnalul achiziționat;
- alegerea optimă a ferestrelor temporale în cadrul analizei spectrale în modurile “single-tone” și “dual-tone” pe baza parametrilor NOB_{ST} și NOB_{DT} propuși de autor;
- posibilitatea modificării numărului de eșantioane și estimarea parametrilor pe baza noului număr de eșantioane;
- vizualizarea componentelor armonice în cadrul analizei spectrale în modul “single-tone” și în cadrul testării pe baza densității spectrale de putere;
- specificarea locațiilor componentelor armonice în cadrul analizei spectrale în modul “single-tone” și în cadrul testării pe baza densității spectrale de putere, precum și a componentelor de intermodulație în cadrul analizei spectrale în modul “dual-tone”;
- permite caracterizarea procesului de achiziție pe baza reprezentării grafice cu ajutorul metodei “modulo time plot” a semnalului achiziționat și a semnalului eroare;
- vizualizarea distorsiunilor armonice pe baza funcției distribuției spectrale de putere a semnalului eroare;
- estimarea parametrului SNHR;
- estimarea pe baza histogramei saturate și a parametrilor SINAD și ENOB.

În schimb, CanTest prezintă o serie de avantaje față de **ADC TEST**:

- dispune de un sistem de achiziție mult mai performant. De asemenea, generatoarele de semnal sunt mult mai precise decât generatorul HM 8130 folosit în cadrul sistemului **ADC TEST**, permițând testarea și a convertoarelor de rezoluții ridicate.
- se poate stabili ca spectrul utilizat să fie media mai multor spectre;
- permite caracterizarea parametrilor dinamici în funcție de frecvența de intrare sau de eșantionare;
- permite determinarea zgomotului introdus de incertitudinea de apertură pe baza histogramei “zăvorâte”.

Dacă primele două avantaje ale CanTest față de **ADC TEST** depind de dotarea materială, următoarele avantaje urmează a fi eliminate în cadrul următoarei versiuni a **ADC TEST** pe care o voi realiza.

V-3 TESTAREA UNOR CONVERTOARE ANALOG-NUMERICE

Am testat următoarele convertoare:

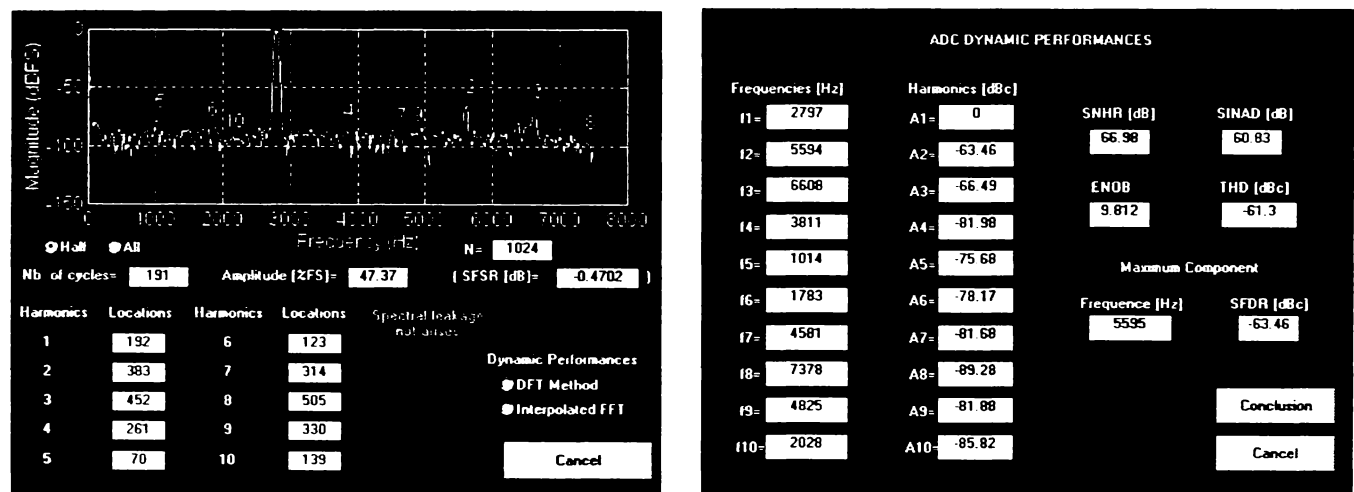
- CAN din cadrul circuitului TLC32040C [57]. Acesta este un convertor realizat în tehnologie CMOS, de 14 biți, cu o frecvență de eșantionare maximă de 19,2 kHz. Frecvența de eșantionare este stabilită prin program. Codurile de ieșire sunt reprezentate în codul complement față de doi.
- TLC0820 [63], care este un convertor rapid de 8 biți realizat în tehnologie “Advanced LinCMOS”. Utilizează tehnica de conversie în doi pași, fiind caracterizat printr-un timp minim de conversie și de acces de 1,18 μ s în modul scriere-citire cel mai rapid. Puterea disipată este de 50 mW. Este un convertor unipolar. Codurile de

ieșire sunt reprezentate în cod binar natural. Circuitul de evaluare a performanțelor l-am realizat pe baza schemei prezentate în [64].

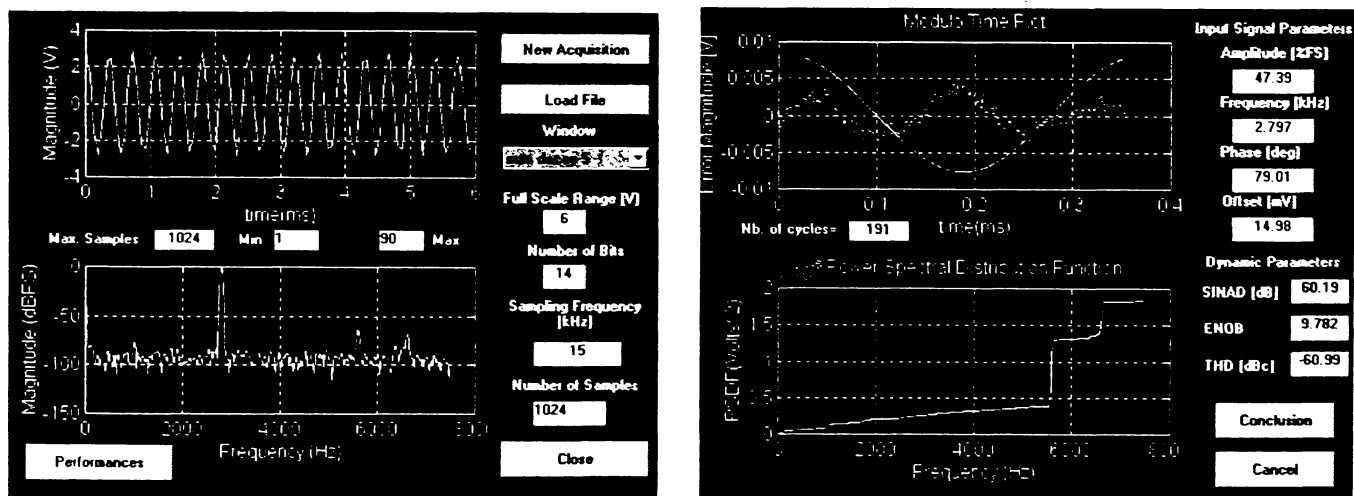
a) Testarea CAN din cadrul circuitului TLC32040C

În manualul de utilizare al generatorului de semnal HM 8130 [59] se precizează că acesta generează un semnal sinusoidal de frecvență mai mică decât 500 kHz cu un factor de distorsiuni armonice mai mic decât 0.5% (-46 dB). Un factor de distorsiuni armonice egal cu -46 dB permite caracterizarea corectă a performanțelor unui CAN cu o rezoluție de maximum 7 biți(!). Din acest motiv nu pot fi sigur că performanțele obținute prin testarea cu un semnal sinusoidal generat de HM 8130 a CAN din cadrul circuitului TLC32040C sunt cele ale convertorului.

În figura V-9 se prezintă, în situația în care nu se folosește filtrul antialiere de la intrarea circuitului TLC32040C, performanțele dinamice obținute la testarea CAN din cadrul circuitului TLC32040C pe baza analizei spectrale în modul "single-tone" (figura V-9(a)) și a metodei bazate pe algoritmul IFFT (figura V-9(b)). Frecvența de eșantionare am stabilit-o la valoarea de 15 kHz. Frecvența de intrare am ales-o egală cu 2.8 kHz. Am programat achiziția a 1024 eșantioane. În cadrul analizei spectrale am selectat fereastra Blackman-Harris -191 dB. În cadrul analizei spectrale am activat butonul "DFT Method".



(a)



(b)

Fig. V-9. Performanțele dinamice obținute la testarea CAN pe baza: (a) analizei spectrale în modul "single-tone", (b) metodei bazate pe algoritmul IFFT.

Din figura V-9 rezultă că estimările parametrilor SINAD, ENOB și THD obținute pe baza celor două metode de testare, sunt foarte apropiate. De asemenea, rezultă că cele mai importante componente armonice sunt cele de ordine 2 și 3.

În figura V-10 se prezintă, în situația în care nu se folosește filtrul antialiere, performanțele dinamice obținute la testarea CAN prin analiză spectrală în modul “dual-tone”. Frecvență de eșantionare am stabilit-o la valoarea de 15 kHz. Frecvențele celor două semnale sinusoidale le-am ales egale cu 2,8 kHz și 3,2 kHz. Am programat achiziția a 1024 eșantioane. Am activat butonul “DFT Method”.

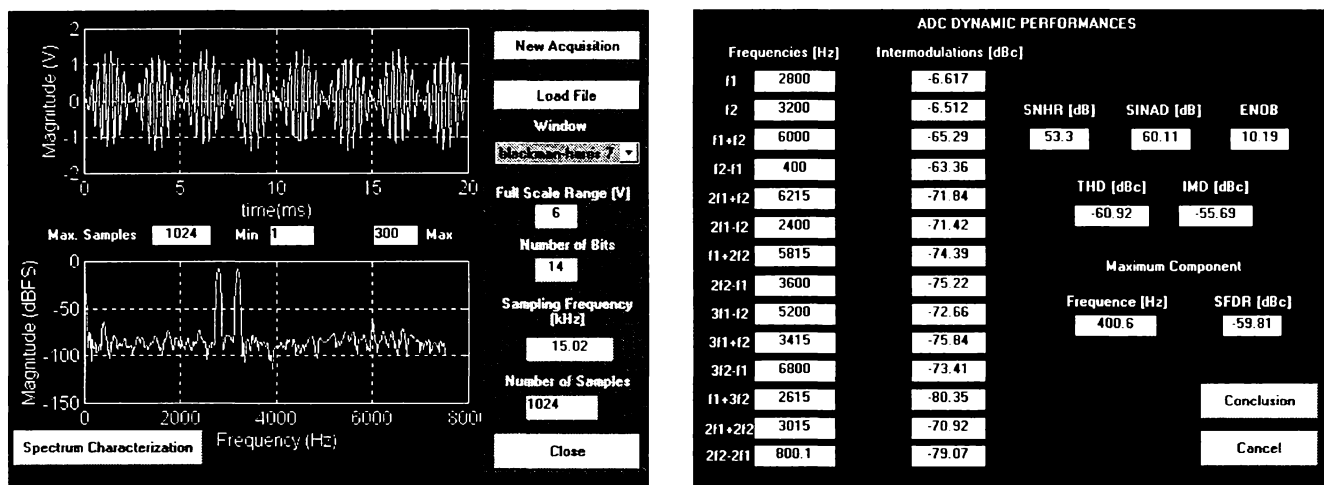
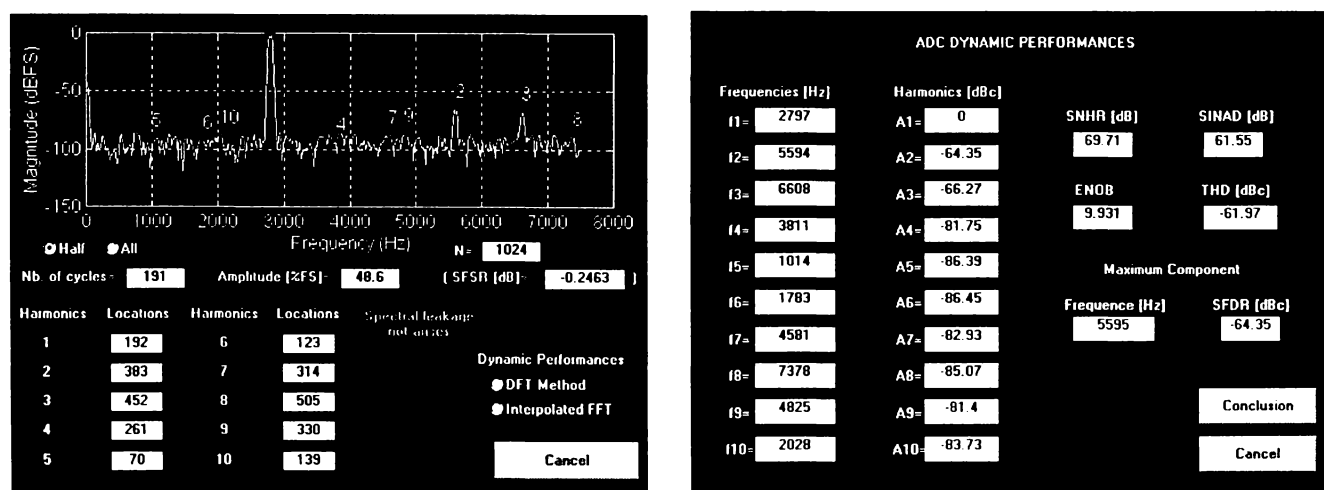


Fig. V-10. Performanțele dinamice obținute la testarea CAN prin analiză spectrală în modul “dual-tone”.

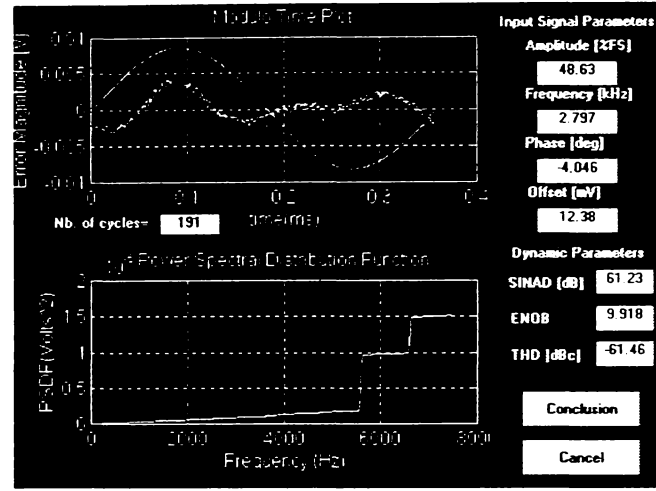
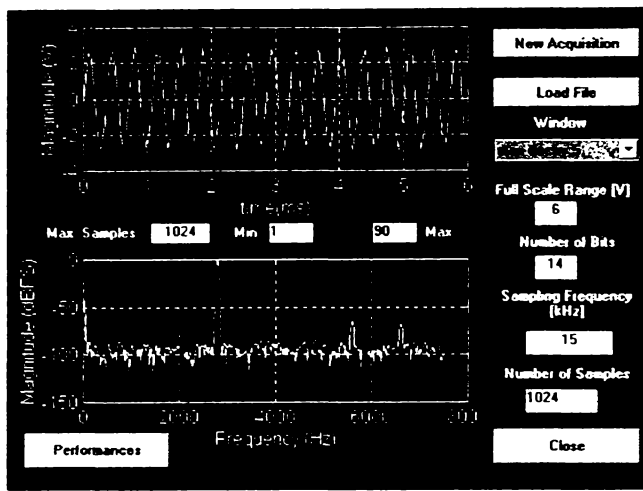
Valoarea estimată prin analiză spectrală în modul “dual-tone” a parametrului ENOB (figura V-10) este mai mare decât cea estimată prin analiză spectrală în modul “single-tone” datorită diferenței teoretice care există între acești estimatori [24].

În figura V-11 se prezintă performanțele dinamice obținute la testarea CAN cu aceleași metode de testare și aceleași parametri aferenți procesului de achiziție ca și în figura V-9, cu deosebirea că în această situație se utilizează filtrul antialiere.

Figura V-12 prezintă performanțele dinamice obținute la testarea CAN prin analiză spectrală în modul “dual-tone” (în care am activat butonul “DFT Method”), cu aceleași parametri aferenți procesului de achiziție ca și în figura V-10, dar utilizând filtrul antialiere.



(a)



(b)

Fig. V-11. Performanțele dinamice obținute la testarea CAN pe baza: (a) analizei spectrale în modul “single-tone”. (b) metodei bazate pe algoritmul IFFT.

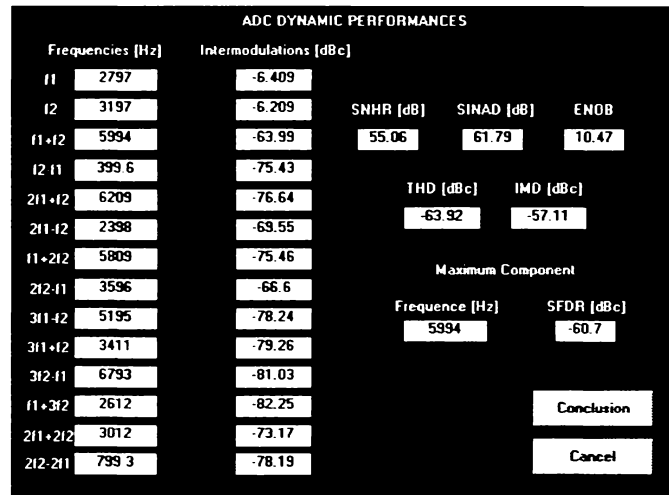
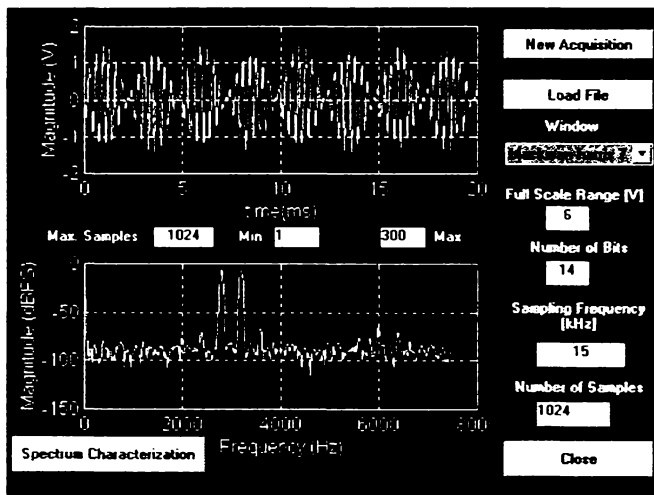
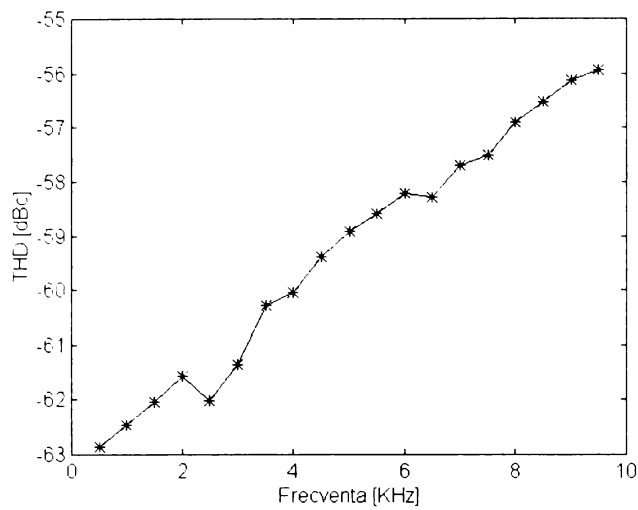


Fig. V-12. Performanțele dinamice obținute la testarea CAN prin analiză spectrală în modul “dual-tone”.

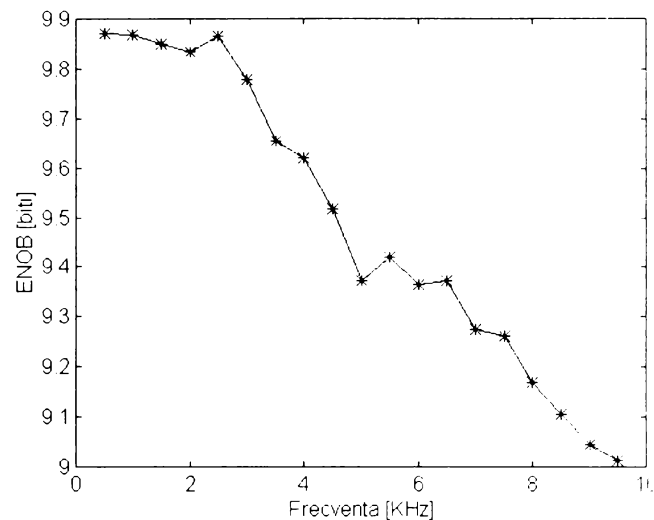
Din figurile prezentate mai sus rezultă că utilizarea filtrului antialiere conduce la o mică îmbunătățire a performanțelor dinamice.

b) Testarea convertorului TLC0820

În figura V-13 se prezintă performanțele parametrilor THD (figura V-13(a)) și ENOB (figura V-13(b)) în funcție de frecvență, obținute la testarea CAN din cadrul circuitului TLC32040C prin analiză spectrală în modul “single-tone” (am activat butonul “DFT Method”). Frecvența de eșantionare am stabilit-o la valoarea de 19,2 kHz. Am programat achiziția a 2048 eșantioane. Am selectat fereastra Blackman-Harris -191 dB.



(a)

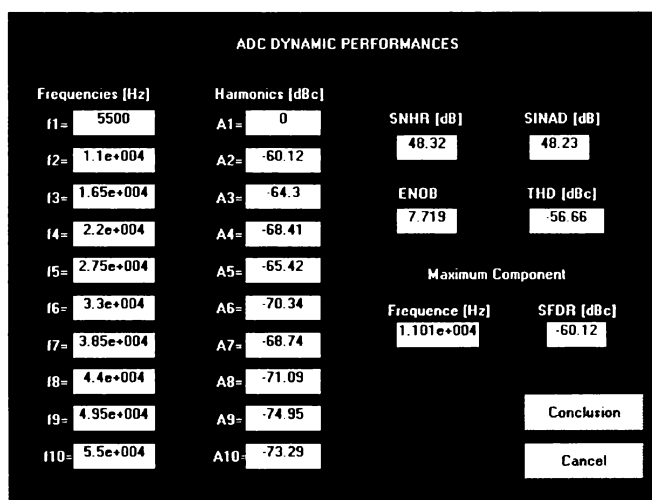
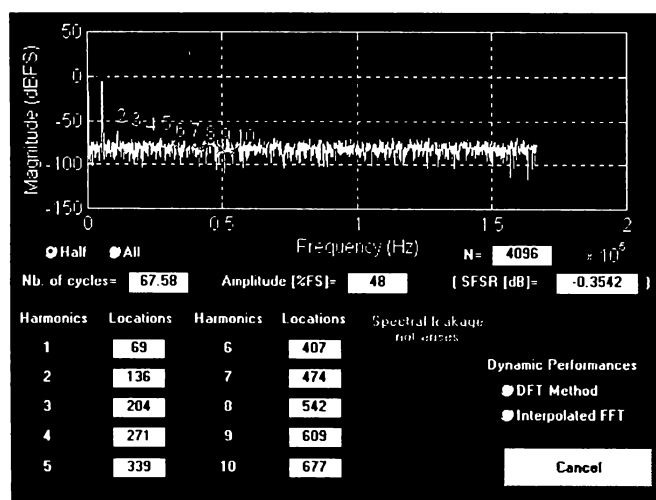


(b)

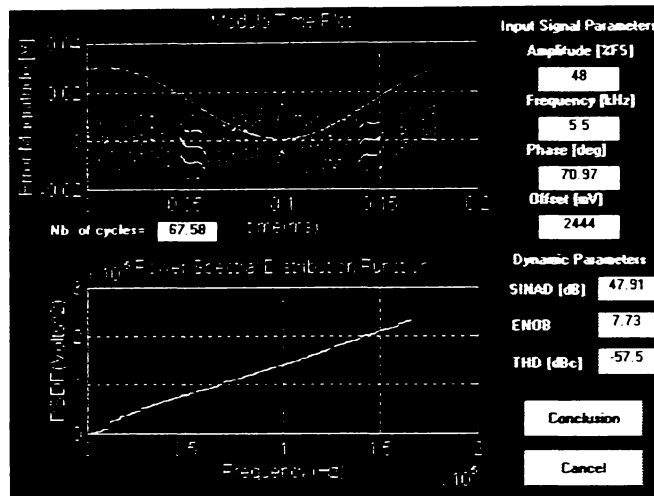
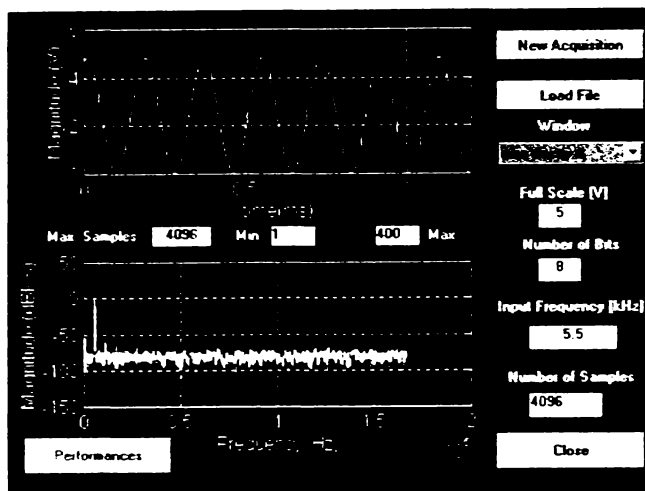
Fig. V-13. Performanțele parametrilor THD și ENOB în funcție de frecvență, obținute la testarea CAN din cadrul circuitului TLC32040C.

Pe baza graficelor prezentate în figura V-13 rezultă faptul că în domeniul de frecvență 0,5-9,5 kHz performanțele generatorului de semnal HM 8130 permit testarea corectă a unui CAN de 8 biți, așa cum este TLC0820.

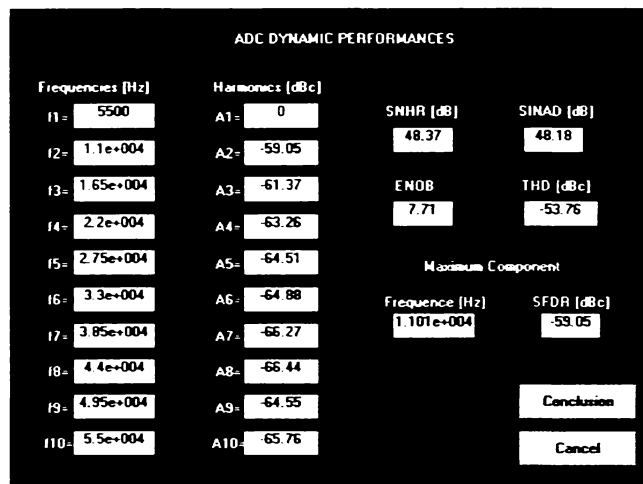
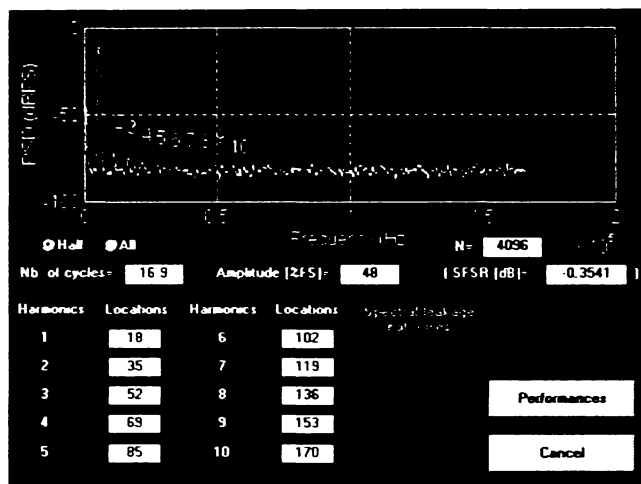
În figura V-14 se prezintă performanțele dinamice ale TLC0820, obținute pe baza: analizei spectrale în modul “single-tone” (figura V-14(a)), a metodei bazate pe algoritmul IFFT (figura V-14(b)) și a metodei bazate pe PSD estimată cu metoda Welch (figura V-14(c)). Programul de achiziție a condus la o frecvență de eșantionare de 333 kHz. Frecvența de intrare am ales-o egală cu 5,5 kHz. Am programat achiziția a 4096 eșantioane. În cadrul analizei spectrale și a metodei bazate pe PSD am selectat fereastra de ordinul 4 cu energia erorii minimă. În cazul metodei bazate pe PSD am stabilit ca lungimea DFT a secvențelor de date să fie egală cu 1024, iar suprapunerea să fie de 60%. În cadrul analizei spectrale am activat butonul “DFT Method”.



(a)



(b)



(c)

Fig. V-14. Performanțele dinamice ale TLC0820 obținute pe baza:
 (a) analizei spectrale în modul "single-tone". (b) metodei bazate pe algoritmul IFFT.
 (c) metodei bazate pe PSD.

Se remarcă din figura V-14 că toate metodele conduc la performanțe apropiate. Performanțele obținute sunt ridicate, TLC0820 realizând cu mare precizie procesul de conversie analog-numerică.

Rezultă că avem un CAN de bună calitate și din faptul că distorsiunile armonice sunt reduse (v. pagina grafică din dreapta figurii V-14(a)). Acest lucru poate fi remarcat și din pagina grafică din dreapta figurii V-14(b), în care se observă că semnalul de eroare este în esență zgomot normal, distorsiunea armonică de ordinul 2 (care este cea mai mare dintre toate distorsiunile armonice) având o pondere neglijabilă.

În figura V-15 se prezintă performanțele dinamice ale TLC0820 obținute prin analiză spectrală în modul "dual-tone". Frecvență de eșantionare a fost de 333 kHz. Frecvențele de intrare le-am ales egale cu 5.5 kHz și 7.3 kHz. Am programat achiziția a 4096 eșantioane. Am selectat fereastra de ordinul 4 cu energia erorii minimă. Am activat butonul "DFT-Method".

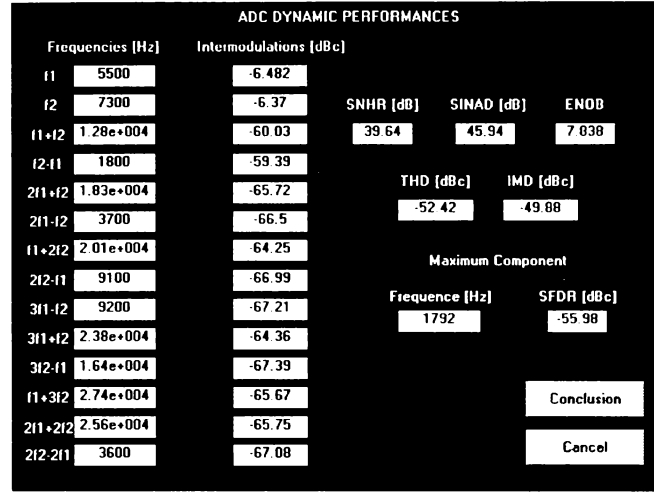
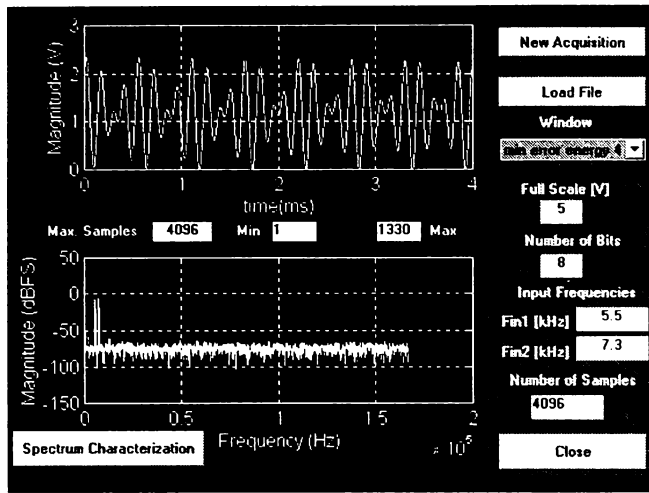
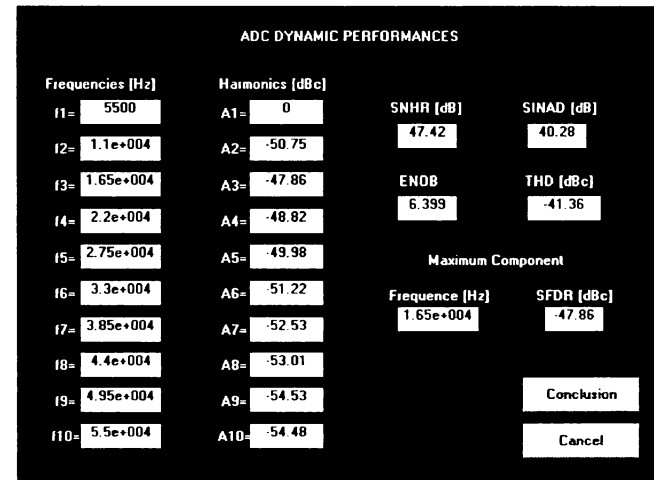
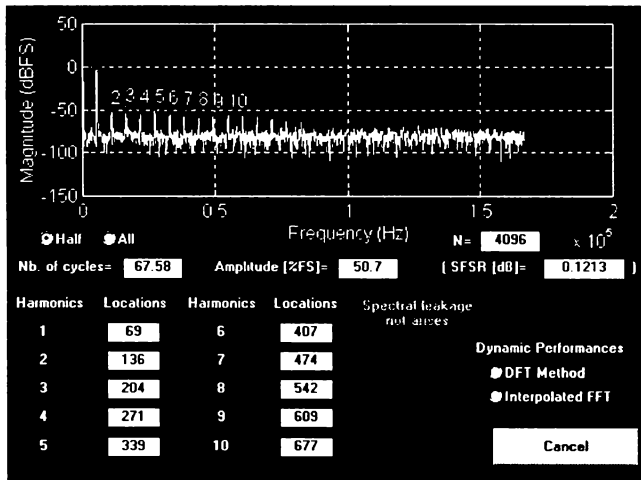
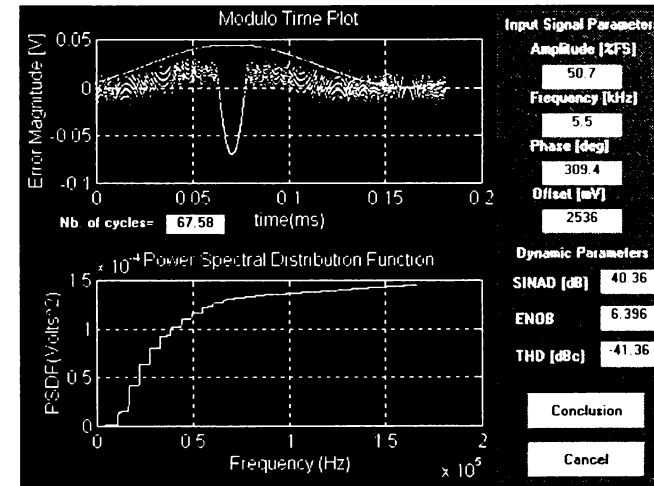
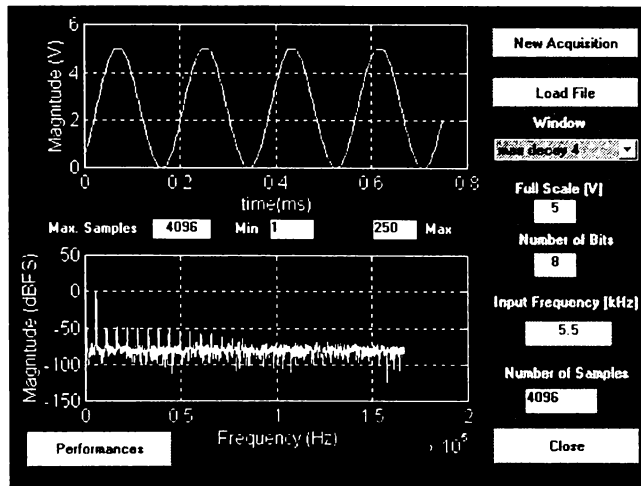


Fig. V-15. Performanțele dinamice ale TLC0820 obținute prin analiză spectrală în modul “dual-tone”.

În figura V-16 se prezintă, în cazul saturării convertorului, performanțele dinamice obținute pe baza analizei spectrale în modul “single-tone” (figura V-16(a)) și a metodei bazate pe algoritmul IFFT (figura V-16(b)). Am programat ca achiziția să se realizeze cu aceiași parametri ca și în figura V-14. În cazul analizei spectrale am activat butonul “DFT Method”.



(a)



(b)

Fig. V-16. Performanțele dinamice ale TLC0820, în situația saturării CAN, obținute pe baza: (a) analizei spectrale în modul “single-tone”, (b) metodei bazate pe algoritmul IFFT.

Din figura de mai sus rezultă că saturarea CAN conduce la o creștere excesivă a componentelor armonice. Din acest motiv performanțele CAN sunt mult reduse în comparație cu situația în care CAN era nesaturat (v. figurile V-14(a) și V-14(b)).

În figura V-17 se prezintă performanțele CAN obținute prin intermediul histogramei saturate. Frecvența de intrare am ales-o egală cu 5,5 kHz. Am programat achiziția a 8 x 4096 eșantioane.

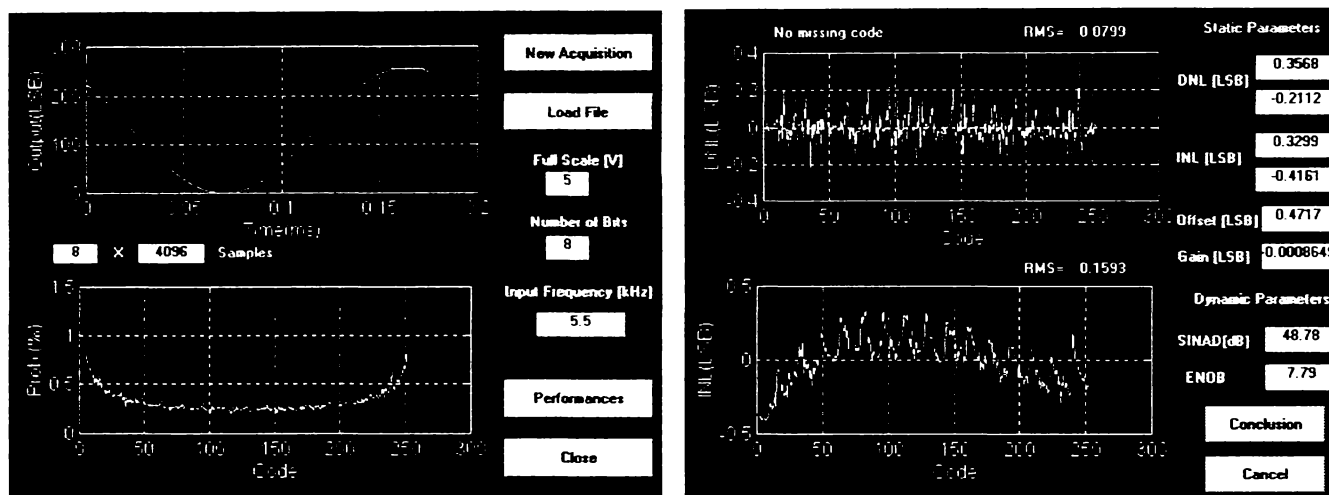
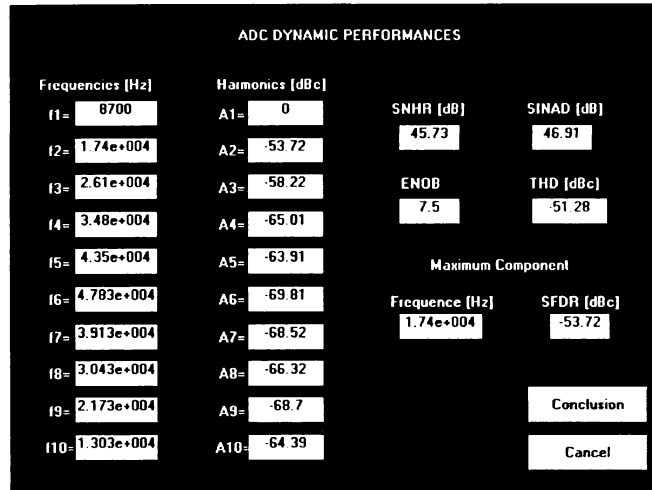
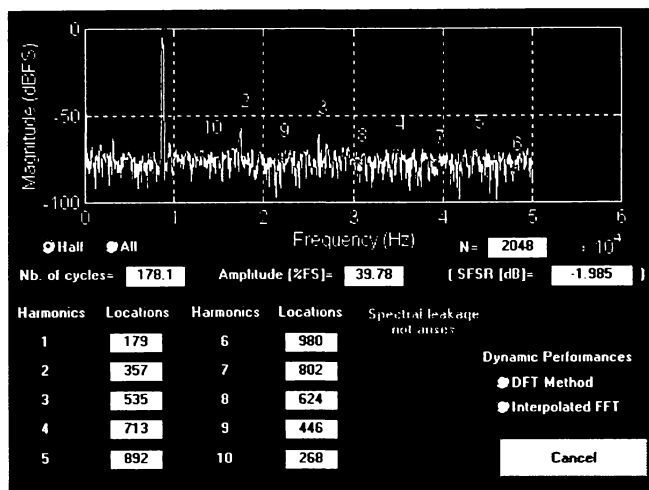


Fig V-17. (a) Histograma saturată aferentă codurilor CAN, (b) Performanțele obținute pe baza histogramei saturate.

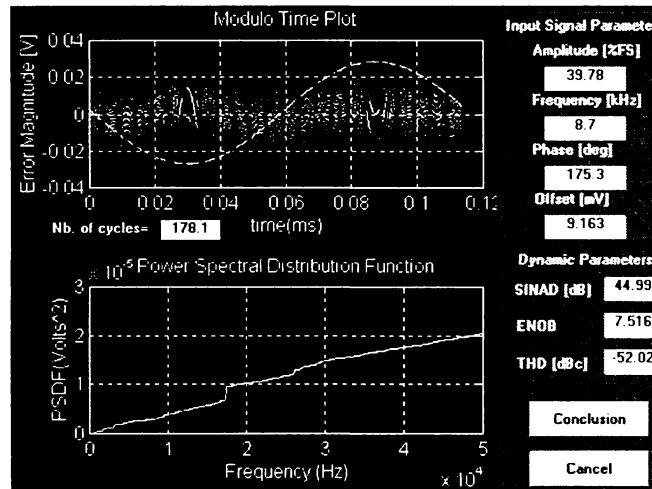
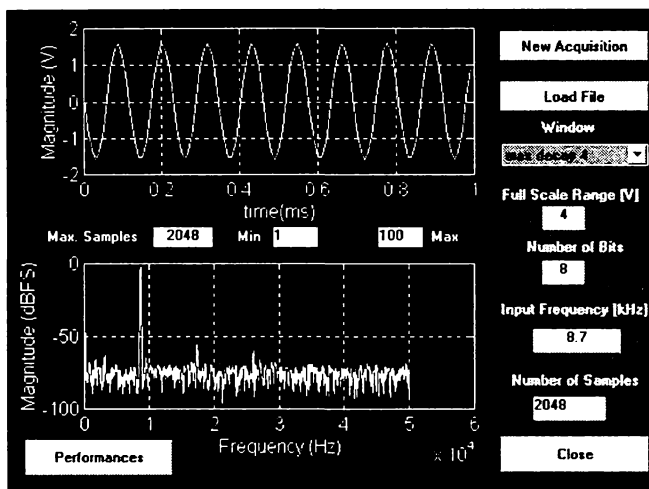
Din figura V-17 rezultă că neliniaritățile diferențiale sunt în modul mai mici decât 0,5 LSB. Excelente rezultate se obțin și pentru neliniaritățile integrale, care sunt în modul mai mici decât 0,5 LSB. De asemenea, erorile de decalaj și de câștig sunt mai mici decât 1 LSB, îndeplinind, astfel, performanțele impuse de fabricant.

În plus, am testat și un alt CAN, pe baza unor fișiere de date obținute cu un alt sistem de achiziție. Fișierele de date au fost obținute cu ajutorul osciloscopului HM 407 [65], programat ca osciloscop numeric (modul "STORAGE"). Ca osciloscop numeric HM 407 este caracterizat printr-o rezoluție de 8 biți, o frecvență maximă de eșantionare de 100 MS/s și un număr maxim de eșantioane care pot fi achiziționate egal cu 2048. HM 407 conține două CAN de 8 biți de tipul paralel, care au, fiecare, o frecvență maximă de eșantionare egală cu 50 MS/s.

În figura V-18 se prezintă performanțele dinamice ale CAN, obținute pe baza analizei spectrale în modul "single-tone" (figura V-18(a)) și a metodei bazate pe algoritmul IFFT (figura V-18(b)). HM 407 l-am programat în modul "REFRESH". Semnalul l-am aplicat canalului 1. Frecvența de eșantionare a osciloscopului a fost de 100 kHz. Câștigul vertical l-am programat la valoarea 1V/div. Frecvența de intrare am ales-o egală cu 8,7 kHz. Am programat achiziționarea a 2048 eșantioane. În cadrul analizei spectrale am selectat fereastra de ordinul 4 cu energia erorii minimă. În cadrul analizei spectrale am activat butonul "DFT Method".



(a)



(b)

Fig. V-18. Performanțele dinamice ale CAN, obținute pe baza: (a) analizei spectrale în modul “single-tone”, (b) metodei bazate pe algoritmul IFFT.

Reprezentarea semnalului achiziționat și a semnalului eroare, pe baza metodei “modulo time plot” (v. figura V-18(b)), ne indică faptul că eșantioanele sunt preluate numai din anumite porțiuni ale semnalului. Trebuie remarcat faptul că această observație nu rezultă pe baza spectrului DFT a semnalului achiziționat.

V-4 CONCLUZII

Sistemul de testare **ADC TEST** l-am conceput și realizat în vederea caracterizării statice și dinamice a unui CAN.

ADC TEST este ușor de folosit și este caracterizat printr-o mare flexibilitate deoarece:

- permite testarea atât a convertoarelor care nu funcționează cu tact de eșantionare cât și convertoarelor care funcționează cu tact de eșantionare;
- are posibilitatea prelucrării de fișiere de date simulate sau obținute pe baza altor sisteme de achiziție;
- permite înlocuirea facilă a sistemului de achiziție folosit cu alt sistem de achiziție;

- chiar dacă este destinat, în principal, situațiilor în care frecvențele de intrare și de eșantionare nu sunt coerente, acesta permite și testarea în situațiile în care între aceste frecvențe există o relație de coerență.

ADC TEST permite evaluarea performanțelor unui CAN pe baza unui număr însemnat de metode de testare. Metodele de testare folosite sunt caracterizate prin precizii ridicate în estimarea parametrilor CAN supus testării. Fiecărei metode de testare îi corespund mai multe pagini grafice ce conțin un număr mare de informații și grafice referitoare la performanțele CAN supus testării. Datele cele mai importante (parametri estimați ai CAN și parametri aferenți procesului de achiziție) se pot salva, sub format ASCII, în fișiere de date. În plus **ADC TEST** permite caracterizarea și a procesului de achiziție.

Utilizarea în cadrul **ADC TEST** a unor generatoare de semnal mult mai precise (care sunt și mult mai scumpe) decât generatorul HM 8130 permite testarea și a unor CAN de rezoluții mai mari decât 8 biți. Se pot testa CAN cu o rezoluție de maximum 16 biți.

Toate aceste caracteristici fac din **ADC TEST** un sistem profesional de evaluare a performanțelor unui CAN în conformitate cu standardele IEEE 1057-94 și IEEE 1241.

CONCLUZII

În cadrul tezei de doctorat am adus o serie de **contribuții teoretice și aplicative** la testarea CAN.

Contribuțiile teoretice pe care le-am adus în cadrul tezei, în ordinea importanței, sunt:

- stabilirea numerică în modul de testare “single-tone” a gradului de eficiență în reducerea fenomenului de curgere din partea fundamentalei a oricărei ferestre temporale pe baza parametrului NOB_{ST} ; acest lucru permite obținerea unui criteriu pentru alegerea optimă a ferestrei temporale la testarea unui CAN pe baza analizei spectrale în modul “single-tone”;

- stabilirea numerică în modul de testare “dual-tone” a gradului de eficiență în reducerea fenomenului de curgere din partea fundamentalei a oricărei ferestre temporale pe baza parametrului NOB_{DT} ; acest lucru permite obținerea unui criteriu pentru alegerea optimă a ferestrei temporale la testarea unui CAN pe baza analizei spectrale în modul “dual-tone”; testarea în modul “dual-tone” conduce la o creștere într-o mică măsură a eficienței unei ferestre temporale față de cea obținută la testarea în modul “single-tone” (pentru majoritatea ferestrelor $NOB_{DT}=NOB_{ST}+1$);

- introducerea unei metode originale de estimare a parametrilor SINAD și ENOB bazată pe metoda IFFT; metoda propusă conduce la performanțe statistice mai ridicate decât cele obținute în urma testării prin analiză spectrală;

- stabilirea numerică a gradului de eficiență în compensarea granularității aferente spectrului, al oricărei ferestre temporale pe baza parametrului NOB_{IFFT} ; din acest punct de vedere, dintre ferestrele de același ordin, fereastra cea mai performantă este cea cu rata maximă de scădere a lobilor secundari;

- propunerea relațiilor de estimare a parametrilor dinamici ai unui CAN testat prin analiză spectrală în modul “dual-tone”;

- propunerea relațiilor de estimare a parametrilor dinamici ai unui CAN testat pe baza densității spectrale de putere;

- am arătat faptul că dintre toți parametri dinamici estimați prin analiză spectrală în modul “single-tone”, estimatorii parametrilor THD și SFDR sunt cei mai sensibili la influența erorii de cuantizare; această influență crește odată cu numărul de coeficienți ai ferestrei;

- am arătat că reducerea fenomenului de curgere se face cu prețul creșterii dispersiilor estimatorilor parametrilor SINAD, ENOB, SNHR și SFDR;

- am comparat performanțele statistice de estimare a parametrilor THD și SFDR pe baza metodei IFFT cu cele rezultate prin aplicarea metodei de analiză spectrală; pe baza rezultatelor obținute a rezultat că parametrul SFDR este mult mai precis estimat pe baza metodei IFFT decât prin analiză spectrală (în special în cazul unor CAN de bună calitate) dacă valoarea δ_s , aferentă celei mai mari componente cauzate de zgomot, nu este apropiată de valoarea 0 sau 1;

- am corectat relația prezentată în [34] pentru valoarea medie a parametrului ENOB estimat pe baza histogramei saturate, în cazul în care asupra CAN se manifestă un zgomot Gaussian aditiv; corecția realizată conduce la o creștere cu 1,22% a preciziei de determinare a celui de-al doilea termen al relației prezentate în [34]; relația pe care am obținut-o este foarte precisă pentru tensiuni V_{od} ($V_{od}=A+V_0-FSR/2$) care conduc, în lipsa zgomotului aditiv, la o foarte mare precizie de estimare a numărului de biți efectivi;

- am arătat faptul că precizia de estimare pe baza histogramei saturate a numărului de biți efectivi corespunzători comportării deterministe a unui CAN depinde de tensiunea V_{od} ;

- am stabilit că pentru obținerea unei precizii ridicate de estimare pe baza histogramei saturate a numărului de biți efectivi corespunzători comportării deterministe a unui CAN se recomandă utilizarea unui număr cât mai mic de perioade ale semnalului sinusoidal de test;

- am prezentat o metodă originală de calcul a numărului de eșantioane necesare pentru testarea tuturor codurilor unui CAN prin analiză spectrală în modul “single-tone”;

- aprecierea performanțelor CAN pe baza parametrului, pe care l-am intitulat, factor de decizie calitate preț $F_{c.p}$;

- realizarea unei clasificări originale a metodelor de testare existente a CAN.

Contribuția aplicativă pe care am adus-o, și pe care o consider cea mai importantă dintre toate contribuțiile, o reprezintă sistemul **ADC TEST**, pe care l-am conceput și realizat. **ADC TEST** este un sistem profesional de evaluare a performanțelor unui CAN în conformitate cu standardele IEEE 1057-94 și IEEE 1241. **ADC TEST** oferă posibilitatea evaluării performanțelor unui CAN pe baza a cinci metode de testare, care sunt caracterizate prin precizii ridicate în estimarea parametrilor CAN supus testării. **ADC TEST** include și primele șase contribuții teoretice mai sus precizate. Fiecărei metode de testare îi corespund mai multe pagini grafice ce conțin un număr mare de informații și grafice referitoare la performanțele CAN supus testării. Există posibilitatea salvării sub format ASCII în fișiere de date a celor mai importante date (parametri estimați ai CAN și parametri aferenți procesului de achiziție). De asemenea, **ADC TEST** permite caracterizarea procesului de achiziție. Este posibilă testarea unor CAN cu o rezoluție de maximum 16 biți, cu condiția ca generatoarele de semnal să permită acest lucru (adică să fie de precizie foarte ridicată).

DETERMINAREA NUMĂRULUI DE EȘANTIOANE NECESARE PENTRU
TESTAREA TUTUROR CODURILOR UNUI CAN

Considerăm că la intrarea unui CAN de rezoluție n se aplică, drept semnal de test, un semnal sinusoidal de amplitudine A , egală cu FSR/2, și frecvență f_{in} . Semnalul obținut la ieșirea CAN ideal este:

$$y(mT_e) = A \sin(2\pi f_{in} T_e m), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (A1-1)$$

în care: $T_e = 1/f_e$ este perioada de eșantionare;

M este numărul de eșantioane achiziționate.

Presupunem că frecvențele f_{in} și f_e sunt coerente, ceea ce implică [1]:

$$\frac{f_{in}}{f_e} = \frac{J}{M} \quad \text{unde } J \text{ și } M \text{ sunt prime între ele} \quad (A1-2)$$

în care J este numărul întreg de perioade achiziționate.

Din relația (A1-2) rezultă:

$$\frac{f_{in}}{J f_e} = \frac{f_{in}}{f_e'} = \frac{1}{M} \quad (A1-3)$$

în care $f_e' = J f_e$ este frecvența cu care ar trebui eșantionat semnalul de test pentru ca toate cele M eșantioane să fie achiziționate într-o singură perioadă a semnalului de test.

Eșantionând semnalul de test cu frecvența f_e' rezultă:

$$y(mT_e') = A \sin(2\pi f_{in} T_e' m), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (A1-4)$$

Toate eșantioanele $y(mT_e')$ se obțin într-o perioadă a semnalului de test. Pentru a fi testate toate codurile CAN este necesar ca diferența în modul între oricare două eșantioane succesive $y((m+1)T_e')$ și $y(mT_e')$ să fie mai mică sau egală cu pasul de cuantizare q al CAN.

Valoarea absolută a diferenței între două eșantioane succesive $y((m+1)T_e')$ și $y(mT_e')$ este egală cu:

$$\left| y((m+1)T_e') - y(mT_e') \right| = 2A \sin(\pi f_{in} T_e') \left| \cos(\pi f_{in} T_e' (2m+1)) \right|, \quad m = 0, 1, \dots, M-2 \quad (A1-5)$$

Deoarece, în practică se utilizează $M > 100$ rezultă din relația (A1-3) că $f_{in} \ll J f_e$. Din această condiție rezultă că:

$$\sin(\pi f_{in} T_e') \cong \pi f_{in} T_e' \quad (\text{A1-6})$$

De asemenea, avem:

$$\cos(\pi f_{in} T_e' (2m+1)) \leq 1 \quad (\text{A1-7})$$

Ținând cont de (A1-6) și (A1-7) rezultă că valoarea maximă a diferenței dintre două eșantioane consecutive este:

$$\left| y((m+1)T_e') - y(mT_e') \right|_{\max} = 2A\pi f_{in} T_e' \quad (\text{A1-8})$$

Dacă impunem ca această valoare să fie mai mică sau egală cu q , adică să fie îndeplinită condiția (A1-9), atunci fiecare cod al CAN este testat cel puțin odată:

$$2A\pi f_{in} T_e' \leq q \quad (\text{A1-9})$$

Având în vedere relațiile (I-3) și (A1-3) condiția (A1-9) poate fi scrisă sub forma:

$$M \geq \pi(2^n - 1) \quad (\text{A1-10})$$

Condiția (A1-10) stabilește numărul de eșantioane necesare pentru testarea tuturor codurilor unui CAN.

CARACTERISTICILE ȘI PARAMETRII FERESTRELOR TEMPORALE

Ferestrele temporale cele mai des utilizate în testarea CAN în domeniul frecvență sunt cele de tipul Blackman-Harris. Acestea sunt definite pe baza relației [40]:

$$w(m) = \sum_{i=0}^{H-1} (-1)^i a_i \cos\left(2\pi \frac{i}{M} m\right), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (\text{A2-1})$$

în care: H este ordinul ferestrei;

a_i sunt coeficienții ferestrei.

Caracteristicile principale ale unei ferestre temporale sunt:

- ordinul ferestrei;
- lățimea lobului central;
- nivelul celui mai mare lob secundar;
- rata de scădere a lobilor secundari.

Ferestrele temporale sunt caracterizate printr-o serie de parametri de performanță, care depind de caracteristicile ferestrei. Parametrii de performanță cei mai importanți sunt [40]:

- câștigul normalizat la semnal maxim (“Normalized Peak Signal Gain”-NPSG), definit prin relația:

$$NPSG = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} w(m)}{M} \quad (\text{A2-2})$$

- câștigul normalizat în putere de zgomot (“Normalized Noise Power Gain”-NNPG), dat de relația:

$$NNPG = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} w^2(m)}{M} \quad (\text{A2-3})$$

- lățimea de bandă echivalentă a zgomotului (“Equivalent Noise Bandwidth”-ENBW), definită prin relația:

$$ENBW = \frac{M \sum_{m=0}^{M-1} w^2(m)}{\left(\sum_{m=0}^{M-1} w(m)\right)^2} = \frac{NNPG}{(NPSG)^2} \quad (\text{A2-4})$$

Ferestrele temporale utilizate în cadrul tezei de doctorat sunt următoarele:

A. Ferestrele de ordinul 3:

- Fereastra cu rata maximă de scădere a lobilor secundari (“maximum decay”) [45]:

$$w(m) = 0,375 - 0,5 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,125 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right)$$

- Fereastra cu rata de scădere a lobilor secundari egală cu 18 dB/octavă (“rapid sidelobe decay 18 dB/octave” – Rsd 18 dB/oct) [45]:

$$w(m) = 0,40897 - 0,5 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,09103 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right)$$

- Fereastra cu cel mai mare lob secundar de nivel minim (“minimum level”) [45]:

$$w(m) = 0,42438 - 0,497341 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,078279 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right)$$

- Fereastra Blackman-Harris -71 dB (nivelul celui mai mare lob secundar este -71 dB) [40]:

$$w(m) = 0,42323 - 0,49755 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,07922 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right)$$

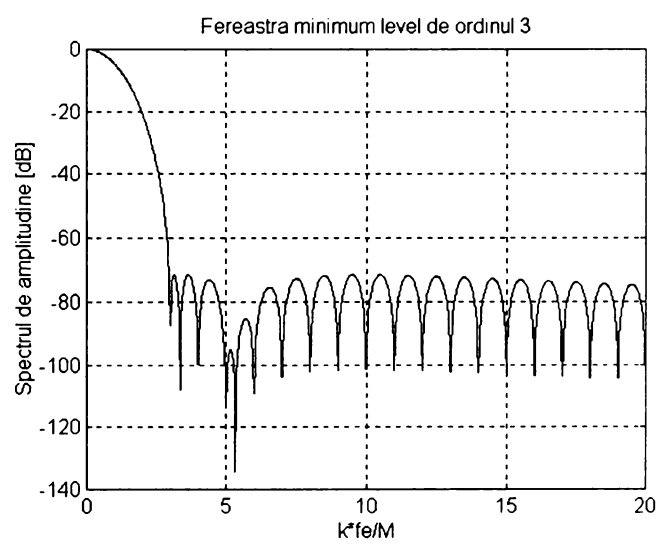
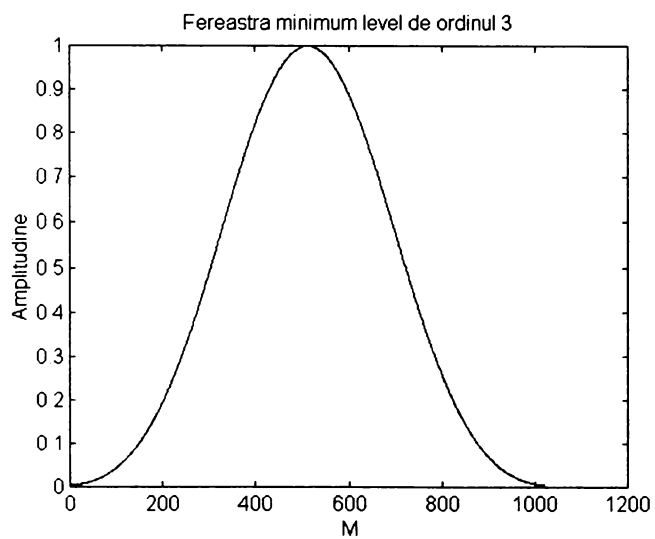
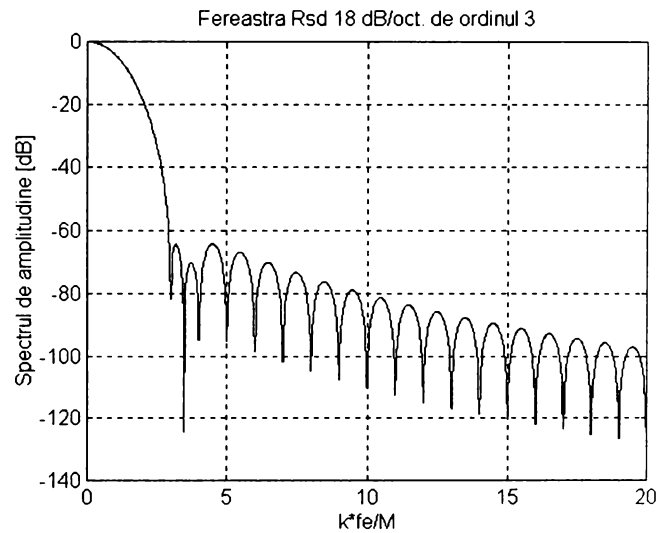
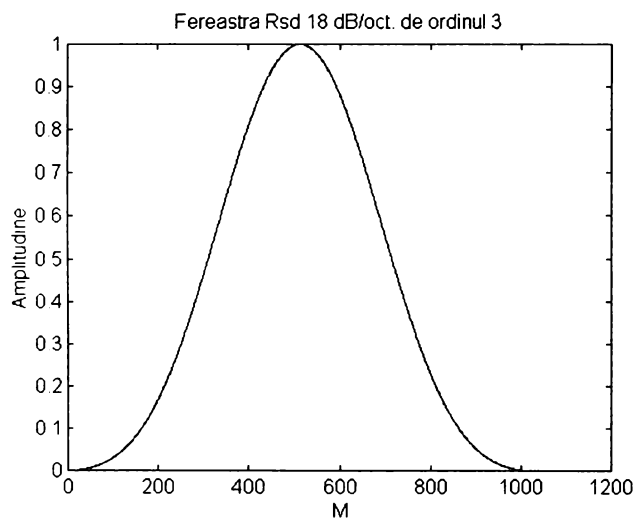
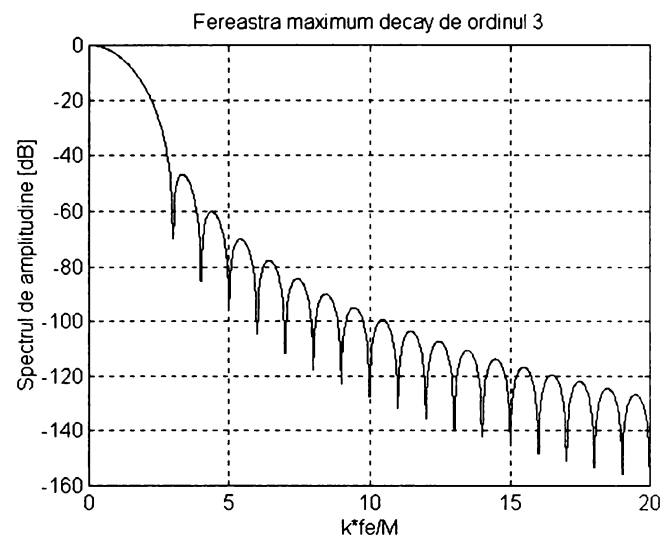
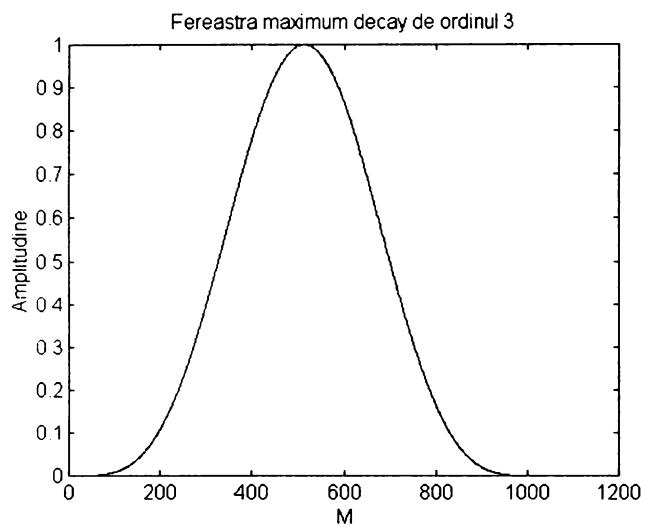
- Fereastra cu energia erorii minimă (“minimum error energy”) [43]:

$$w(m) = 0,408960 - 0,49924 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,091793 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right)$$

În tabelul A2-1 se prezintă caracteristicile și parametrii acestor ferestre. În figura A2-1 se prezintă formele de undă în timp (pentru $M=1024$) și spectrele de amplitudine ale acestor ferestre.

Tabelul A2-1. Caracteristicile și parametrii ferestrelor temporale de ordinul 3.

| Fereastra temporală | Cel mai mare lob secundar (dB) | Lățimea lobului central (B_c) | Rata de scădere a lobilor secundari (dB/octavă) | NPSG | NNPG | ENBW |
|------------------------|--------------------------------|-----------------------------------|---|--------|--------|--------|
| Maximum decay | -46,74 | $6 \frac{f_e}{M}$ | 30 | 0,3750 | 0,2734 | 1,9444 |
| Rsd 18 dB/oct | -64,19 | | 18 | 0,4090 | 0,2964 | 1,7721 |
| Minimum level | -71,48 | | 6 | 0,4244 | 0,3068 | 1,7037 |
| Blackman-Harris -71 dB | -70,83 | | 6 | 0,4232 | 0,3060 | 1,7085 |
| Minimum error energy | -60,88 | | 6 | 0,4090 | 0,2961 | 1,7703 |



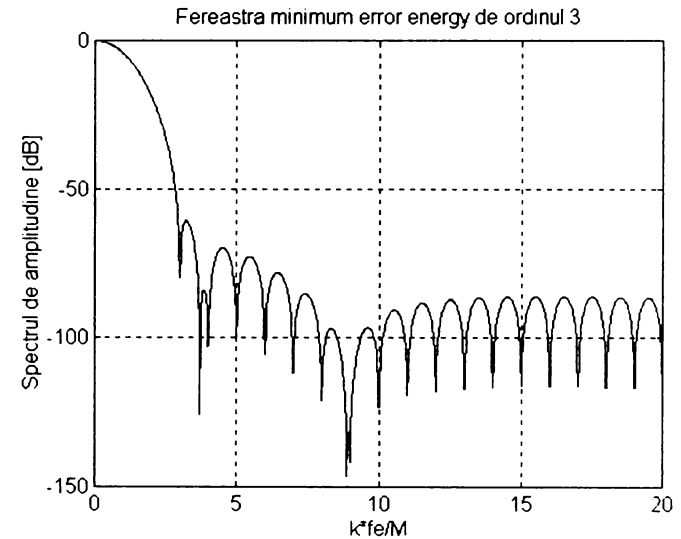
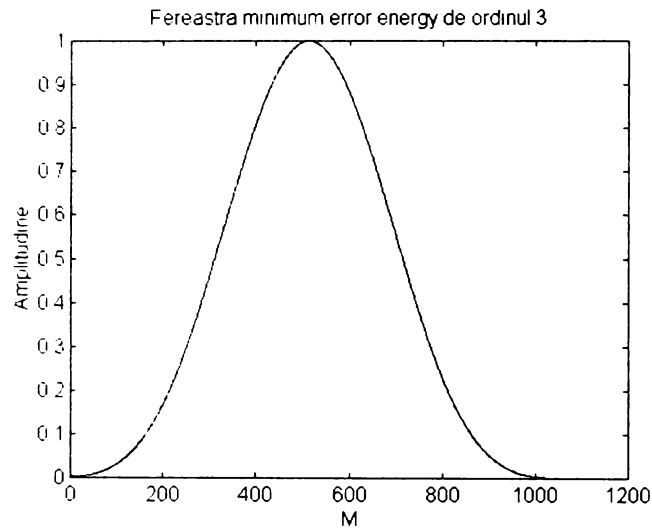
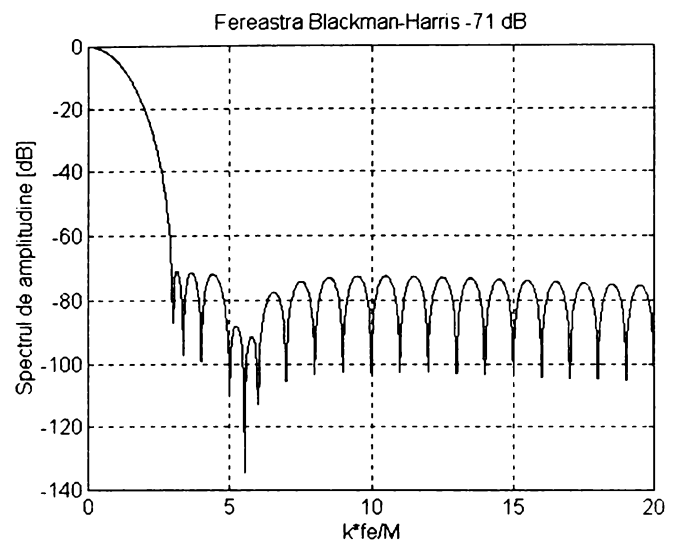
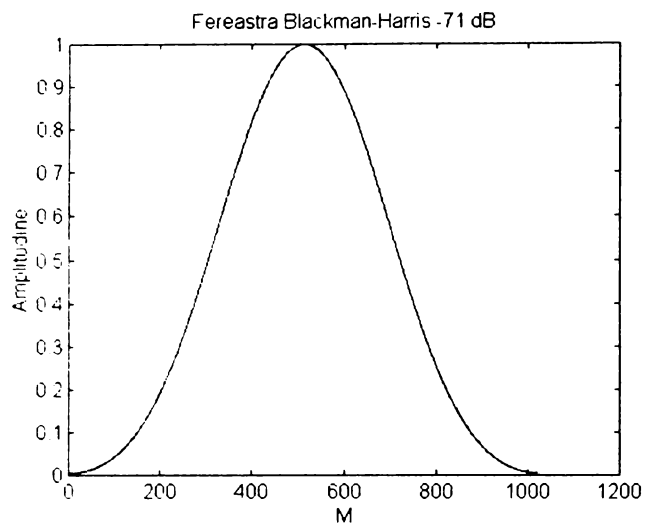


Fig. A2-1. Reprezentările în timp și spectrele de amplitudine ale ferestrelor temporale de ordinul 3.

B. Ferestrele de ordinul 4:

- Fereastra cu rata maximă de scădere a lobilor secundari [45]:

$$w(m) = 0,3125 - 0,46875 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,1875 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right) - 0,03125 \cos\left(6\pi \frac{m}{M}\right)$$

- Fereastra cu rata de scădere a lobilor secundari egală cu 18 dB/octavă [45]:

$$w(m) = 0,355768 - 0,487396 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,144232 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right) - 0,012604 \cos\left(6\pi \frac{m}{M}\right)$$

- Fereastra cu rata de scădere a lobilor secundari egală cu 30 dB/octavă ("rapid sidelobe decay 30 dB/octave" – Rsd 30 dB/oct) [45]:

$$w(m) = 0,338946 - 0,481973 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,161054 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right) - 0,018027 \cos\left(6\pi \frac{m}{M}\right)$$

- Fereastra cu cel mai mare lob secundar de nivel minim [45]:

$$w(m) = 0,363582 - 0,489178 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,1366 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right) - 0,010641 \cos\left(6\pi \frac{m}{M}\right)$$

- Fereastra Blackman-Harris -92 dB (nivelul celui mai mare lob secundar este -92 dB) [1]:

$$w(m) = 0,35875 - 0,48829 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,14128 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right) - 0,01168 \cos\left(6\pi \frac{m}{M}\right)$$

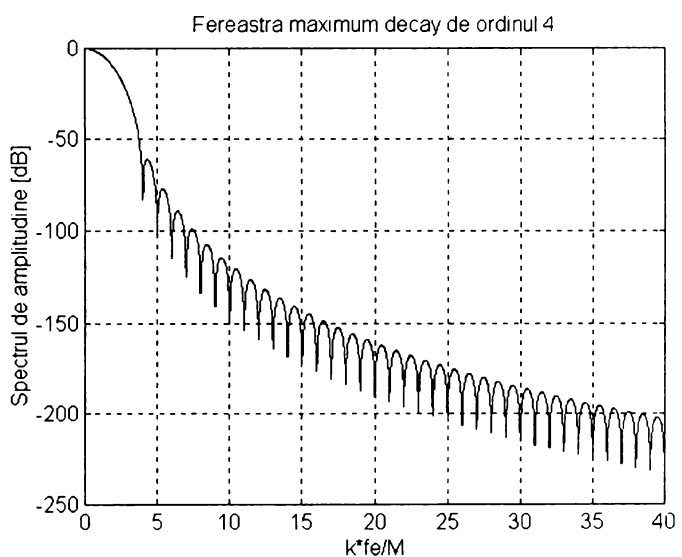
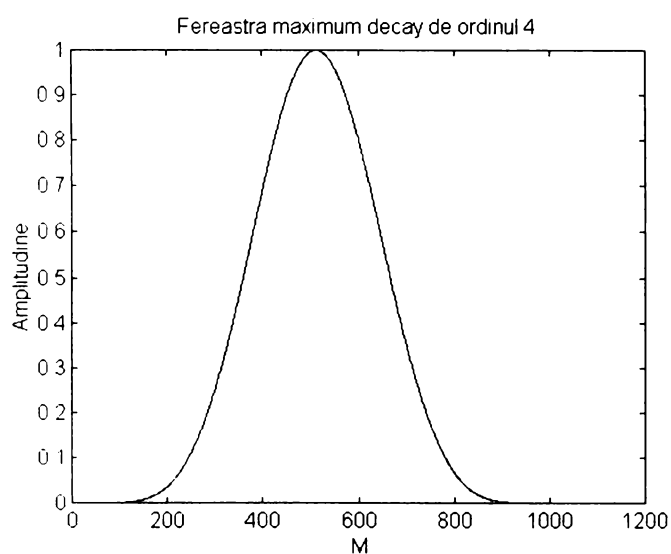
- Fereastra cu energia erorii minimă ("minimum error energy") [43]:

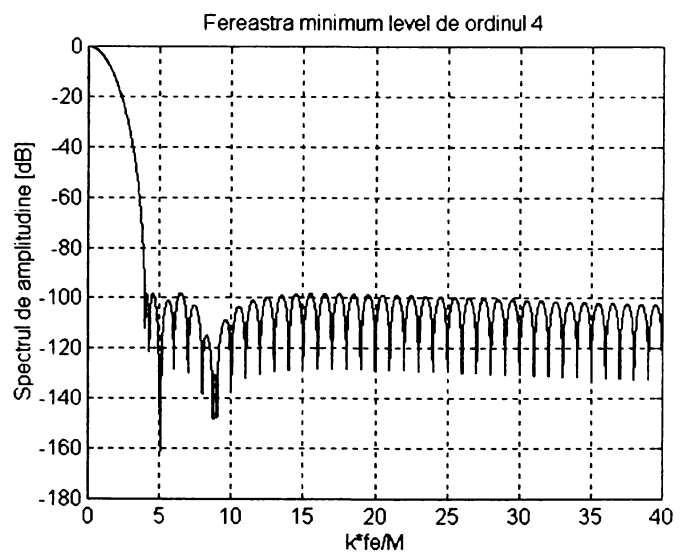
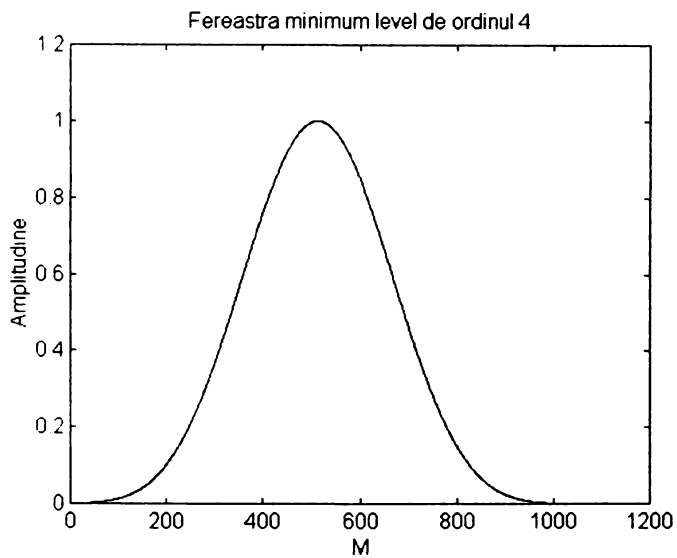
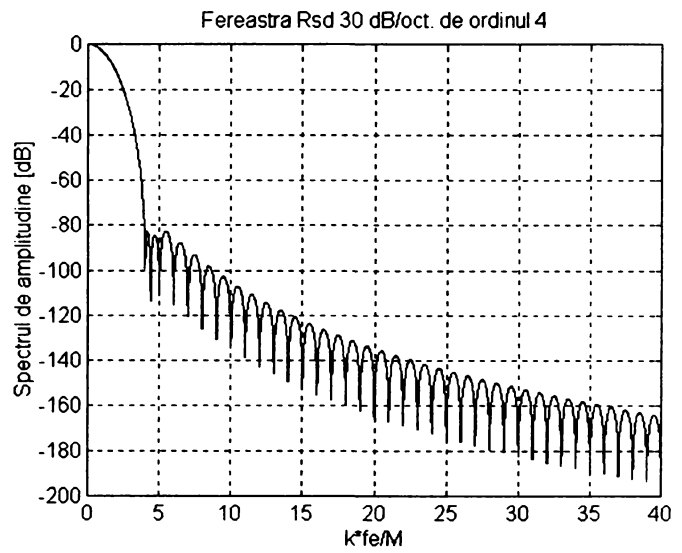
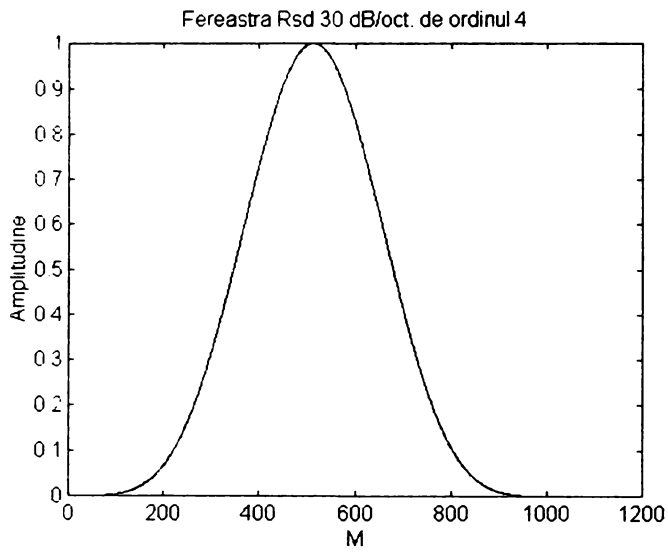
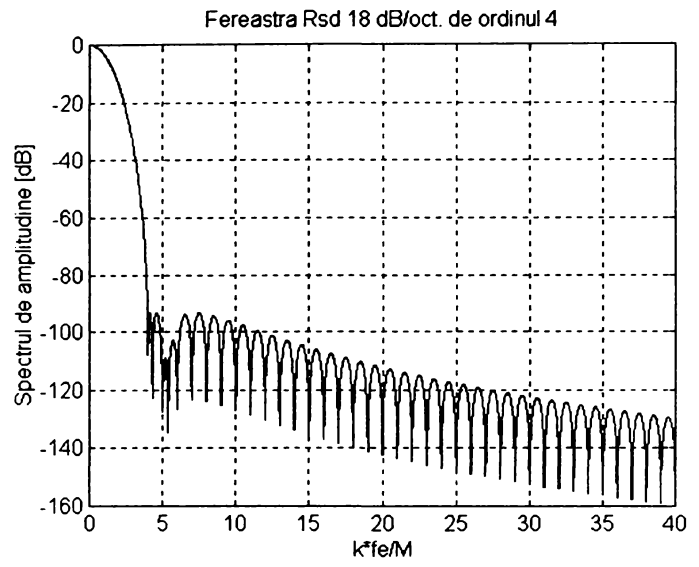
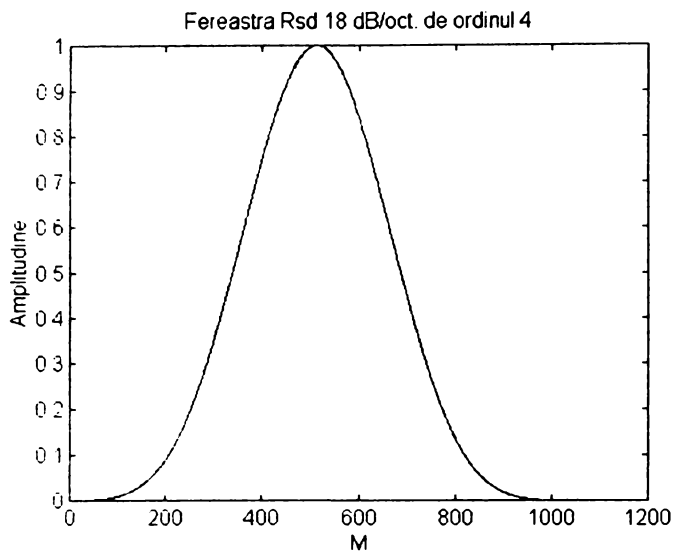
$$w(m) = 0,350139 - 0,48526 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,149889 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right) - 0,014712 \cos\left(6\pi \frac{m}{M}\right)$$

În tabelul A2-2 se prezintă caracteristicile și parametrii acestor ferestre. În figura A2-2 se prezintă formele de undă în timp (pentru $M=1024$) și spectrele de amplitudine ale acestor ferestre.

Tabelul A2-2. Caracteristicile și parametrii ferestrelor temporale de ordinul 4.

| Fereastra temporală | Cel mai mare lob secundar (dB) | Lățimea lobului central (B_c) | Rata de scădere a lobilor secundari (dB/octavă) | NPSG | NNPG | ENBW |
|------------------------|--------------------------------|-----------------------------------|---|--------|--------|--------|
| Maximum decay | -60,95 | $8 \frac{f_e}{M}$ | 42 | 0,3125 | 0,2256 | 2,3100 |
| Rsd 18 dB/oct | -93,32 | | 18 | 0,3558 | 0,2558 | 2,0212 |
| Rsd 30 dB/oct | -82,60 | | 30 | 0,3389 | 0,2442 | 2,1253 |
| Minimum level | -98,17 | | 6 | 0,3636 | 0,2612 | 1,9761 |
| Blackman-Harris -92 dB | -92,01 | | >6 | 0,3588 | 0,2580 | 2,0044 |
| Minimum error energy | -84,24 | | >6 | 0,3501 | 0,2517 | 2,0529 |





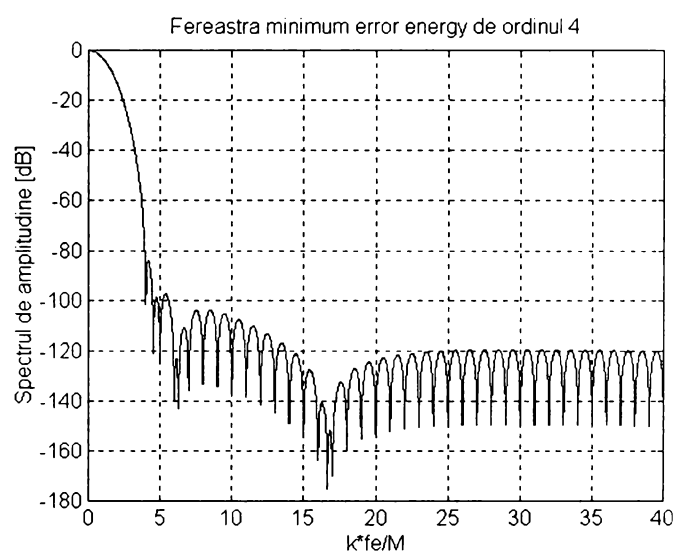
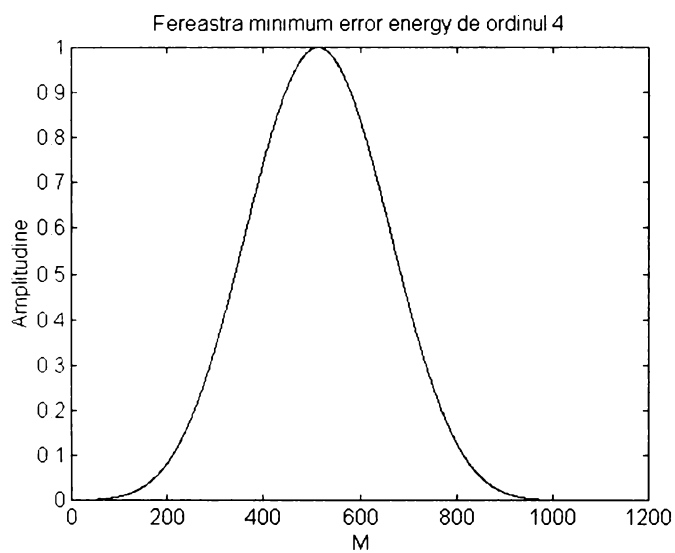
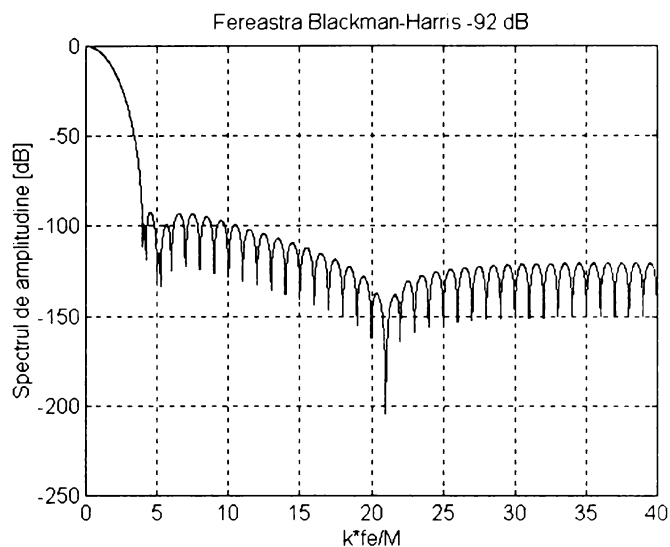
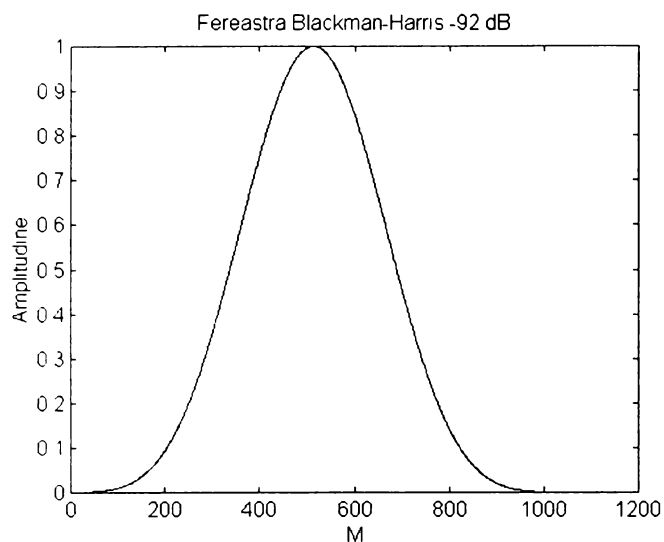


Fig. A2-2. Reprezentările în timp și spectrele de amplitudine ale ferestrelor temporale de ordinul 4.

C. Fereastra de ordinul 5:

- Fereastra cu rata maximă de scădere a lobilor secundari
Coeficienții acestei ferestre **i-am calculat** pe baza relațiilor prezentate în [45]:

$$w(m) = 0,2734375 - 0,4375 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,21875 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right) - 0,0625 \cos\left(6\pi \frac{m}{M}\right) + 0,0078125 \cos\left(8\pi \frac{m}{M}\right)$$

Pentru această fereastră **am determinat** următoarele caracteristici și parametrii:

- cel mai mare lob secundar: -74,61 dB;
- lățimea lobului central: $B_c = 10 \frac{f_e}{M}$;
- rata de scădere a lobilor secundari: 54 dB/octavă;
- NPSG=0,2734; NNPG=0,1964; ENBW=2,6265.

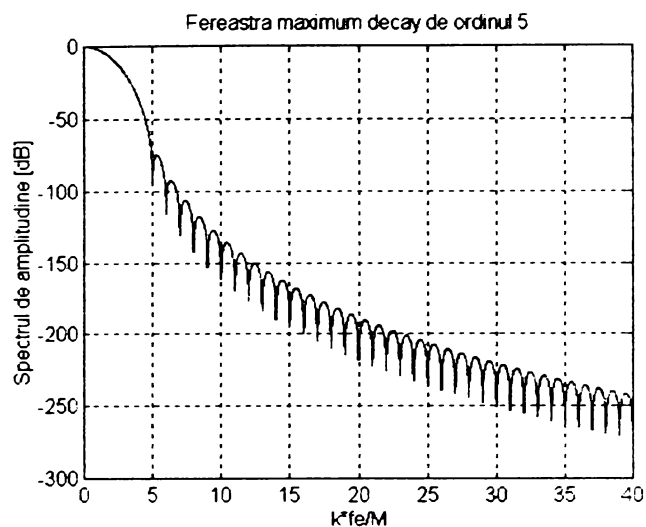
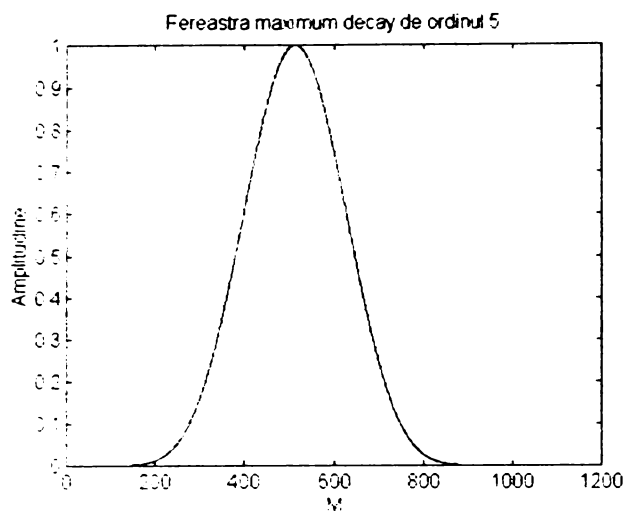


Fig. A2-3. Reprezentarea în timp și spectrul de amplitudine al ferestrei temporale de ordinul 5 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari.

D. Fereastra de ordinul 6:

- Fereastra cu rata maximă de scădere a lobilor secundari

Coeficienții acestei ferestre **i-am calculat** pe baza relațiilor prezentate în [45]:

$$w(m) = 0,24609375 - 0,41015625 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,234375 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right) - 0,087890625 \cos\left(6\pi \frac{m}{M}\right) + 0,01953125 \cos\left(8\pi \frac{m}{M}\right) - 0,001953125 \cos\left(10\pi \frac{m}{M}\right)$$

Pentru această fereastră **am determinat** următoarele caracteristici și parametrii:

- cel mai mare lob secundar: -92,52 dB;
- lățimea lobului central: $B_c = 12 \frac{f_e}{M}$;
- rata de scădere a lobilor secundari: 66 dB/octavă;
- NPSG=0,2461; NNPG=0,1762; ENBW=2,9094.

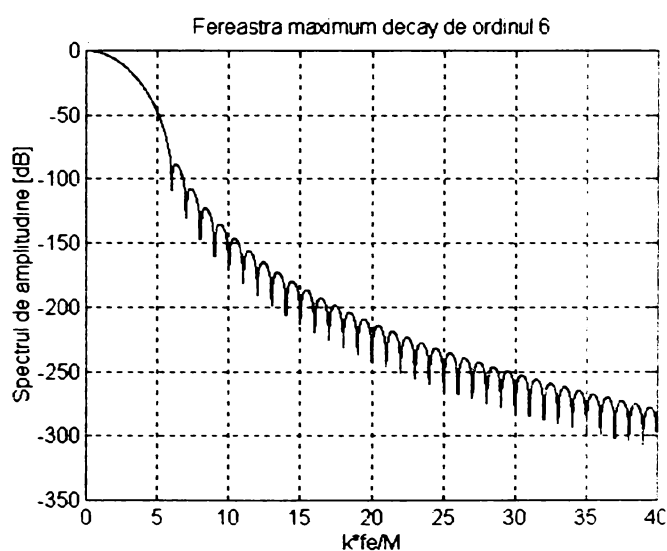
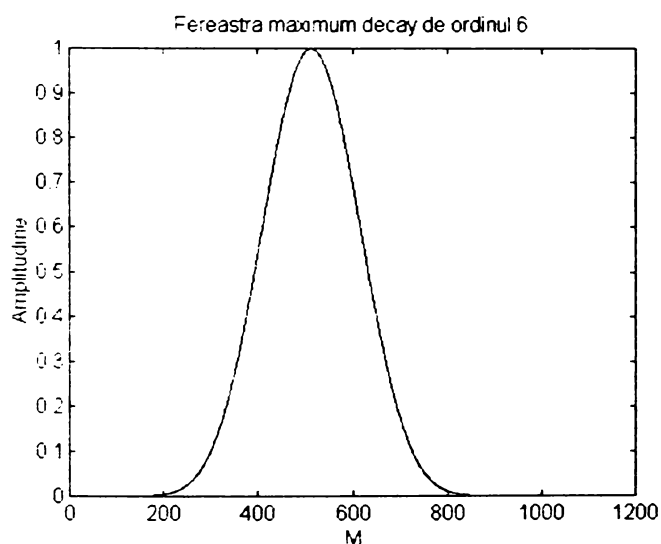


Fig. A2-4. Reprezentarea în timp și spectrul de amplitudine al ferestrei temporale de ordinul 6 cu rata maximă de scădere a lobilor secundari.

E. Ferestrele de ordinul 7:

- Fereastra cu rata maximă de scădere a lobilor secundari

Coeficienții acestei ferestre **i-am calculat** pe baza relațiilor prezentate în [45]:

$$w(m) = 0,2255859375 - 0,38671875 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) + 0,24169921875 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right) \\ - 0,107421875 \cos\left(6\pi \frac{m}{M}\right) + 0,0322265625 \cos\left(8\pi \frac{m}{M}\right) \\ - 0,005859375 \cos\left(10\pi \frac{m}{M}\right) + 0,00048828125 \cos\left(12\pi \frac{m}{M}\right)$$

- Fereastra Blackman-Harris-Hodie [1]:

$$w(m) = 0,27105133900205 - 0,43329790569447 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) \\ + 0,21812315010780 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right) - 0,06592530997718 \cos\left(6\pi \frac{m}{M}\right) \\ + 0,01081165937227 \cos\left(8\pi \frac{m}{M}\right) - 0,00077656446299 \cos\left(10\pi \frac{m}{M}\right) \\ + 0,00001407138325 \cos\left(12\pi \frac{m}{M}\right)$$

- Fereastra Blackman-Harris -191 dB (nivelul celui mai mare lob secundar este -191 dB) [38]:

$$w(m) = 0,271051400693424 - 0,433297939234485 \cos\left(2\pi \frac{m}{M}\right) \\ + 0,218122999543110 \cos\left(4\pi \frac{m}{M}\right) - 0,065925446388031 \cos\left(6\pi \frac{m}{M}\right) \\ + 0,010811742098371 \cos\left(8\pi \frac{m}{M}\right) - 0,000776584825226 \cos\left(10\pi \frac{m}{M}\right) \\ + 0,000013887217352 \cos\left(12\pi \frac{m}{M}\right)$$

În tabelul A2-3 se prezintă caracteristicile și parametrii acestor ferestre.

Tabelul A2-3. Caracteristicile și parametrii ferestrelor temporale de ordinul 7.

| Fereastra temporală | Cel mai mare lob secundar (dB) | Lățimea lobului central (B_c) | Rata de scădere a lobilor secundari (dB/octavă) | NPSG | NNPG | ENBW |
|-------------------------|--------------------------------|-----------------------------------|---|--------|--------|--------|
| Maximum decay | -101,05 | $14 \frac{f_e}{M}$ | 78 | 0,2256 | 0,1612 | 3,1673 |
| Blackman-Harris-Hodie | -163,23 | | 6 | 0,2711 | 0,1934 | 2,6319 |
| Blackman-Harris -191 dB | -191,45 | | >6 | 0,2708 | 0,1932 | 2,6345 |

În figura A2-5 se prezintă formele de undă în timp (pentru $M=1024$) și spectrele de amplitudine ale ferestrelor de ordinul 7.

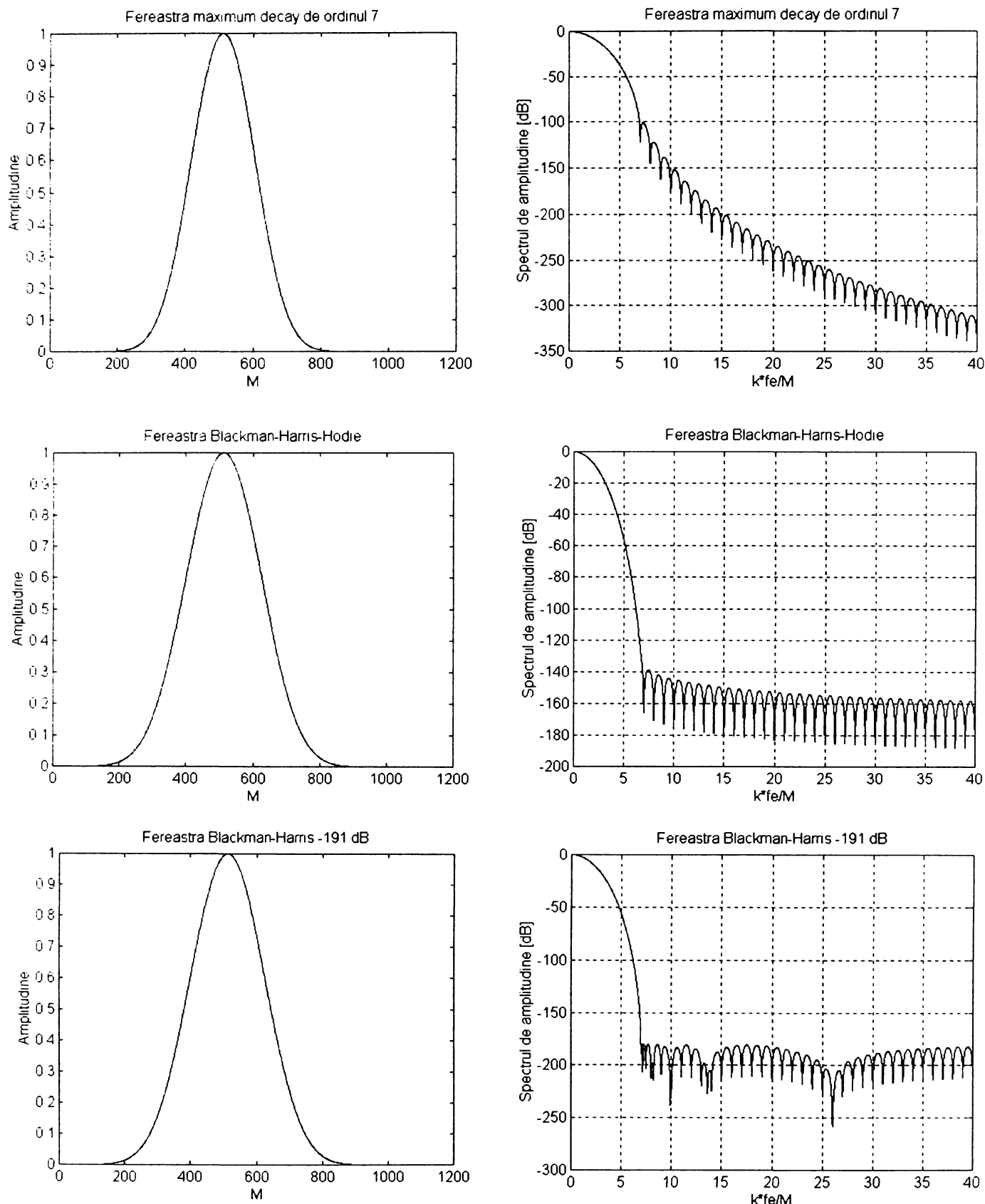


Fig. A2-5. Reprezentările în timp și spectrele de amplitudine ale ferestrelor temporale de ordinul 7.

Observație: În [38] valorile parametrilor NPSG, NNPG și ENBW sunt calculate greșit pentru fereastra Blackman-Harris -191 dB, precum și parametrul NPSG pentru ferestrele de ordine 3 și 4 cu energia erorii minimă. Valorile corecte ale acestor parametri sunt prezentate în tabelele din această anexă.

RELAȚIILE DE ESTIMARE A PARAMETRIILOR DINAMICI AI UNUI CAN TESTAT PRIN ANALIZĂ SPECTRALĂ ÎN MODUL “SINGLE-TONE”

Parametri dinamici estimați sunt cei mai importanți parametri dinamici ai unui CAN [11]: SINAD, ENOB, THD, SNHR și SFDR.

În majoritatea aplicațiilor practice ale unui CAN relația de coerență între frecvențele de intrare și de eșantionare nu este îndeplinită. Din acest motiv ne punem problema testării CAN în aceste situații.

Presupunem că semnalul sinusoidal de test este de amplitudine A ($2A \leq \text{FSR}$) și frecvență f_{in} . Dacă între f_{in} și frecvența de eșantionare f_e nu există o relație de coerență spectrul semnalului de ieșire al CAN $y(mT_e)$ este afectat de fenomenul de curgere. Limitarea acestui fenomen se face (v. § II-1.1.) prin multiplicarea semnalului $y(mT_e)$ cu o fereastră temporală $w(mT_e)$, rezultând semnalul $y_w(mT_e)$:

$$y_w(mT_e) = y(mT_e) w(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (\text{A3-1})$$

în care M este numărul de eșantioane achiziționate.

Fereastra $w(mT_e)$ este de tipul Blackman-Harris de ordinul H , fiind definită prin relația (A2-1). DFT a semnalului $y_w(mT_e)$ este $Y_w(l)$, pentru $l=0, 1, \dots, M-1$. Valorile maxime ale spectrului de amplitudine $|Y_w(l)|$ corespund componentei spectrale $K = [f_{in} \cdot M / f_e + 1/2]$ (cu parantezele $[.]$ s-a notat partea întreagă), și, simetric, componentei spectrale $M-K$.

Parametri dinamici SINAD, THD, SNHR și SFDR sunt estimați ținând cont de algoritmul prezentat în [22]. Conform acestui algoritm valoarea efectivă a unei componente S a semnalului $y_w(mT_e)$ este estimată cu relația:

$$S_{ef} = \sqrt{\frac{1}{M^2 \text{NNPG}} \sum_{l=l_s-H}^{l_s+H} |Y_w(l)|^2} \quad (\text{A3-2})$$

în care: l_s este poziția componentei spectrale cu frecvența cea mai apropiată de frecvența componentei S ;

NNPG este câștigul normalizat în putere de zgomot aferent ferestrei $w(mT_e)$ (relația A2-3).

Se observă că, pentru calculul valorii S_{ef} , alături de componenta spectrală situată în poziția l_s se folosesc și cele $2H$ componente spectrale situate de o parte și de cealaltă a acesteia (adică se utilizează toate componentele spectrale ale benzii de frecvență ale lobului principal corespunzător componentei S).

Pentru o valoare vârf la vârf a semnalului de test $2A \leq \text{FSR}$ parametrul SINAD este estimat prin relația [22]:

$$(SINAD_{2A})_{ST} [dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{2 \sum_{l=K-H}^{K+H} |Y_w(l)|^2}{\sum_{l \in I} |Y_w(l)|^2} \frac{M - 3(2H + 1)}{M} \right), \quad (A3-3)$$

$$I = [H + 1, K - H - 1] \cup [K + H + 1, M - K - H - 1] \cup [M - K + H + 1, M - H - 1]$$

Al doilea termen din paranteză face ca estimatorul $(SINAD_{2A})_{ST}$ să nu fie deplasat [22].

Parametrul THD este estimat pe baza relației:

$$THD_{ST} [dBc] = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{l \in D} |Y_w(l)|^2}{\sum_{l=K-H}^{K+H} |Y_w(l)|^2} \right), \quad D = \bigcup_{i=1}^9 [l_i - H, l_i + H] \quad (A3-4)$$

în care l_i , $i=1,2,\dots,9$, sunt pozițiile componentelor spectrale aferente primelor 9 componente armonice.

Parametrul SNHR este estimat pe baza relației:

$$SNHR_{ST} [dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{2 \sum_{l=K-H}^{K+H} |Y_w(l)|^2}{\sum_{l \in I} |Y_w(l)|^2 - 2 \sum_{l \in D} |Y_w(l)|^2} \frac{M - 21(2H + 1)}{M} \right) \quad (A3-5)$$

Al doilea termen din paranteză face ca estimatorul $SNHR_{ST}$ să nu fie deplasat.

Parametrul SFDR este estimat pe baza relației:

$$SFDR_{ST} [dBc] = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{l=l_{SFDR}-H}^{l_{SFDR}+H} |Y_w(l)|^2}{\sum_{l=K-H}^{K+H} |Y_w(l)|^2} \right) \quad (A3-6)$$

în care l_{SFDR} este poziția celei mai mari componente spectrale datorate zgomotului (care conține și componentele armonice).

Parametrul ENOB este estimat pe baza relației [23]:

$$ENOB_{ST} = \frac{(SINAD_{2A})_{ST} [dB] - 20 \log_{10} \left(\frac{2A}{FSR} \right) - 1,76}{6,02} \quad (A3-7)$$

RELAȚIILE DE ESTIMARE A PARAMETRIILOR DINAMICI AI UNUI CAN TESTAT PRIN ANALIZĂ SPECTRALĂ ÎN MODUL “DUAL-TONE”

Parametri dinamici estimați sunt aceeași cu cei estimați în cadrul analizei spectrale în modul “single-tone” (v. Anexa 3), la care se adaugă parametrul IMD.

În majoritatea utilizărilor practice ale unui CAN cel puțin una dintre relațiile de coerență (II-8a) și (II-8b) nu este îndeplinită. Din acest motiv ne punem problema testării CAN în aceste situații.

Presupunem că primul semnal sinusoidal al semnalului de test este de amplitudine A ($A \leq FSR/4$) și de frecvență f_{in1} , iar cel de-al doilea semnal sinusoidal al semnalului de test are aceeași amplitudine A și frecvența f_{in2} ($f_{in2} > f_{in1}$). Dacă cel puțin una dintre frecvențele de intrare (f_{in1} sau f_{in2}) nu este coerentă cu frecvența de eșantionare (f_e), atunci spectrul semnalului de ieșire al CAN este afectat de fenomenul de curgere. Limitarea acestui fenomen se face (v. § II-1.2.) prin multiplicarea semnalului de ieșire al CAN $y(mT_e)$ cu o fereastră temporală $w(mT_e)$, rezultând semnalul $y_w(mT_e)$:

$$y_w(mT_e) = y(mT_e) w(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (A4-1)$$

în care M este numărul de eșantioane achiziționate.

Fereastra $w(mT_e)$ este de tipul Blackman-Harris de ordinul H , fiind definită prin relația (A2-1). DFT a semnalului $y_w(mT_e)$ este $Y_w(l)$, pentru $l=0, 1, \dots, M-1$. Valorile maxime ale spectrului de amplitudine $|Y_w(l)|$ corespund componentelor spectrale aferente fundamentalelor celor două semnale sinusoidale de intrare $K_1 = [f_{in1}M/f_e + 1/2]$ și $K_2 = [f_{in2}M/f_e + 1/2]$ (cu parantezele $[.]$ s-a notat partea întregă), și, simetric, componentelor spectrale $M-K_1$ și $M-K_2$.

Parametri dinamici SINAD, THD, SNHR, SFDR și IMD sunt estimați pe baza algoritmului prezentat în [22], pe care **l-am adaptat** la modul “dual-tone”.

Pentru o valoare vârf la vârf a celor două semnale sinusoidale folosite în testare $2A \leq FSR/2$ parametrul SINAD este estimat prin relația:

$$(SINAD_{4A})_{DT} [dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{2 \sum_{l=K_1-H}^{K_1+H} |Y_w(l)|^2 + 2 \sum_{l=K_2-H}^{K_2+H} |Y_w(l)|^2}{\sum_{l \in I_d} |Y_w(l)|^2} \frac{M-5(2H+1)}{M} \right), \quad (A4-2)$$

$$I_d = [H+1, K_1-H-1] \cup [K_1+H+1, K_2-H-1] \cup [K_2+H+1, M-K_2-H-1] \cup [M-K_2+H+1, M-K_1-H-1] \cup [M-K_1+H+1, M-H-1].$$

Al doilea termen din paranteză face ca estimatorul $(SINAD_{4A})_{DT}$ să nu fie deplasat.

Parametrul THD este estimat pe baza relației:

$$THD_{DT} [dBc] = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{l \in D_d} |Y_w(l)|^2}{\sum_{l=K_1-H}^{K_1+H} |Y_w(l)|^2 + \sum_{l=K_2-H}^{K_2+H} |Y_w(l)|^2} \right), \quad (A4-3)$$

$$D_d = \bigcup_{i=1}^8 [l_i - H, l_i + H]$$

în care l_i , $i=1,2,\dots,8$, sunt pozițiile componentelor spectrale aferente primelor 4 componente legate armonic de frecvența f_{in1} și a primelor 4 componente legate armonic de frecvența f_{in2} .

Parametrul SNHR este estimat pe baza relației:

$$SNHR_{DT} [dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{2 \sum_{l=K_1-H}^{K_1+H} |Y_w(l)|^2 + 2 \sum_{l=K_2-H}^{K_2+H} |Y_w(l)|^2}{\sum_{l \in I_d} |Y_w(l)|^2 - 2 \sum_{l \in D_d} |Y_w(l)|^2} \frac{M - 21(2H + 1)}{M} \right) \quad (A4-4)$$

Al doilea termen din paranteză face ca estimatorul $SNHR_{DT}$ să nu fie deplasat.

Parametrul SFDR este estimat pe baza relației:

$$SFDR_{DT} [dBc] = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{l=l_{SFDR}-H}^{l_{SFDR}+H} |Y_w(l)|^2}{\sum_{l=K_1-H}^{K_1+H} |Y_w(l)|^2 + \sum_{l=K_2-H}^{K_2+H} |Y_w(l)|^2} \right) \quad (A4-5)$$

în care l_{SFDR} este poziția celei mai mari componente spectrale datorate zgomotului (care conține și componentele armonice).

Parametrul IMD este estimat pe baza relației:

$$IMD_{DT} [dBc] = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{l \in I_m} |Y_w(l)|^2}{\sum_{l=K_1-H}^{K_1+H} |Y_w(l)|^2 + \sum_{l=K_2-H}^{K_2+H} |Y_w(l)|^2} \right), \quad (A4-6)$$

$$I_m = \bigcup_{i=1}^{12} [md_i - H, md_i + H]$$

în care md_i , $i=1,2,\dots,12$, sunt pozițiile componentelor spectrale aferente produșilor de intermodulație până la ordinul 4 inclusiv (de frecvențe $if_{in1} + jf_{in2}$ ($i, j \in \mathbb{Z}^+$)).

Parametrul IMD este o caracteristică intrinsecă a CAN [24].

Parametrul ENOB este estimat pe baza relației [23]:

$$ENOB_{DT} = \frac{(SINAD_{4A})_{DT} [dB] - 20 \log_{10} \left(\frac{4A}{FSR} \right) + 1,25}{6,02} \quad (A4-7)$$

**DETERMINAREA “CELEI MAI POTRIVITE SINUSOIDE” AFERENTE
SEMNALULUI DE IEȘIRE AL UNUI CAN PE BAZA METODEI DE
INTERPOLARE A FFT**

Considerăm că la intrarea CAN se aplică drept semnal de test un semnal sinusoidal de amplitudine A ($2A \leq \text{FSR}$) și frecvență f_{in} . Presupunem că între f_{in} și frecvența de eșantionare f_e nu există o relație de coerență. În această situație spectrul semnalului de ieșire al CAN $y(mT_e)$ este afectat de fenomenul de curgere. Pentru a reduce fenomenul de curgere (v. § II-1.1.) semnalul $y(mT_e)$ se înmulțește cu o fereastră temporală $w(mT_e)$, rezultând semnalul:

$$y_w(mT_e) = y(mT_e) w(mT_e), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (\text{A5-1})$$

DFT a semnalului $y_w(mT_e)$ este:

$$Y_w(l) = \frac{1}{2} \left[A e^{j\varphi} W(\lambda - l) + A e^{-j\varphi} W(\lambda + l) \right], \quad l = 0, 1, \dots, M-1 \quad (\text{A5-2})$$

în care: $W(\cdot)$ este DFT a ferestrei $w(mT_e)$;

$$\lambda = \frac{f_{in}}{f_0} \text{ este frecvența normalizată, unde } f_0 = \frac{f_e}{M} \text{ este distanța dintre două}$$

eșantioane consecutive (cea care stabilește granularitatea aferentă spectrului);

Al doilea termen din relația (A5-2) reprezintă imaginea primului termen. Interferența mutuală între cei doi termeni este neglijabilă, dacă $f_{in} \geq 20f_0$ [36].

Metoda de interpolare a FFT (IFFT) permite determinarea cu precizie ridicată a parametrilor A , f_{in} și φ pe baza spectrului $Y_w(l)$ și a valorii f_0 [51]. În continuare se prezintă pe scurt această metodă [51].

Deoarece între f_{in} și f_e nu există o relație de coerență, frecvenței f_{in} nu-i corespunde nici o componentă spectrală, ea aflându-se între frecvențele a două linii spectrale consecutive: $Lf_0 < f_{in} < (L+1)f_0$, în care $L \in \mathbb{N}$.

Astfel, frecvența normalizată poate fi scrisă:

$$\lambda = \frac{f_{in}}{f_0} = L + \delta, \quad 0 < \delta < 1 \quad (\text{A5-3})$$

Cele mai mari două componente spectrale se obțin la $l=L$ și $l=L+1$, și, simetric, la $l=M-L$ și $l=M-L-1$. Presupunem că $f_{in} \geq 20f_0$. Se calculează $|Y_w(L)|$ și $|Y_w(L+1)|$ pe baza relației (A5-2), în care partea imagine este ignorată:

$$|Y_w(L)| = \frac{A}{2} |W(\lambda - L)| = \frac{A}{2} |W(\delta)| \quad (\text{A5-4a})$$

$$|Y_w(L+1)| = \frac{A}{2} |W(\lambda - L - 1)| = \frac{A}{2} |W(1 - \delta)| \quad (\text{A5-4b})$$

Se notează cu α raportul:

$$\alpha = \frac{|Y_w(L+1)|}{|Y_w(L)|} \quad (A5-5)$$

Pe baza relațiilor (A5-4a) și (A5-4b) α devine:

$$\alpha = \frac{|W(1-\delta)|}{|W(\delta)|} \quad (A5-6)$$

Rezultă că δ este o funcție numai de α : $\delta=f(\alpha)$. Deoarece este dificil de obținut o soluție analitică pentru δ , în practică δ se determină pe baza unei aproximări polinomiale a relației $\delta=f(\alpha)$.

După determinarea lui δ , pe baza relației (A5-3) se calculează f_{in} , iar din relația (A5-4a) sau din relația (A5-4b) se calculează A .

Faza φ se determină cu relația:

$$\varphi = \arg[Y_w(L)] - \arg[W(\delta)] \quad (A5-7)$$

Observații:

- metoda IFFT se poate aplica independent pentru fiecare vârf spectral detectat;
- valoarea δ_k aferentă armonice de ordinul k poate fi determinată pe baza valorii δ aferentă fundamentalei sau poate fi determinată independent;
- în cazul în care semnalul $y(mT_c)$ are și o componentă continuă, pentru calculul acesteia **am determinat** relația:

$$V_0 = \frac{Y_w(0)}{M \text{ NPSG}} - \frac{1}{M \text{ NPSG}} \sum_{k=1}^{\left[\frac{M f_0}{2 f_{in}}\right]} \sum_{m=0}^{M-1} A_k \sin\left(2\pi \frac{m}{M} \lambda_k + \varphi_k\right) \quad (A5-8)$$

în care: A_k și φ_k sunt amplitudinea și faza componentei armonice k (sunt $\left[\frac{M f_0}{2 f_{in}}\right]$ componente armonice, unde cu parantezele $[\cdot]$ s-a notat partea întregă);

$\lambda_k = \frac{k f_{in}}{f_0}$ este frecvența normalizată a componentei armonice k .

- în cazul utilizării unei ferestre dreptunghiulare δ se calculează, pentru $M \geq 1024$, cu relația [36]:

$$\delta = \frac{\alpha}{\alpha + 1} \quad (A5-9)$$

Performanțele obținute în acest caz sunt cele mai reduse [51].

- în cazul folosirii ferestrei Hann, δ , pentru $M \geq 1024$, este dat de expresia [50]:

$$\delta = \frac{2\alpha - 1}{\alpha + 1} \quad (A5-10)$$

- în cazul utilizării altor tipuri de ferestre metoda IFFT conduce la estimări foarte precise și pentru valori $M < 1024$ [51].

DETERMINAREA VALORII MEDII A NUMĂRULUI DE BIȚI EFECTIVI AL UNUI CAN ESTIMAT PRIN METODA HISTOGRAMEI SATURATE

Valoarea medie a numărului de biți efectivi al unui CAN de rezoluție n estimat cu ajutorul histogramei saturate este dată de relația [34]:

$$\overline{ENOB}_{hist} = n - \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{\sigma_h^2}{q^2/12} \right) \quad (A6-1)$$

în care: q este pasul de cuantizare al CAN;

σ_h este eroarea medie pătratică a ieșirii CAN; este evaluată prin simularea uniformă a tuturor codurilor de ieșire ale CAN.

σ_h este dată de relația [34]:

$$\sigma_h^2 = \frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2 + \frac{1}{A-V_{od}} \int_0^{A-V_{od}} \left(\frac{\sigma_n^4}{4} \frac{x^2}{(A^2-x^2)^2} + \frac{1,78\sigma_n}{M} \sqrt{(A^2-x^2)} \right) dx \quad (A6-2)$$

în care: $nli_k = V_k - V_k^i$, $k = 1, 2, \dots, 2^n - 1$ (V_k sunt tensiunile de tranziție aferente CAN supus testării, iar V_k^i sunt tensiunile de tranziție aferente unui CAN ideal de același tip ca cel testat), $N=2^n$;

M este numărul de eșantioane achiziționate;

A este amplitudinea semnalului sinusoidal de test; este aleasă astfel încât $A+V_o > \text{FSR}/2$, în care V_o este tensiunea de decalaj a semnalului sinusoidal de test, iar FSR este domeniul dinamic maxim al CAN;

$V_{od} = A+V_o - \text{FSR}/2$ este diferența între valoarea maximă a semnalului sinusoidal de test și $\text{FSR}/2$;

σ_n este dispersia zgomotului gaussian aditiv de medie 0, care modelează atât zgomotele interne ale CAN cât și zgomotul generatorului semnalului sinusoidal de test.

Integrala din relația (A6-2) poate fi scrisă:

$$\begin{aligned} I &= \int_0^{A-V_{od}} \left(\frac{\sigma_n^4}{4} \frac{x^2}{(A^2-x^2)^2} + \frac{1,78\sigma_n}{M} \sqrt{(A^2-x^2)} \right) dx = \\ &= \frac{\sigma_n^4}{4} \int_0^{A-V_{od}} \frac{x^2}{(A^2-x^2)^2} dx + \frac{1,78\sigma_n}{M} \int_0^{A-V_{od}} \sqrt{(A^2-x^2)} dx = \frac{\sigma_n^4}{4} I_1 + \frac{1,78\sigma_n}{M} I_2 \end{aligned} \quad (A6-3)$$

în care

$$I_1 = \int_0^{A-V_{od}} \frac{x^2}{(A^2 - x^2)^2} dx \quad (\text{A6-4})$$

și

$$I_2 = \int_0^{A-V_{od}} \sqrt{(A^2 - x^2)} dx$$

Valoarea integralei I_1 este:

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_0^{A-V_{od}} \frac{x^2}{(A^2 - x^2)^2} dx = \int_0^{A-V_{od}} \frac{x}{2} \left(\frac{1}{A^2 - x^2} \right)' dx = \frac{x}{2} \left(\frac{1}{A^2 - x^2} \right) \Big|_0^{A-V_{od}} - \frac{1}{2} \int_0^{A-V_{od}} \left(\frac{1}{A^2 - x^2} \right) dx = \\ &= \frac{A - V_{od}}{2V_{od}(2A - V_{od})} - \frac{1}{4A} \ln \left(\frac{A+x}{A-x} \right) \Big|_0^{A-V_{od}} = \frac{A - V_{od}}{2V_{od}(2A - V_{od})} - \frac{1}{4A} \ln \left(\frac{2A - V_{od}}{V_{od}} \right) \cong \frac{1}{4V_{od}} - \frac{1}{4A} \ln \frac{2A}{V_{od}} \end{aligned}$$

Pentru valorile V_{od} utilizate în practică (comparabile cu q) avem $\frac{1}{4V_{od}} \gg \frac{1}{4A} \ln \left(\frac{2A}{V_{od}} \right)$. Rezultă pentru I_1 relația:

$$I_1 \cong \frac{1}{4V_{od}} \quad (\text{A6-5})$$

Valoarea integralei I_2 este [54]:

$$\begin{aligned} I_2 &= \int_0^{A-V_{od}} \sqrt{(A^2 - x^2)} dx = \frac{x}{2} \sqrt{(A^2 - x^2)} \Big|_0^{A-V_{od}} + \frac{A^2}{2} \arcsin \left(\frac{x}{A} \right) \Big|_0^{A-V_{od}} = \frac{A - V_{od}}{2} \sqrt{V_{od}(2A - V_{od})} + \\ &+ \frac{A^2}{2} \arcsin \frac{A - V_{od}}{A} \cong \frac{A}{2} \sqrt{2AV_{od}} + \frac{A^2}{2} \arcsin(1) = \frac{A}{2} \sqrt{2AV_{od}} + \frac{A^2 \pi}{4} \end{aligned}$$

Pentru valorile V_{od} folosite în practică (V_{od} nu depășește câțiva pași de cuantizare) avem $\frac{A^2 \pi}{4} \gg \frac{A}{2} \sqrt{2AV_{od}}$. Astfel I_2 devine:

$$I_2 \cong \frac{A^2 \pi}{4} \quad (\text{A6-6})$$

Pe baza relațiilor (A6-5) și (A6-6) relația (A6-3) se scrie sub forma:

$$I \cong \frac{\sigma_n^4}{16V_{od}} + 1,4 \frac{\sigma_n}{M} A^2 \quad (\text{A6-7})$$

Deoarece σ_n este de același ordin de mărime cu q , iar V_{od} nu depășește câțiva pași de cuantizare, avem $1,4 \frac{\sigma_n}{M} A^2 \gg \frac{\sigma_n^4}{16V_{od}}$. Rezultă pentru I valoarea:

$$I \cong 1,4 \frac{\sigma_n}{M} A^2 \quad (\text{A6-8})$$

Pe baza relației (A6-8) relația (A6-2) devine:

$$\sigma_h^2 = \frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2 + \frac{1}{A-V_{od}} \frac{1,4\sigma_n A^2}{M} \cong \frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2 + \frac{1,4\sigma_n A}{M} \quad (\text{A6-9})$$

Ținând cont de relația (A6-9) relația (A6-1) se scrie sub forma:

$$\overline{ENOB}_{hist} = n - \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{\frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2 + \frac{1,4\sigma_n A}{M}}{\frac{q^2}{12}} + \frac{\frac{1,4\sigma_n A}{M}}{\frac{q^2}{12}} \right) \quad (\text{A6-10})$$

Al doilea termen din relația (A6-10) poate fi aproximat prin relația [54]:

$$\log_2 \left(\frac{\frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2 + \frac{1,4\sigma_n A}{M}}{\frac{q^2}{12}} + \frac{\frac{1,4\sigma_n A}{M}}{\frac{q^2}{12}} \right) \cong \log_2 \left(\frac{\frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2}{\frac{q^2}{12}} \right) + \frac{2}{\ln 2} \left(\frac{\frac{1,4\sigma_n A}{M}}{2 \left(\frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2 \right) + \frac{1,4\sigma_n A}{M}} \right) \quad (\text{A6-11})$$

Pentru valorile M utilizate în cadrul testării prin intermediul histogramei avem:

$$2 \left(\frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2 \right) \gg \frac{1,4\sigma_n A}{M}. \text{ Rezultă că relația (A6-11) devine:}$$

$$\log_2 \left(\frac{\frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2 + \frac{1,4\sigma_n A}{M}}{\frac{q^2}{12}} \right) \cong \log_2 \left(\frac{\frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2}{\frac{q^2}{12}} \right) - \frac{\frac{24,24\sigma_n A}{M}}{q^2 + \frac{12}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2} \quad (\text{A6-12})$$

Ținând cont de relația (A6-12) relația (A6-10) se scrie:

$$\overline{ENOB}_{hist} \cong n - \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{\frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2}{\frac{q^2}{12}} \right) - \frac{\frac{12,12\sigma_n A}{M}}{q^2 + \frac{12}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2} = n_d - \frac{\frac{12,12\sigma_n A}{M}}{q^2 + \frac{12}{N} \sum_{k=1}^{N-1} nli_k^2} \quad (\text{A6-13})$$

în care $n_d = n - \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{\frac{q^2}{12} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N n l_i^2}{\frac{q^2}{12}} \right)$ este numărul de biți efectivi corespunzători

comportării deterministe a CAN.

**RELAȚIILE DE ESTIMARE A PARAMETRILOR DINAMICI AI UNUI CAN
TESTAT PE BAZA DENSITĂȚII SPECTRALE DE PUTERE**

Parametri dinamici estimați sunt aceeași cu cei estimați în cadrul analizei spectrale în modul “single-tone” (v. Anexa 3).

Considerăm că la intrarea CAN se aplică, drept semnal de test, un semnal sinusoidal de amplitudine A ($2A \leq \text{FSR}$).

Semnalul obținut la ieșirea CAN este $y(mT_c)$, pentru $m=0,1,\dots,M-1$, în care $T_c=1/f_c$ este perioada de eșantionare, iar M este numărul de date achiziționate.

Densitatea spectrală de putere, estimată pe baza metodei Welch, a semnalului de ieșire al CAN este $P_w(l)$, $l=0,1,\dots,R-1$, în care R este lungimea fiecărei secvențe de date. Valorile maxime ale $P_w(l)$ corespund componentei spectrale aferente fundamentalei $K=[f_m R/f_c+1/2]$ (cu parantezele $[\]$ s-a notat partea întreagă), și, simetric, componentei spectrale $R-K$.

Parametrilor dinamici au fost estimați **pe baza unor relații originale pe care le-am propus** ținând cont de algoritmi prezentați în [22], [43].

Pentru o valoare vârf la vârf a semnalului de test $2A \leq \text{FSR}$ parametrul SINAD este estimat prin relația:

$$(SINAD_{2A})_w [dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{2 \sum_{l=K-H}^{K+H} P_w(l)}{\sum_{l \in I_w} P_w(l)} \frac{R-3(2H+1)}{R} \right), \quad (A7-1)$$

$$I_w = [H+1, K-H-1] \cup [K+H+1, R-K-H-1] \cup [R-K+H+1, R-H-1]$$

Al doilea termen din paranteză face ca estimatorul $(SINAD_{2A})_w$ să nu fie deplasat.

Parametrul THD este estimat pe baza relației:

$$THD_w [dBc] = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{l \in D_w} P_w(l)}{\sum_{l=K-H}^{K+H} P_w(l)} \right), \quad D_w = \bigcup_{i=1}^9 [l_i - H, l_i + H] \quad (A7-2)$$

în care l_i , $i=1,2,\dots,9$, sunt pozițiile componentelor spectrale aferente primelor 9 componente armonice.

Parametrul SNHR este estimat pe baza relației:

$$SNHR_w [dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{2 \sum_{l=K-H}^{K+H} P_w(l)}{\sum_{l \in I_w} P_w(l) - 2 \sum_{l \in D_w} P_w(l)} \frac{R-21(2H+1)}{R} \right) \quad (A7-3)$$

Al doilea termen din paranteză face ca estimatorul $SNHR_w$ să nu fie deplasat.

Parametrul SFDR este estimat pe baza relației:

$$SFDR_w [dBc] = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{l=l_{SFDR}-H}^{l_{SFDR}+H} P_w(l)}{\sum_{l=K-H}^{K+H} P_w(l)} \right) \quad (A7-4)$$

în care l_{SFDR} este poziția celei mai mari componente spectrale datorate zgomotului (care conține și componentele armonice).

Dispersia zgomotului de cuantizare rezultată pe baza analizării densității spectrale de putere are aceeași expresie cu cea aferentă utilizării analizei spectrale în modul “single-tone” (relația (I-4)) [46]. Din acest motiv parametrul ENOB se estimează pe baza relației:

$$ENOB_w = \frac{(SINAD_{2A})_w [dB] - 20 \log_{10} \left(\frac{2A}{FSR} \right) - 1,76}{6,02} \quad (A7-5)$$

Cu cât numărul de eșantioane achiziționate M este mai mare cu atât estimatorul $P_w(l)$ devine mai precis [41], conducând la estimări mai precise ale parametrilor dinamici [62].

BIBLIOGRAFIE

- [1] M. Benkais, *Méthodologie de caractérisation des circuits de conversion de données: application aux convertisseurs analogique-numérique à factor de mérite élevé*, these de doctorat, L'Université de Bordeaux I, 1993.
- [2] Analog Devices, Data Converter Reference Manual, 1994.
- [3] Burr-Brown, IC Data Book, Data Conversion Products, 1995.
- [4] J. v. Valburg, R. J. v. d. Plassche, "An 8-b 650-MHz Folding ADC," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 27, pp. 1662-1666, Dec. 1992.
- [5] J. Yuan, C. Svensson, "A 10-b 5-MS/s Successive Approximation ADC Cell Used in a 70-MS/s ADC Array in 1.2- μ m CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, pp. 866-872, Aug. 1994.
- [6] B. Nauta, A. G. W. Venes, "A 70-MS/s 110mW 8-b CMOS Folding and Interpolation A/D Converter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1302-1308, Dec. 1995.
- [7] A. Hill, J. Surber, "Calculating power dissipation of high-performance ADCs: Account for operating conditions," *EDN*, Nov. 9, 1995.
- [8] A. W. Swager, "Now may be the time to upgrade your 8-and 10-bit systems," *EDN*, May 26, 1994.
- [9] J. G. Proakis, D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing. Principles, Algorithms and Applications*. Macmillan Publishing Company, New York, 1990.
- [10] M. Sâmpăleanu, *Circuite pentru conversia datelor*, Editura Tehnică, București, 1980.
- [11] S. J. Tilden, T. E. Linnenbrink, P. J. Green, "Overview of IEEE-STD-1241. Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters," *Instrum. and Meas. Technology Conference, Venice*, vol. 3, pp. 1498-1503, May 1999.
- [12] Texas Instruments, Understanding Data Converter, Application Report, 1997.
- [13] B. E. Peetz, "Dynamic testing of waveform recorders," *IEEE Trans. Instrum. and Meas.*, vol. IM-32, pp. 12-17, March 1983.
- [14] G. Chiorboli, A. Boni, G. Franco, "Test of Subranging A/D Converters with Digital Correction," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 46, pp. 975-979, Aug. 1997.
- [15] C. L. Wey, S. Krishnan, "Built-In Self-Test (BIST) Structures for Analog Circuit Fault Diagnosis with Current Test Data," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 41, pp. 535-539, Aug. 1992.
- [16] L. T. Wurtz, "Built-In Self-Test Structure for Mixed Mode Circuits," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 42, pp. 25-29, Febr. 1993.
- [17] C. L. Wey, "Built-In Self-Test Design of Current-Mode Algorithmic Analog-to-Digital Converters," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 46, pp. 667-671, June 1997.
- [18] J. J. Corcoran, T. Hornak, P. B. Skov, "A High-Resolution Error Plotter for Analog-to-Digital Converters," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-24, pp. 370-374, Dec. 1975.
- [19] T. M. Sounders, D. R. Flach, "An Automated Test Set for High Resolution Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Converters," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-28, pp. 239-244, Dec. 1979.
- [20] The Handbook of Linear IC Applications Burr-Brown, 1987.

- [21] C. Clayton, J. A. McClean, J. M. Gregory, "FFT Performance Testing of Data Acquisition Systems," *IEEE Trans. Instrum. and Meas.*, vol. IM-35, pp. 212-215, June 1986.
- [22] L. Benetazzo, C. Narduzzi, C. Offelli, D. Petri, "A/D Converter Performance Analysis by a Frequency-Domain Approach," *IEEE Trans. Instrum. and Meas.*, vol. 41, pp. 834-839, Dec. 1992.
- [23] J. A. Mielke, "Frequency Domain Testing of ADCs," *IEEE Design & Test of Computers*, pp. 64-69, Spring 1996.
- [24] M. Benkais, S. Le Masson, P. Marchegay, "A/D Converter Characterization by Spectral Analysis in "Dual-Tone" Mode," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, pp. 940-944, Oct. 1995.
- [25] J. D. Giacomini, "Most ADC System Require Intermodulation Testing," *Electronic Design*, pp. 57-65, Aug. 1992.
- [26] X. M. Gao, S. J. Ovaska, S. Shendhe, Y.-C. Jenq, "Analysis of Second-Order Harmonic Distortions of ADC Using Bispectrum," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, pp. 50-55, Feb. 1996.
- [27] Y.-C. Jenq, "Measuring Harmonic Distorsion and Noise Floor of A/D Converter Using Spectral Averanging," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 37, pp. 525-528, Dec. 1988.
- [28] J. Kuffel, T. R. McComb, R. Malewski, "Comparative Evaluation of Computer Methods for Calculating the Best-Fit Sinusoid to the High-Purity Sine Wave," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, pp. 418-422, June 1987.
- [29] T. R. McComb, J. Kuffel, B. C. le Roux, "A Comparative Evaluation of Some Practical Algorithms Used in the Effective Bits test of Waveform Recorders," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, pp. 37-42, Feb. 1989.
- [30] J. P. Deyst, T. M. Sounderes, O. M. Solomon, "Bounds on Least-Squares Four-Parameter Sine-Fit Errors Due to Harmonic Distorsion and Noise," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, pp. 637-642, June 1995.
- [31] N. Giaquinto, A. Trotta, "Fast and Accurate ADC Testing via an Enhanced Sine Wave Fitting Algorithm," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 46, pp. 1020-1025, Aug. 1997.
- [32] J. Blair, "Histogram Measurement of ADC Nonlinearities Using Sine Waves," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 43, pp. 373-383, June 1994.
- [33] M. F. Wagdy, S. S. Award, "Determining ADC Effective of Bits via Histogram Testing," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 40, pp. 770-772, Aug. 1991.
- [34] P. Carbone, D. Petri, "Noise Sensitivity of the ADC Histogram Test," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 47, pp. 1001-1004, Aug. 1998.
- [35] C. Morandi, L. Niccolai, "An Improved Code Density Test for the Dynamic Characterization of Flash A/D Converters," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.43, pp. 384-388, June 1994.
- [36] V. K. Jain, W. L. Collins, D. C. Davis, "High-Accuracy Analog Measuremets via Interpolated FFT," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-28, pp. 113-122, June 1979.
- [37] M. Bertocco, C. Narduzzi, D. Petri, "Optimized Sine Wave Test of Waveform Digitizers by a DFT Approach," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 46, pp. 970- 974, Aug. 1997.
- [38] O. M. Solomon Jr., "The use of DFT Windows in Signal-to-Noise Ratio and Harmonic Distorsion Computations," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 43, pp. 194-199, April 1994.

- [39] M. Pokorny, V. Haasz, "Alternative Method of A/D Conversion Quality Verification," *Instrum. and Meas. Technology Conference*, Venice, vol. 3, pp. 1498-1503, May 1999.
- [40] F. J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," *Proc. IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51-83, Jan. 78.
- [41] S. L. Marple, *Digital Spectral Analysis*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1987.
- [42] R. Lyons, "Windowing Functions Improve FFT Results," Part I, *Test & Measurement World*, pp. 37-44, June 1998.
- [43] C. Offelli, D. Petri, "A Frequency-Domain Procedure for Accurate Real-Time Signal Parameter Measurement," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, pp. 363-368, April 1990.
- [44] D. Belega, "Optimal choice of the DFT windows for ADC effective bits measurement," *Buletinul Științific al UPT, seria Electrotehnică, Electronică și Telecomunicații*, Tom 44 (58), Fascicola 2, 1999.
- [45] A. H. Nutall, "Some windows with very good sidelobe behaviour," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-29, pp. 84-91, Feb. 1981.
- [46] O. M. Solomon Jr., "The Effects of Windowing and Quantization Error on the Amplitude of Frequency-Domain Functions," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 41, pp. 932-937, Dec. 1992.
- [47] B. Travis, "EDN Hands-On Project: Demystifying ADCs," *EDN*, March 27, 1997.
- [48] G. Chiorboli, G. Franco, C. Morandi, "Uncertainties in Quantization-Noise Estimates for Analog-to-Digital Converters", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 46, pp. 56-60, Feb. 1997.
- [49] R. W. Hejn, R. C. S. Morling, "A Semifixed Frequency Method for Evaluating the Effective Resolution of A/D Converters," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 41, pp. 212-217, April 1992.
- [50] T. Grandke, "Interpolation Algorithms for Discrete Fourier Transforms of Weighted Signals," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-32, pp. 350-355, June 1983.
- [51] C. Offelli, D. Petri, "Interpolation Techniques for Real-Time Multifrequency Waveforms Analysis," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, pp. 106-111, Feb. 1990.
- [52] D. Belega, "Accurate dynamic characterization of digitizing signal analyzers," *Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications (ETC 2000)*, vol. II, Timișoara, 2000.
- [53] J. Schoukens, R. Pintelon, H. Van hamme, "The Interpolated Fast Fourier Transform: A Comparative Study," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 41, pp. 226-232, April 1992.
- [54] Hütte, *Manualul Inginerului*, vol. I, Editura AGIR, 1947.
- [55] D. Belega, M. Ciugudean, "Utilisation des tests dynamique pour caractériser avec haut précision les convertisseurs analogique-numeriques," *Buletinul Științific al UPT, Seria Electrotehnică, Electronică și Telecomunicații*, Fascicola 2, Tomul 43(57), 1998.
- [56] D. Belega, "Software for testing the analog-to-digital converters in frequency domain," *Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications (ETC 2000)*, vol. II, Timișoara, 2000.
- [57] Texas Instruments, TMS320C5X DSP Starter Kit, User's Guide, 1994.
- [58] Texas Instruments, TMS320C5X DSK, Applications Guide, 1997.

- [59] Hameg Instruments, Manual for Function Generator HM 8130, 1996.
- [60] F. H. Irons, D. M. Hummels, "The Modulo Time Plot - A Useful Data Acquisition Diagnostic Tool," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, pp. 734-738, June 1996.
- [61] J. J. Blair, "A Method for Characterizing Waveform Recorder Errors Using the Power Spectral Distribution", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 41, pp. 604-610, October 1992.
- [62] D. Belega, "The Test Methods for High Resolution Analog-to-Digital Converters Using the Power Spectral Density," pp. 112-117, *Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunication*, Timișoara, 1996.
- [63] Texas Instruments, Data Acquisition Circuits. Data Conversion and DSP Analog Interface. Data Book, 1998.
- [64] Texas Instruments, Les Circuits Linéaires et d'Interface et Leurs Applications, vol. III, 1990.
- [65] Hameg Instruments, Manual for Oscilloscope HM 407, 1996.

LISTA ABREVIERILOR FOLOSITE

| | |
|--|---|
| A | : în modul “single-tone” este amplitudinea semnalului sinusoidal de test; în modul “dual-tone” este amplitudinea ambelor semnale sinusoidale ale semnalului de test |
| A_h | : amplitudinea componentei armonice de ordinul h |
| \hat{A} | : amplitudinea “celei mai potrivite sinusoide” |
| \hat{A}_h | : amplitudinea componentei armonice de ordinul h estimată pe baza metodei de interpolare a transformatei Fourier rapide |
| \hat{A}_s | : amplitudinea celei mai mari componente cauzate de zgomot estimată pe baza metodei de interpolare a transformatei Fourier rapide |
| a_i | : coeficienții ferestrei temporale |
| B_c | : lățimea lobului central al ferestrei temporale |
| CAN | : convertor analog-numeric |
| D | : costul deciziei |
| DFT | : transformata Fourier discretă (“Discret Fourier Transform”) |
| d | : tensiunea de decalaj a semnalului sinusoidal de test |
| \hat{d} | : tensiunea de decalaj a “celei mai potrivite sinusoide” |
| dBc | : valoarea relativă în dB a unei componente spectrale în raport cu fundamentală |
| $e(mT_c)$ | : zgomotul de cuantizare |
| $e_n(mT_c)$ | : zgomot normal (Gaussian) |
| ENBW | : lățimea de bandă echivalentă a zgomotului unei ferestre temporale |
| ENOB | : numărul de biți efectivi al unui convertor analog-numeric (“Effective Number of Bits”) |
| ENOB _{ST} | : estimatorul numărului de biți efectivi al unui convertor analog-numeric testat prin analiză spectrală în modul “single-tone” |
| ENOB _{DT} | : estimatorul numărului de biți efectivi al unui convertor analog-numeric testat prin analiză spectrală în modul “dual-tone” |
| ENOB _{IFFT} | : estimatorul numărului de biți efectivi al unui convertor analog-numeric testat pe baza metodei propuse în capitolul III |
| ENOB _W | : estimatorul numărului de biți efectivi al unui convertor analog-numeric testat pe baza densității spectrale de putere |
| ENOB _{hist} | : estimatorul numărului de biți efectivi al unui convertor analog-numeric testat prin intermediul histogramei saturate |
| $\overline{\text{ENOB}}_{\text{hist}}$ | : valoarea medie a numărului de biți efectivi al unui convertor analog-numeric estimat pe baza histogramei saturate |
| $err(mT_c)$ | : eroarea reziduală |
| F_m | : factorul de merit al convertorului analog-numeric |
| F_{c-p} | : factorul de decizie calitate-preț al convertorului analog-numeric |
| FSR | : domeniul dinamic maxim al convertorului analog-numeric (“Full Scale Range”) |
| FFT | : transformata Fourier rapidă (“Fast Fourier Transform”) |
| f_{in} | : frecvența de intrare a semnalului sinusoidal de test în modul “single-tone” |
| f_{in1} | : frecvența de intrare a primului semnal sinusoidal al semnalului de test în modul “dual-tone” |

| | |
|----------------|--|
| f_{in2} | : frecvența de intrare a celui de-al doilea semnal sinusoidal al semnalului de test în modul “dual-tone” |
| \hat{f}_{in} | : frecvența “celeia mai potrivite sinusoide” |
| f_c | : frecvența de eșantionare |
| f_0 | : distanța în domeniul frecvență dintre două eșantioane succesive ($f_0=f_c/M$) |
| H | : ordinul ferestrei temporale |
| $h(mT_c)$ | : semnalul care conține componentele armonice ale convertorului analog-numeric |
| HC | : histograma cumulată |
| IMD | : factorul de distorsiuni de intermodulație (“Intermodulation Distortion”) |
| IMD_{DT} | : estimatorul factorului de distorsiuni de intermodulație al unui convertor analog-numeric testat prin analiză spectrală în modul “dual-tone” |
| IFFT | : metoda de interpolare a FFT (“Interpolated FFT”) |
| J | : numărul întreg de perioade ale semnalului sinusoidal de test în modul “single-tone” |
| J_1 | : numărul întreg de perioade ale primului semnal sinusoidal al semnalului de test în modul “dual-tone” |
| J_2 | : numărul întreg de perioade ale celui de-al doilea semnal sinusoidal al semnalului de test în modul “dual-tone” |
| k_j | : numărul de apariții în cadrul histogramei a codului cu numărul de ordine j |
| LSB | : bitul cel mai puțin semnificativ (“Least Significant Bit”) |
| MSB | : bitul cel mai semnificativ (“Most Significant Bit”) |
| M | : numărul de eșantioane achiziționate |
| n | : rezoluția convertorului analog-numeric |
| N | : numărul total de coduri ale convertorului analog-numeric ($N=2^n$) |
| NLD | : neliniaritatea diferențială sau eroarea de liniaritate diferențială |
| NLI | : neliniaritatea integrală sau eroarea de liniaritate integrală |
| NF_{ideal} | : valoarea ideală a puterii medii a zgomotului raportată la semnalul de test sau “platforma” zgomotului (“Noise Floor”) |
| NOB_{ST} | : parametru caracteristic oricărei ferestre temporale, care stabilește gradul de eficiență al ferestrei în reducerea fenomenului de curgere la testarea în modul “single-tone” |
| NOB_{DT} | : parametru caracteristic oricărei ferestre temporale, care stabilește gradul de eficiență al ferestrei în reducerea fenomenului de curgere la testarea în modul “dual-tone” |
| NOB_{IFFT} | : parametru caracteristic oricărei ferestre temporale, care stabilește gradul de eficiență al ferestrei în compensarea granularității aferente spectrului |
| NNPG | : câștigul normalizat în putere de zgomot al unei ferestre temporale |
| NPSG | : câștigul normalizat la semnal maxim al unei ferestre temporale |
| n_d | : numărul de biți efectivi al unui convertor analog-numeric corespunzător comportării deterministe |
| SINAD | : raportul semnal/(zgomot + distorsiuni) al unui convertor analog-numeric (“Signal-to-Noise and Distortion Ratio”) |

| | |
|------------------------------------|--|
| $(\text{SINAD}_{2,4})_{\text{ST}}$ | : estimatorul raportului semnal/(zgomot + distorsiuni) al unui convertor analog-numeric testat prin analiză spectrală în modul “single-tone” ($2A \leq \text{FSR}$) |
| $(\text{SINAD}_{4,4})_{\text{DT}}$ | : estimatorul raportului semnal/(zgomot + distorsiuni) al unui convertor analog-numeric testat prin analiză spectrală în modul “dual-tone” ($4A \leq \text{FSR}$) |
| $\text{SINAD}_{\text{IFFT}}$ | : estimatorul raportului semnal/(zgomot + distorsiuni) al unui convertor analog-numeric testat pe baza metodei propuse în capitolul III |
| $(\text{SINAD}_{2,4})_{\text{W}}$ | : estimatorul raportului semnal/(zgomot + distorsiuni) al unui convertor analog-numeric testat pe baza densității spectrale de putere ($2A \leq \text{FSR}$) |
| SNHR | : raportul semnal/(zgomot fără componentele armonice) al unui convertor analog-numeric (“Signal to Non Harmonic Ratio”) |
| SNHR_{ST} | : estimatorul raportului semnal/(zgomot fără componentele armonice) al unui convertor analog-numeric testat prin analiză spectrală în modul “single-tone” |
| SNHR_{DT} | : estimatorul raportului semnal/(zgomot fără componentele armonice) al unui convertor analog-numeric testat prin analiză spectrală în modul “dual-tone” |
| SNHR_{W} | : estimatorul raportului semnal/(zgomot fără componentele armonice) al unui convertor analog-numeric testat pe baza densității spectrale de putere |
| SFDR | : domeniul dinamic fără componentele cauzate de zgomot al unui convertor analog-numeric (“Spurious Free Dynamic Range”) |
| SFDR_{ST} | : estimatorul domeniului dinamic fără componentele cauzate de zgomot al unui convertor analog-numeric testat prin analiză spectrală în modul “single-tone” |
| SFDR_{DT} | : estimatorul domeniului dinamic fără componentele cauzate de zgomot al unui convertor analog-numeric testat prin analiză spectrală în modul “dual-tone” |
| $\text{SFDR}_{\text{IFFT}}$ | : estimatorul domeniului dinamic fără componentele cauzate de zgomot al unui convertor analog-numeric testat pe baza metodei de interpolare a transformatei Fourier rapide |
| SFDR_{W} | : estimatorul domeniului dinamic fără componentele cauzate de zgomot al unui convertor analog-numeric testat pe baza densității spectrale de putere |
| $s(mT_e)$ | : semnal care conține componentele datorate paraziților care afectează convertorul analog-numeric |
| THD | : factorul de distorsiuni armonice al unui convertor analog-numeric (“Total Harmonic Distortion”) |
| THD_{ST} | : estimatorul factorului de distorsiuni armonice al unui convertor analog-numeric testat prin analiză spectrală în modul “single-tone” |
| THD_{DT} | : estimatorul factorului de distorsiuni armonice al unui convertor analog-numeric testat prin analiză spectrală în modul “dual-tone” |
| THD_{IFFT} | : estimatorul factorului de distorsiuni armonice al unui convertor analog-numeric testat pe baza metodei de interpolare a transformatei Fourier rapide |
| THD_{W} | : estimatorul factorului de distorsiuni armonice al unui convertor analog-numeric testat pe baza densității spectrale de putere |
| T_4 | : incertitudinea de apertură |

| | |
|--------------------|--|
| q | : pasul de cuantizare al unui convertor analog-numeric ideal |
| q_i | : pasul de cuantizare corespunzător codului i al unui convertor analog-numeric |
| V_k^i | : tensiunea de tranziție aferentă nivelului k al unui convertor analog-numeric ideal |
| V_k | : tensiunea de tranziție aferentă nivelului k al unui convertor analog-numeric real |
| V_0 | : tensiunea de decalaj a semnalului sinusoidal de test în modul “single-tone” |
| V_{od} | : diferența între valoarea maximă a semnalului sinusoidal de test și jumătatea domeniului dinamic maxim al convertorului analog-numeric ($V_{od}=A+V_0-FSR/2$) |
| $w(mT_e)$ | : fereastra temporală utilizată |
| $x(mT_e)$ | : semnalul de intrare al convertorului analog-numeric |
| $y(mT_e)$ | : semnalul de ieșire al convertorului analog-numeric |
| $y_w(mT_e)$ | : semnalul obținut prin multiplicarea semnalului de ieșire al convertorului analog-numeric cu fereastra temporală utilizată ($y_w(mT_e)= y(mT_e) w(mT_e)$) |
| $ Y_w(l) $ | : spectrul de amplitudine al semnalului $y_w(mT_e)$ |
| $ \tilde{Y}_w(l) $ | : media spectrelor de amplitudine ale semnalelor $y_w(mT_e)$ |
| $\hat{y}(mT_e)$ | : “cea mai potrivită sinusoidă” aferentă semnalului de ieșire al convertorului analog-numeric |
| δ | : valoare cuprinsă în intervalul [0,1) |
| δ_1 | : valoare cuprinsă în intervalul [0,1) |
| δ_2 | : valoare cuprinsă în intervalul [0,1) |
| δ_k | : valoare cuprinsă în intervalul [0,1) |
| δ_s | : valoare cuprinsă în intervalul [0,1) |
| φ | : faza semnalului sinusoidal de test în modul “single-tone” |
| $\hat{\varphi}$ | : faza “cele mai potrivite sinusoidă” |
| λ | : frecvența normalizată ($\lambda=f_m/f_0$) |
| σ_h | : dispersia zgomotului aferent ieșirii CAN estimată pe baza histogramei saturate |
| σ_n | : dispersia zgomotului normal (Gaussian) |
| σ_q | : dispersia zgomotului de cuantizare |
| σ_q' | : dispersia zgomotului de cuantizare corespunzătoare spectrului mediat |