

Raport de Cercetare

Grant: AT, tema nr. 1, cod CNCSIS 19

Autor: Belega Daniel

Universitatea: Politehnica "Timișoara"

Titlul Proiectului

Testarea dinamică a convertoarelor analog-numerice în modul multi-tone

Tema proiectului a constituit-o testarea dinamică a convertoarelor analog-numerice (CAN) în modul multi-tone. În acest mod semnalul de test este o sumă de m ($m \geq 2$) semnale sinusoidale de aceeași amplitudine și cu performanțe dinamice mult mai bune decât cele ale CAN supus testării (semnal m -tone). Proiectul a avut drept obiective: elaborarea părții teoretice, obținerea semnalelor de test și realizarea plăcilor de evaluare a performanțelor unor CAN, precum și realizarea unui sistem de testare a CAN prin analiză spectrală în modul multi-tone.

A. Elaborarea părții teoretice

Au fost determinate expresiile teoretice ale unora dintre cei mai importanți parametri dinamici ai unui CAN obținuți prin testarea în modul multi-tone. Acești parametri sunt: raportul semnal/zgomot + distorsiuni (SINAD), numărul de biți efectivi (ENOB), factorul de distorsiuni armonice (THD) și factorul de distorsiuni de intermodulație (IMD). Acești parametri au fost determinați pe baza presupunerii că neliniaritatea CAN este pur statică și că ea poate fi modelată pe baza unei funcții de transfer polinomiale trunchiată la ordinul 3

$$y(t) = ax(t) + bx^2(t) + cx^3(t), \quad (1)$$

în care: x este semnalul de intrare m -tone al CAN;

y este semnalul de ieșire al CAN;

a, b, c sunt termenii de câștig liniar, pătratic și de ordinul trei.

Semnalul m -tone $x(t)$ este dat de expresia de mai jos

$$x(t) = \sum_{i=1}^m A \sin(2\pi f_i t), \quad (2)$$

unde $A = FSR/(2m)$ este amplitudinea semnalelor sinusoidale (FSR este domeniul de variație maxim al mărimii de intrare al convertorului), iar f_i ($i = 1, 2, \dots, m$) este frecvența semnalului sinusoidal i .

Prin introducerea expresiei (2) a semnalului $x(t)$ în (1) se obțin pentru parametrii THD și IMD în modul multi-tone următoarele expresii:

$$THD_{mT}^2 = \frac{\sum_k (H_k^2)_{mT}}{S_{mT}^2} = \frac{b^2 A^2}{2} + \frac{c^2 A^4}{8} \quad (3)$$

$$IMD_{mT}^2 = \frac{\sum_{i,j,k} (IM_{ijk}^2)_{mT}}{S_{mT}^2} = 2(m-1)b^2 A^2 + \frac{3}{4}(m-1)(4m-5)c^2 A^4, \quad (4)$$

în care S_{mT} este valoarea efectivă a semnalului m -tone ($S_{mT}^2 = mA^2/2$), $(H_k)_{mT}$ sunt componentele armonice, iar $(IM_{ijk})_{mT}$ sunt componentele de intermodulație.

Din relațiile (3) și (4) rezultă:

$$IMD_{mT}^2 = 4(m-1)THD_{mT}^2 + \frac{(m-1)(12m-17)}{4} c^2 A^4. \quad (5)$$

Deoarece al doilea termen al expresiei (5) este pozitiv se obține

$$IMD_{mT}^2 \geq 4(m-1)THD_{mT}^2, \quad (6)$$

ceea ce arată că IMD_{mT}^2 este mai mare decât THD_{mT}^2 .

SINAD în modul multi-tone este dat de expresia de mai jos:

$$SINAD_{mT} = 10 \log \left(\frac{S_{mT}^2}{\sum_{i,j,k} (IM_{ijk}^2)_{mT} + \sum_k (H_k^2)_{mT} + \sigma_q^2 + \sigma_{ex}^2} \right) \quad (dB), \quad (7)$$

unde σ_q^2 este varianța zgomotului de cuantizare, iar σ_{ex}^2 este varianța zgomotului în exces (jitter, zgomot aditiv,...)

ENOB în modul multi-tone este dat de relația

$$ENOB_{mT} = \frac{SINAD_{mT}(dB) - 1,76 + 10 \log(m)}{6,02}. \quad (8)$$

ENOB este cel mai important parametru dinamic al unui CAN deoarece acesta evaluează performanțele globale ale CAN. Din acest motiv este foarte important să se cunoască cum testarea în modul multi-tone afectează evaluarea parametrului ENOB în comparație cu cea obținută în modul single-tone (semnalul de testare conține un singur semnal sinusoidal). Diferența $\Delta ENOB$ între $ENOB_{mT}$ și $ENOB$ obținut prin testarea în modul single-tone $ENOB_{1T}$ este dată de expresia:

$$\Delta ENOB = \frac{10}{6,02} \log \left(\frac{\sum_k (H_k^2)_{1T} + \sigma_q^2 + \sigma_{ex}^2}{\sum_{i,j,k} (IM_{ijk}^2)_{mT} + \sum_k (H_k^2)_{mT} + \sigma_q^2 + \sigma_{ex}^2} \right), \quad (9)$$

în care $(H_k)_{1T}$ este valoarea componentei armonice k a semnalului single-tone.

Pentru un CAN ideal componentele armonice și de intermodulație sunt nule, ca urmare:

$$\Delta ENOB = 0 \Rightarrow ENOB_{mT} = ENOB_{1T}. \quad (10)$$

În cazul unui CAN real componentele armonice și de intermodulație sunt mult mai mari decât zgomotul. În plus, din (6) rezultă că în modul multi-tone distorsiunile de intermodulație sunt mult mai mari decât cele armonice. Ca urmare, (9) poate fi aproximată prin expresia

$$\Delta ENOB \cong \frac{10}{6,02} \log \left(\frac{m^3}{4(m-1)} \right) + \frac{10}{6,02} \log \left(\frac{8b^2 + 2m^2c^2A^2}{8b^2 + 3(4m-5)c^2A^2} \right). \quad (11)$$

Dacă armonica a doua este cea mai importantă, situație foarte des întâlnită în practică, (11) devine:

$$\Delta ENOB \cong \frac{10}{6,02} \log \left(\frac{m^3}{4(m-1)} \right). \quad (12)$$

În modul dual-tone ($m = 2$) din (12) rezultă că $\Delta ENOB \cong 0,5$ biți.

Pe baza expresiei (12) rezultă că performanțele dinamice globale ale CAN cresc odată cu creșterea numărului de semnale sinusoidale din cadrul semnalului de test. Acest comportament se obține deoarece, așa cum rezultă conform (6), componentele armonice se reduc odată cu creșterea numărului de semnale sinusoidale din cadrul semnalului de test și, astfel, contribuția acestora la performanțele dinamice globale ale CAN scade. Pe baza acestei comportări rezultă că există posibilitatea utilizării unor generatoare de semnal sinusoidal cu distorsiuni armonice mai mari față de cele ale CAN care să permită estimarea ENOB cu precizie mai ridicată decât în modul single-tone. În această situație, cunoscând performanțele legate de distorsiunile armonice ale generatoarelor de semnal, pe baza relației (12), se poate stabili pentru un CAN de rezoluție dată numărul de generatoare de semnal care trebuie utilizate. De exemplu, conform relației (12), pe baza a 4 generatoare de semnal sinusoidal cu performanțe ale distorsiunilor armonice care permit testarea unor CAN cu rezoluții până la 9 biți există posibilitatea estimării cu precizie ridicată a ENOB a CAN cu rezoluții până la 10 biți. Astfel, se obține un câștig în rezoluție de 1 bit.

B. Obținerea semnalelor de test și realizarea plăcilor de evaluare a performanțelor unor CAN

Semnalele de test au fost obținute de la generatoarele de funcții HM8130 sau au fost implementate pe baza procesorului numeric de semnal de 16 biți în virgulă fixă – TMS320C50, folosind plăcile de dezvoltare a aplicațiilor cu acest procesor – TMS320C5X DSK.

Semnalele sinusoidale numerice au fost generate pe baza a două metode, care sunt și cele mai utilizate în acest scop: metoda bazată pe formula de recurență și metoda LUT (“Look Up Table”). Pe baza metodei LUT semnalul sinusoidal se obține pe baza eșantioanelor sale memorate într-o tabelă de valori.

A fost realizat un studiu cu privire la performanțele semnalelor sinusoidale implementate cu procesorul TMS320C5X pe baza celor două metode. Performanțele semnalelor sinusoidale implementate au fost evaluate pe baza parametrilor dinamici SINAD și THD ai semnalelor, precum și pe baza erorilor relative ale valorilor frecvențelor semnalelor. A fost propus un algoritm de implementare a semnalelor sinusoidale pe baza metodei LUT în situația în care frecvența semnalului sinusoidal nu este coerentă cu frecvența de eșantionare. Pentru implementarea semnalului $x(n) = A \sin(2\pi f_n n / f_s)$, $n = 0, 1, 2, \dots$, în care A și f_n sunt amplitudinea și frecvența semnalului, iar f_s este frecvența de eșantionare, algoritm constă în următorii pași:

pasul 1: Se consideră o memorie de capacitate K eșantioane. Se calculează valorile kf_n/f_s ($k = 0, 1, 2, \dots, K$). Se determină valoarea k pentru care valoarea kf_n/f_s este cea mai apropiată de un număr întreg. Această valoare este $k = M$ ($M \leq K$). Se calculează $q = \langle Mf_n/f_s \rangle$, unde operatorul $\langle a \rangle$ returnează cea mai apropiată valoare întregă de a .

pasul 2: Se calculează frecvența $\tilde{f}_n = qf_s / M$.

pasul 3: Sunt memorate într-o tabelă de valori primele M eșantioane $\tilde{x}(n) = A \sin(2\pi \tilde{f}_n n / f_s)$, $n = 0, 1, \dots, M - 1$.

pasul 4: Semnalul $\tilde{x}(n)$ este generat pe baza celor M eșantioane memorate în tabela de valori care sunt transmise în ordinea $\tilde{x}(0), \tilde{x}(1), \dots, \tilde{x}(M - 1)$, iar după eșantionul $\tilde{x}(M - 1)$, următorul eșantion transmis va fi, din nou, primul eșantion $\tilde{x}(0)$, ș.a.m.d, adică se va transmite secvența $\tilde{x}(n \text{ modulo } M)$, $n = 0, 1, 2, \dots$, în care $(n \text{ modulo } M)$ reprezintă restul împărțirii n/M , câtul fiind număr întreg.

Erorile între $\tilde{x}(n)$ și $x(n)$ sunt foarte mici dacă K este mare ($K \geq 4096$ eșantioane).

În Fig. 1 se prezintă performanțele obținute prin simulare ale semnalelor sinusoidale implementate pe baza celor două metode. Eșantioanele semnalelor au fost generate cu o frecvență de eșantionare egală cu 15,625 kHz. Frecvența de eșantionare a procesului de achiziție a fost egală cu 15,625 kHz. Au fost achiziționate 1024 eșantioane. Capacitatea memoriei a fost $K = 7 K$ eșantioane. Parametrii SINAD și THD au fost determinați pe baza metodei energiei semnalului. Frecvențele semnalelor sinusoidale au fost estimate pe baza metodei de interpoalare a transformatei Fourier rapide (FFT). Fereastra utilizată a fost fereastra de ordinul 7 Blackman-Harris -191 dB.

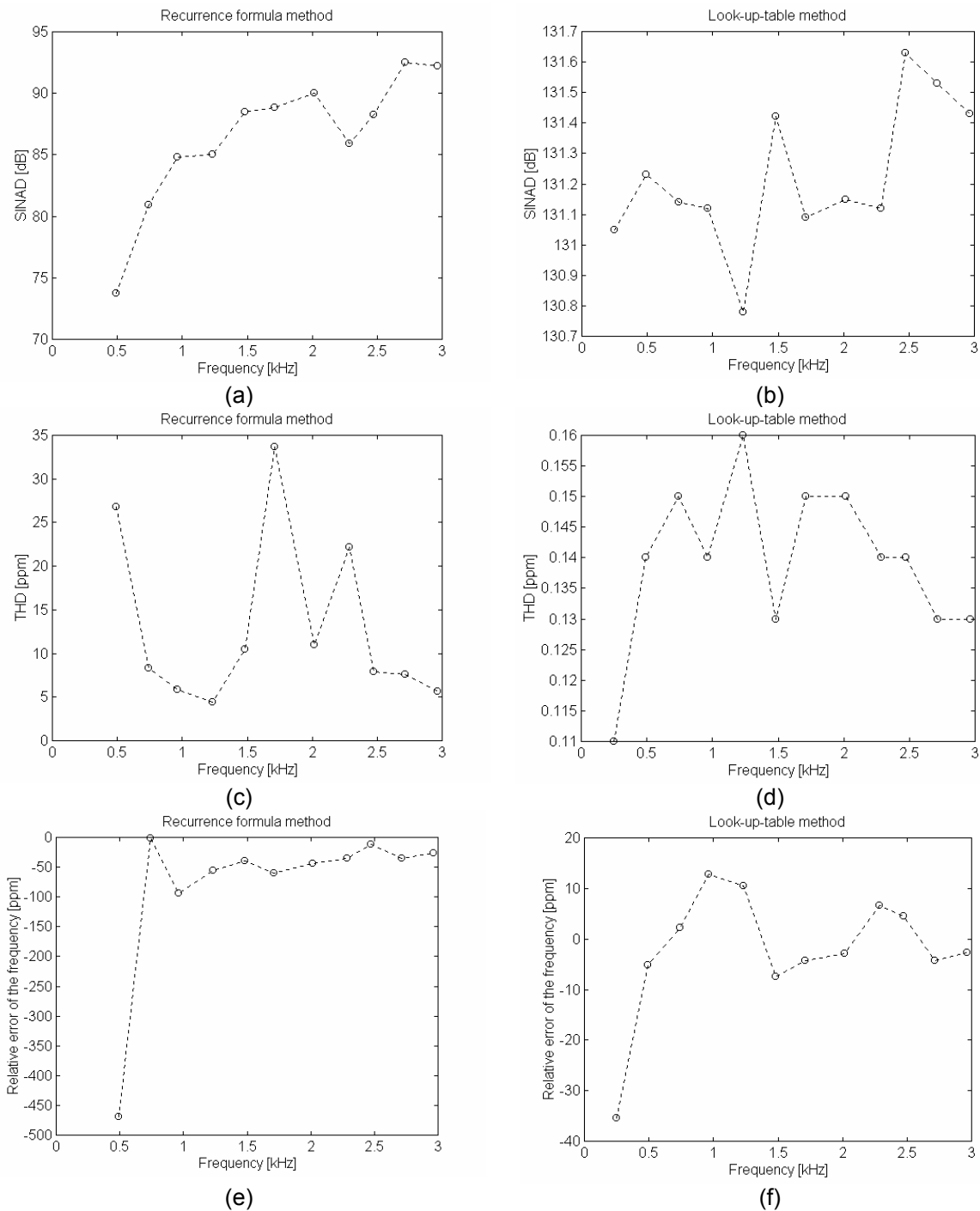


Fig. 1. Performanțele semnalelor sinusoidale implementate pe baza metodei formulei de recurență și a metodei LUT.

Pe baza rezultatelor prezentate în Fig. 1 rezultă că performanțele semnalelor sinusoidale implementate pe baza metodei LUT folosind algoritmul propus sunt mult mai mari decât cele obținute folosind metoda formulei de recurență. Aceste rezultate se obțin deoarece eșantioanele semnalelor sinusoidale sunt obținute în cazul utilizării metodei formulei de recurență, în comparație cu cele obținute folosind metoda LUT, după o serie de operații de aritmetică în virgulă fixă, care conduc la erori. Cu toate acestea, metoda formulei de recurență conduce, de asemenea, la rezultate de precizie ridicată.

Fig. 2 prezintă performanțele semnalelor sinusoidale implementate pe baza celor două metode cu placa TMS320C5X DSK. Eșantioanele semnalelor au fost generate cu o frecvență de eșantionare egală cu 15,625 kHz. Au fost utilizate două frecvențe de eșantionare 15,625 kHz și 7,95 kHz în cadrul procesului de achiziție. Au fost achiziționate 1024 eșantioane.

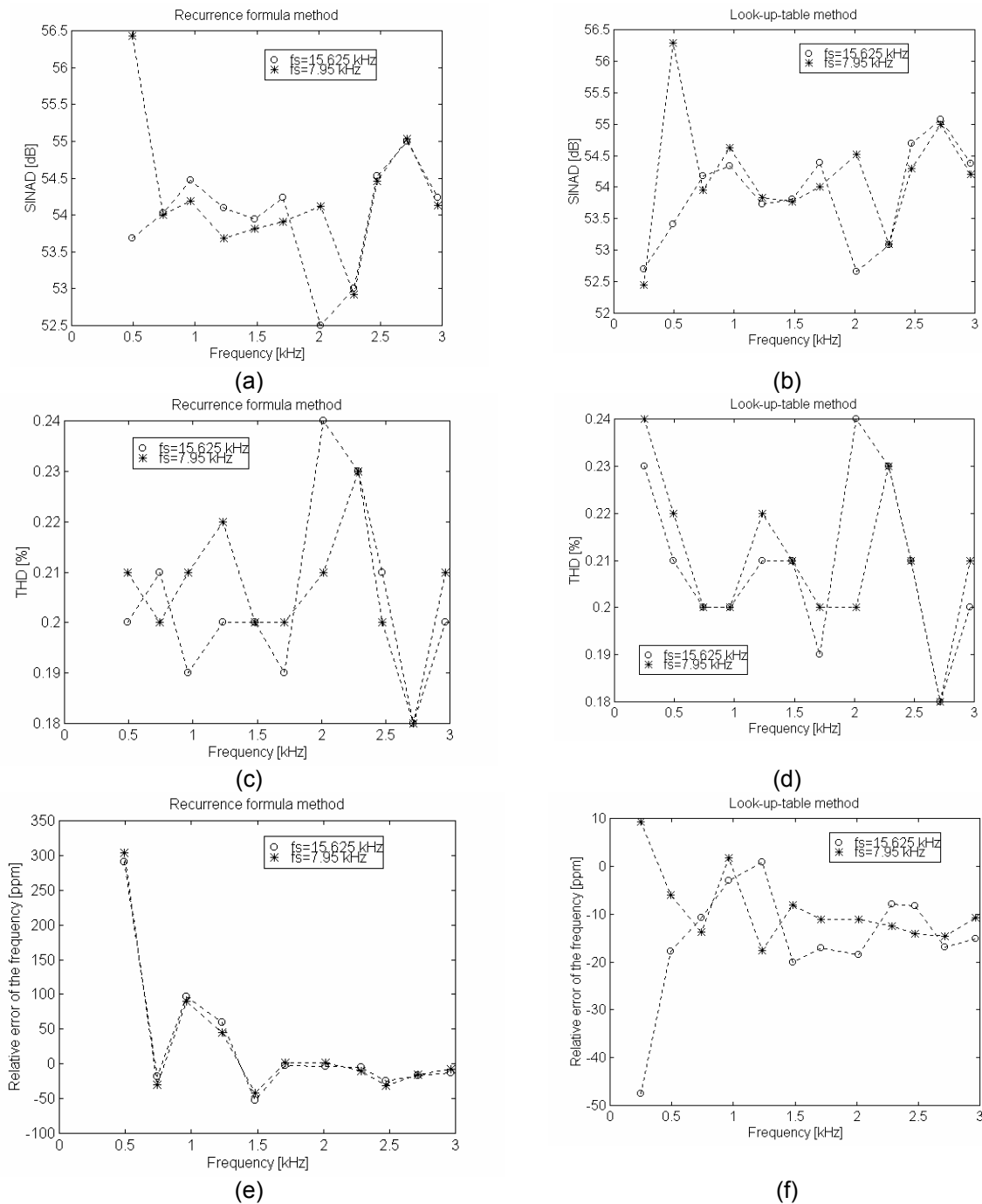


Fig. 2. Performanțele semnalelor sinusoidale implementate folosind placa TMS320C5X DSK pe baza metodei formulei de recurență și a metodei LUT.

Performanțele semnalelor sinusoidale implementate pe baza celor două metode folosind placa DSK sunt mult mai reduse decât cele obținute prin simulare datorită performanțelor scăzute ale filtrului trece-jos de netezire de ieșire component al circuitului de interfațare analogică –TLC32040 din cadrul plăcii DSK. Cu toate acestea, performanțele dinamice ale semnalelor sinusoidale implementate folosind placa DSK sunt, în multe cazuri, superioare în comparație cu cele obținute pe baza oscilatoarelor sinusoidale. Semnale sinusoidale implementate folosind placa DSK permit estimarea cu precizie ridicată a performanțelor dinamice ale unor CAN de până la 8 biți.

Au fost realizate două plăci de evaluare a performanțelor pentru două tipuri de CAN de 8 biți: TLC0820 și TLC549. Placa de evaluare a performanțelor convertorului TLC0820 a fost interfațată cu placa TMS320C5X DSK, iar placa de evaluare a performanțelor convertorului TLC549 a fost conectată la un calculator via interfața serială RS232C.

C. Realizarea sistemului de testare a CAN prin analiză spectrală în modul multi-tone

În cadrul proiectului a fost realizat sistemul de testare intitulat MULTI-TONE ADC TEST. Acest sistem de testare are următoarele caracteristici:

- sistemul de achiziție este realizat cu placa TMS320C5X DSK;
- achiziția unui număr maxim de 4096 cuvinte de cod reprezentate pe 16 biți;
- frecvența de eșantionare maximă de 20 MHz;
- comanda generatoarelor de semnal conectate la magistrala interfeței IEEE 488;
- prezentarea prin meniu desfășurat, multifereastră și gestionat prin “mouse”;
- este destinat testării CAN în situația în care între frecvențele de intrare și de eșantionare nu există o relație de coerență, deoarece aceasta este cea mai întâlnită situație în aplicațiile practice ale CAN; permite, de asemenea, și testarea în situația în care aceste frecvențe sunt coerente;
- se pot utiliza 4 moduri de testare:
 - modul “single-tone”
 - modul “dual-tone”
 - modul “three-tone”
 - modul “four-tone”
- fiecărui mod de testare îi corespund mai multe ferestre grafice care furnizează un număr mare de informații referitoare la parametrii semnalelor sinusoidale și la performanțele dinamice ale CAN;
- salvarea sub format ASCII a parametrilor care caracterizează semnalele sinusoidale și a parametrilor dinamici ai CAN;
- posibilitatea prelucrării și a fișierelor de date simulate sau obținute pe baza altor sisteme de achiziție.

Parametrii semnalelor sinusoidale (amplitudine, frecvență și fază) sunt determinați pe baza metodei de interpolare a FFT. Parametrii dinamici ai CAN determinați cu MULTI-TONE ADC TEST sunt SINAD și ENOB. Acești parametri sunt estimați pe baza metodei energiei semnalului.

Schema bloc a sistemului MULTI-TONE ADC TEST este prezentată în Fig. 3.

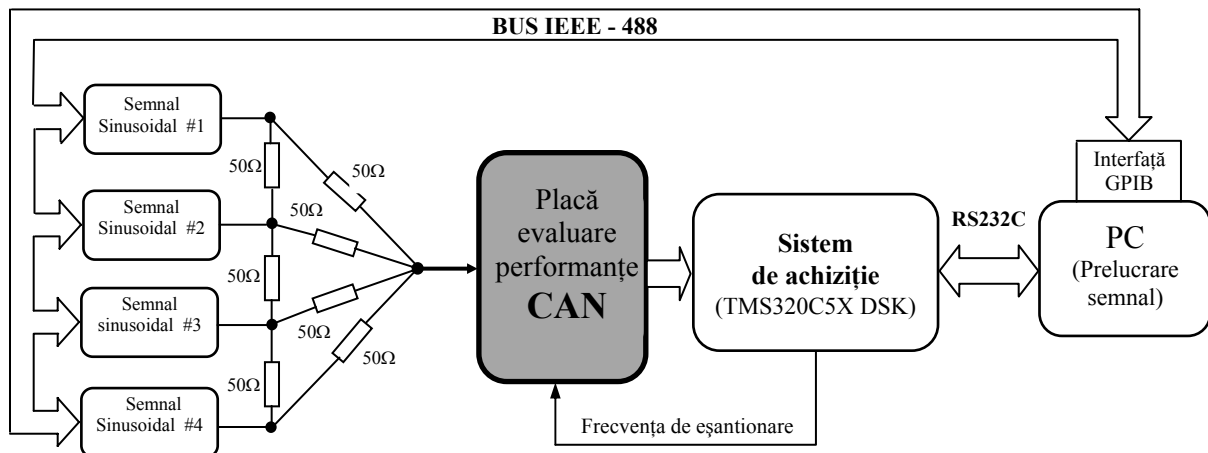
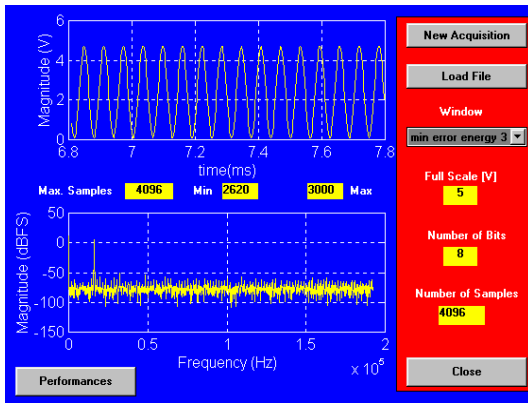


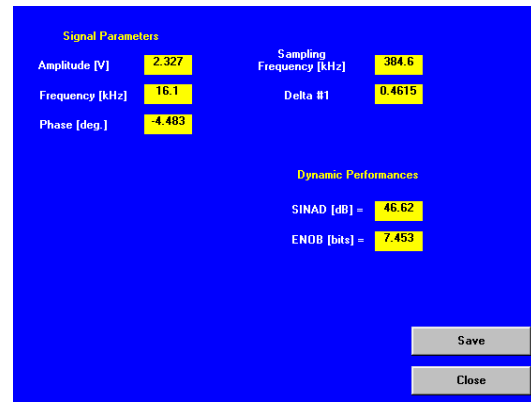
Fig. 3. Schema bloc a sistemului MULTI-TONE ADC TEST.

Programele de achiziție de date au fost scrise în C și în limbajul de asamblare al plăcii DSK. Prelucrarea datelor și paginile grafice interactive au fost realizate pe baza programului MATLAB.

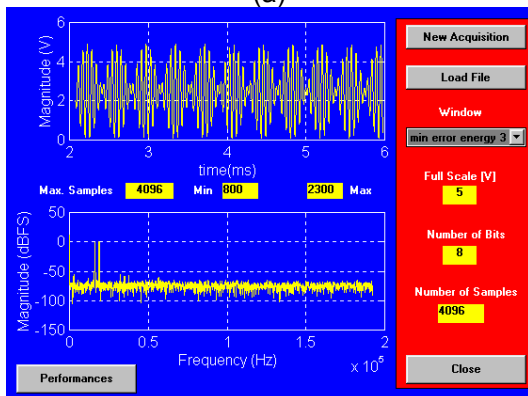
Fig. 4 prezintă rezultatele obținute după testarea convertorului TLC0820. A fost utilizată fereastra de ordinul 3 cu energia erorii minimă. Semnalele sinusoidale au fost obținute de la generatoarele de funcții HM8130. Parametrul THD al fiecărui semnal sinusoidal a fost măsurat și s-a obținut o valoare mai mică decât -49,5 dB (un semnal sinusoidal având THD = -49,5 dB permite testarea unui CAN cu un număr maxim de biți egal cu 8).



(a)



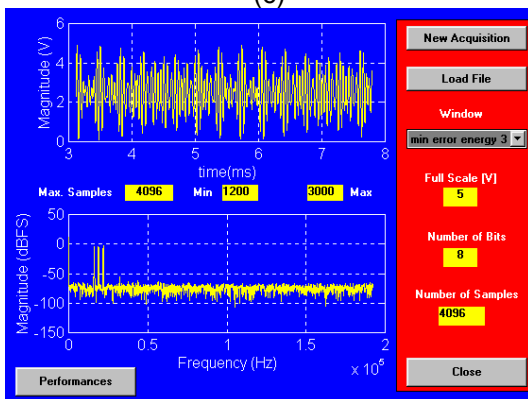
(b)



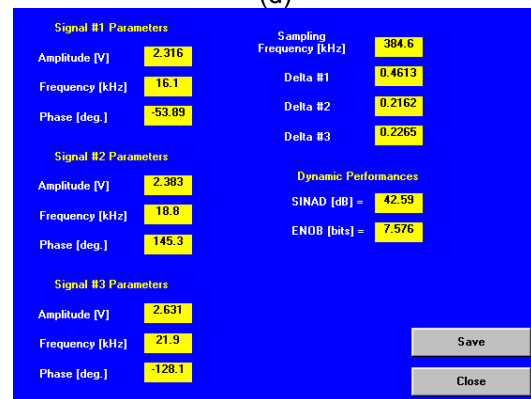
(c)



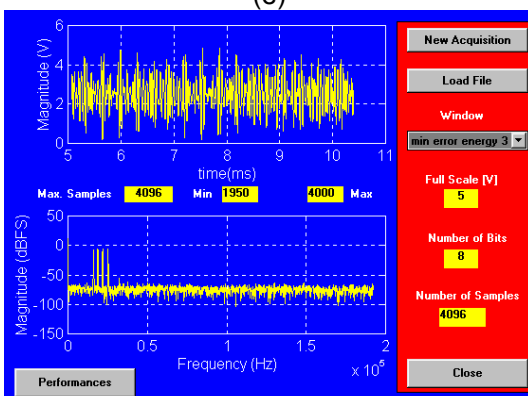
(d)



(e)



(f)



(g)

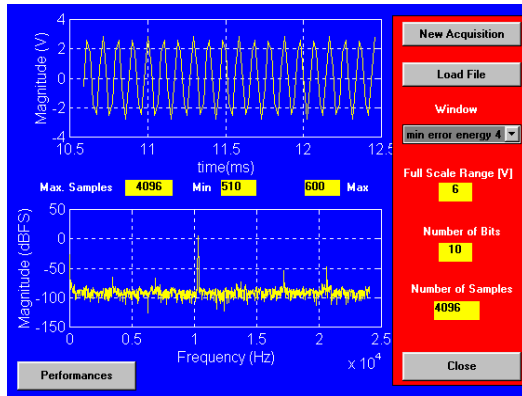


(h)

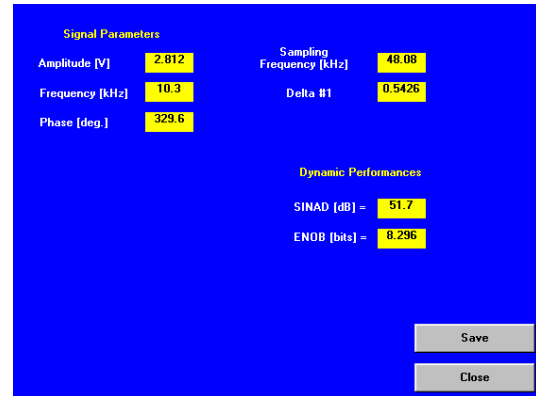
Fig. 4. Rezultatele obținute după testarea TLC0820 în: (a)-(b) modul "single-tone"; (c)-(d) modul "dual-tone"; (e)-(f) modul "three-tone"; (g)-(h) modul "four-tone".

Pe baza rezultatelor prezentate în Fig. 4 rezultă că estimările parametrului ENOB cresc foarte puțin odată cu creșterea numărului de semnale sinusoidale. Această comportare este obținută deoarece performanțele legate de distorsiunile armonice ale semnalelor sinusoidale la frecvențele considerate sunt mai ridicate decât cele ale convertorului. În această situație este suficientă utilizarea unui semnal single-tone pentru estimarea cu precizie ridicată a parametrului ENOB.

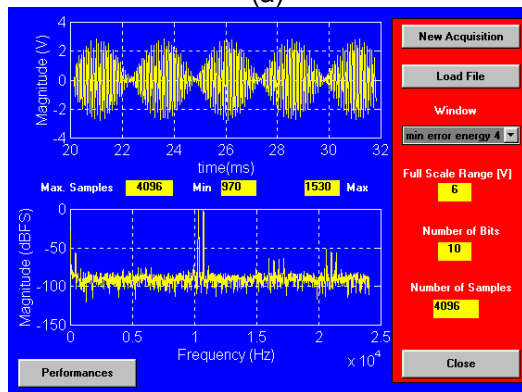
În Fig. 5 sunt prezentate rezultatele obținute după testarea CAN din cadrul circuitului TLC32040, care este de 14 biți. A fost folosită fereastra de ordinul 4 cu energia erorii minimă. Semnalele sinusoidale au fost obținute de la generatoarele HM8130.



(a)



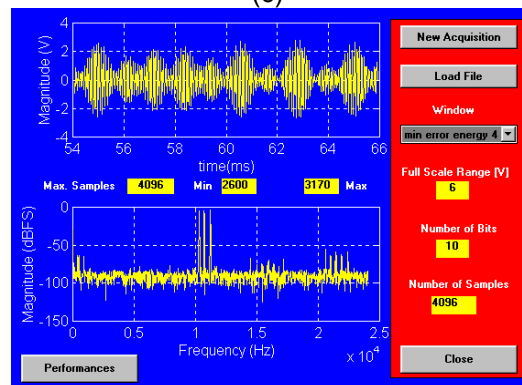
(b)



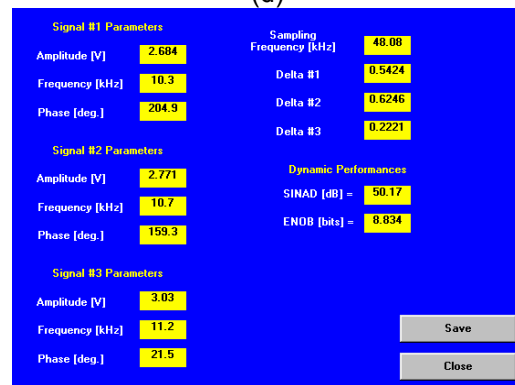
(c)



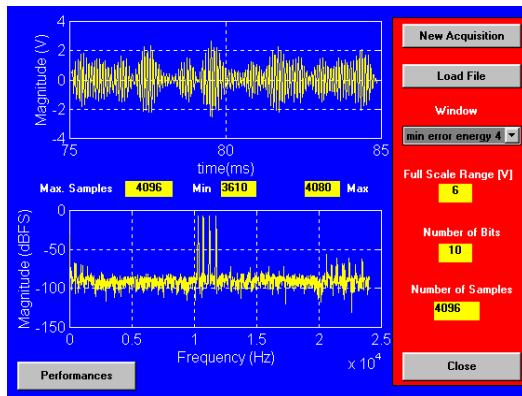
(d)



(e)



(f)



(g)



(h)

Fig. 5. Rezultatele obținute după testarea CAN din cadrul TLC32040 în: (a)-(b) modul "single-tone"; (c)-(d) modul "dual-tone"; (e)-(f) modul "three-tone"; (g)-(h) modul "four-tone".

Fig. 5 indică faptul că estimările parametrului ENOB cresc odată cu creșterea numărului de semnale sinusoidale. Cu toate acestea, diferențele între estimările parametrului ENOB și valoarea ENOB a CAN sunt importante deoarece distorsiunile armonice ale generatoarelor sunt mult mai mari decât cele ale CAN supus testării. În această situație diferențele între estimările succesive ale parametrului ENOB sunt relativ mari, dar mai mici decât cele teoretice, date de relația (12). Pentru a obține estimări cu precizie ridicată a parametrului ENOB al CAN trebuie utilizat un semnal de test cu un număr mare de semnale sinusoidale. Acest lucru conduce la un număr foarte mare de generatoare de semnal. Acest dezavantaj poate fi evitat prin utilizarea unor generatoare de semnal cu distorsiuni armonice mai mici.

Cele mai bune performanțe în estimarea parametrilor dinamici SINAD și ENOB ai unui CAN pe baza metodei de interpolare a FFT se obțin în cazul în care se utilizează ferestrele cu rata de scădere maximă a lobilor secundari. Pentru acest tip de ferestre au fost determinate expresiile teoretice ale coeficienților. Astfel, coeficienții a_k ($k = 0, 1, \dots, H-1$) ai unei ferestre de ordinul H cu rata de scădere maximă a lobilor secundari sunt dați de expresiile:

$$a_0 = \frac{1}{2^{2H-2}} C_{2H-2}^{H-1} \quad (13)$$

$$a_k = \frac{1}{2^{2H-3}} C_{2H-2}^{H-k-1}, \quad k = 1, 2, \dots, H-1,$$

în care $C_m^p = \frac{m!}{(m-p)! p!}$.

O parte din rezultatele obținute în acest proiect au fost publicate sau trimise spre publicare:

- [1]. D. Belega, *Testing of ADCs by Frequency-Domain Analysis in Multi-Tone Mode*, Proceedings of the Romanian Academy, Series A, vol. 5, no. 2, May-August, 2004, pp. 197-212.
- [2]. D. Belega, *The Maximum Sidelobe Decay Windows*, Revue Roumaine des Sciences Techniques. Serie Electrotehnică et Energetică, 2004, (trimisă spre publicare).
- [3]. D. Belega, *Accurate Sinewaves Implemented With a 16-bit Fixed-Point Digital Signal Processor*, Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications (ETc 2004), Timișoara, October 22-23, 2004, vol. II, pp. 225-229.