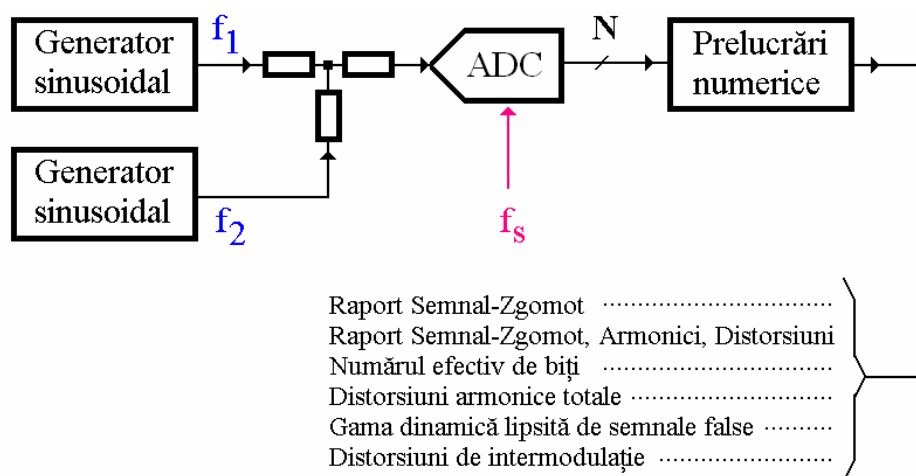


## Parametri dinamici ai convertoarelor analog-numerice

Performanțele și potențialele aplicații ale convertoarelor analog-numerice din lumea echipamentelor de comunicații sînt influențate în mod semnificativ de caracteristicile dispozitivului fizic, pe de o parte, și de contextul oferit de circuitul practic în care acesta este folosit, pe de alta. Erorile de fază, erorile de cuantizare, neliniaritățile, zgomotul termic, dependența de frecvență și altele, influențează calitatea translației semnalelor între cele două domenii, cel analogic și cel numeric. Figura 1 redă configurația uzuală a platformelor în care se caracterizează comportamentul dinamic al convertoarelor analog-numerice ([1],[2],[3]).



**Figura 1**

Cînd se testează convertoarele analog-numerice, de fapt se emulează funcționarea unui analizor de spectru utilizat la investigarea liniarității în circuitele analogice. Pentru un asemenea instrument și pentru procedura respectivă de testare, specificațiile de dinamică sînt exprimate în mod uzual în domeniul frecvență, utilizînd transformata Fourier rapidă (FFT). Aceasta este capabilă să ofere datele din care se pot obține relativ ușor o cantitate impresionantă de informații.

Cele mai multe dintre specificațiile dinamice se exprimă ca rapoarte de măsurători relative, mai degrabă decît în unități absolute. Astfel, **raportul semnal-zgomot RSZ** (SNR eng.) se calculează la ieșirea convertorului și este raportul între puterea semnalului de intrare analogic  $P_{IN}$  și suma  $Z_{TOTAL}$  a puterilor tuturor surselor de zgomot (termic, de cuantizare, etc.) care limitează performanța dinamică. În locul puterilor este uneori mai ușor să se exprime RSZ ca raport de valori medii pătratice ale semnalului  $A_{IN\ rms}$  și zgomotului  $A_{ZG\_TOTAL\ rms}$ .

$$RSZ = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{IN}}{Z_{TOTAL}} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{A_{IN\ rms}}{A_{ZG\_TOTAL\ rms}} \right) \quad [dB] \quad (1)$$

Zgomotul termic este distorsiunea adăugată semnalului util datorită mișcării electronilor în componentele rezistive pasive din circuitele care preced conversia analog-numerică. Efectele zgomotului termic sînt necorelate de la un eșantion la altul și pot fi

## Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

modelate ca o variabilă aleatoare Gauss'iană de valoare medie nulă. Puterea zgomotului termic  $Z_{Term}$  este dată de ecuația

$$Z_{Term} = kT_e B \quad (2)$$

unde  $k=1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$  este constanta lui Boltzmann,  $T_e$  este temperatura efectivă a elementelor rezistive în grade Kelvin, iar  $B$  este banda de frecvențe considerată. Receptoarele radio trebuie să prelucreze semnale cu benzi  $B$  diferite, rezultînd un nivel al fondului de zgomot dependent de forma de undă purtătoare de informație. De regulă, zgomotul termic nu este semnificativ pentru semnalele de bandă îngustă, însă el poate afecta negativ gama dinamică a convertorului analog-numeric în cazul semnalelor de bandă largă.

În utilizarea transformatei Fourier pentru măsurarea rapoartelor relative la zgomote de bandă largă trebuie să se țină seama că rezultatul algoritmului FFT depinde de numărul eșantioanelor de semnal luate în calcul. Considerînd (în ipoteza unei precizii infinite de calcul), de exemplu, palierul zgomotului de cuantizare evidențiat în banda de frecvențe  $f_s/M$  prin prelucrarea a  $M$  eșantioane de semnal se pune în evidență prin (3) creșterea cîștigului de prelucrare cu cîte 3dB la fiecare dublare a mărimii pachetului de eșantioane.

$$RSZ_{q,FFT} = 6,02N + 1,76 + 10\log_{10}\left(\frac{M}{2}\right) \text{ [dB]} \quad (3)$$

Figura 2 ilustrează impactul unei creșteri de patru ori a numărului de eșantioane în cazul unui semnal sinusoidal cu frecvența de 2011Hz, eșantionat cu frecvența de 48kHz, cuantizat pe 8 biți și trecut printr-o fereastră temporală de tip Blackman. Pentru o asemenea conversie  $6,02N + 1,76 = 49,92\text{dB} \sim 50\text{dB}$ .

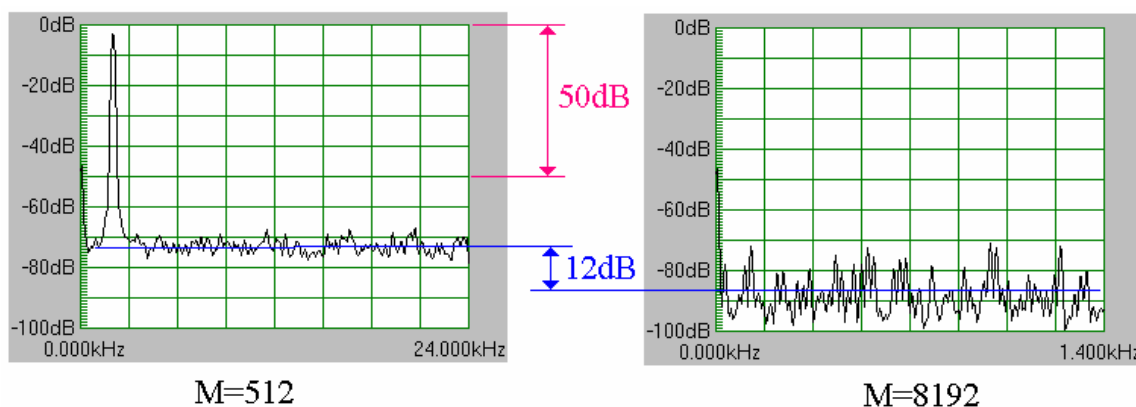


Figura 2

Fiind un proces cu un anumit grad de neliniaritate și un domeniu limitat de valori admise la intrare, conversia analog-numerică produce armonici ale semnalului de intrare. Parametrul caracteristic definitoriu pentru convertoare este din această perspectivă coeficientul de **distorsiuni armonice totale THD**, definit ca raport între suma tuturor armonicilor semnalului  $P_i$  ( $i=1,2,\dots$ ), care sînt transpuse în prima zonă Nyquist, și puterea fundamentalei  $P_0$ .

## Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

$$THD = 10 \log_{10} \left( \frac{\sum_{i=1} P_i}{P_0} \right) [dB] \quad (4)$$

Atunci când pe lângă zgomote (de cuantizare și termic) se adaugă și distorsiunile armonice, locul raportului semnal-zgomot este preluat de mai completul **raport dintre suma puterii semnalului, a zgomotului și a distorsiunilor, și suma puterii zgomotului și a distorsiunilor**, *SINAD*. Prin distorsiuni se înțeleg aici toate componentele spectrale aflate în banda Nyquist (în mod natural sau prin împăturire spectrală), mai puțin componenta continuă.

$$SINAD \approx 10 \log_{10} \left( \frac{P_0}{Z_{TOTAL} + \sum_{i=1} P_i} \right) [dB] \quad (5)$$

Raportul *SINAD* se degradează mai rapid decât *RSZ* (sau *SNR*) odată cu creșterea frecvenței de eșantionare sau a frecvenței semnalului de intrare întrucât termenul care grupează distorsiunile crește rapid. Figura 3 redă diferența dintre variațiile celor două rapoarte în cazul convertorului analog-numeric AD9283 (ANALOG DEVICES), de 8 biți și 100MSps.

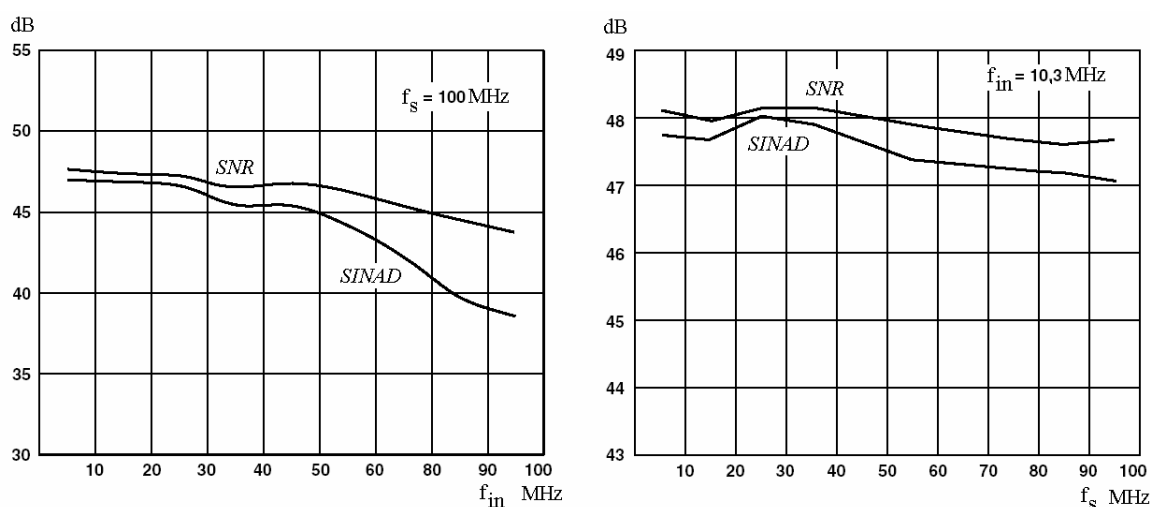


Figura 3

Este uzual ca în locul raportului *SINAD* să se utilizeze în comparații **numărul efectiv de biți ENOB**, egal cu numărul de biți ai unui convertor ideal care ar avea un raport semnal-zgomotv de cuantizare de aceeași valoare cu raportul *SINAD*. Acest mod de definire imprimă numărului efectiv de biți o dependență descrescătoare de frecvență și nivelul semnalului de intrare.

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76}{6,02} \quad (6)$$

## Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

Pentru a caracteriza mai bine convertoarele analog-numerice destinate aplicațiilor din echipamentele radio, fabricanții fac tot mai des referire la **gama dinamică lipsită de semnale false SFDR** (eng.). În cazul unui singur semnal sinusoidal de intrare, *SFDR* este definit ca diferența în dB dintre nivelul semnalului de intrare, aflat tipic la 1dB sub nivelul maxim admis de convertor, și cel mai mare semnal parazit din banda de interes (Maxim banda Nyquist), așa cum indică figura 4.

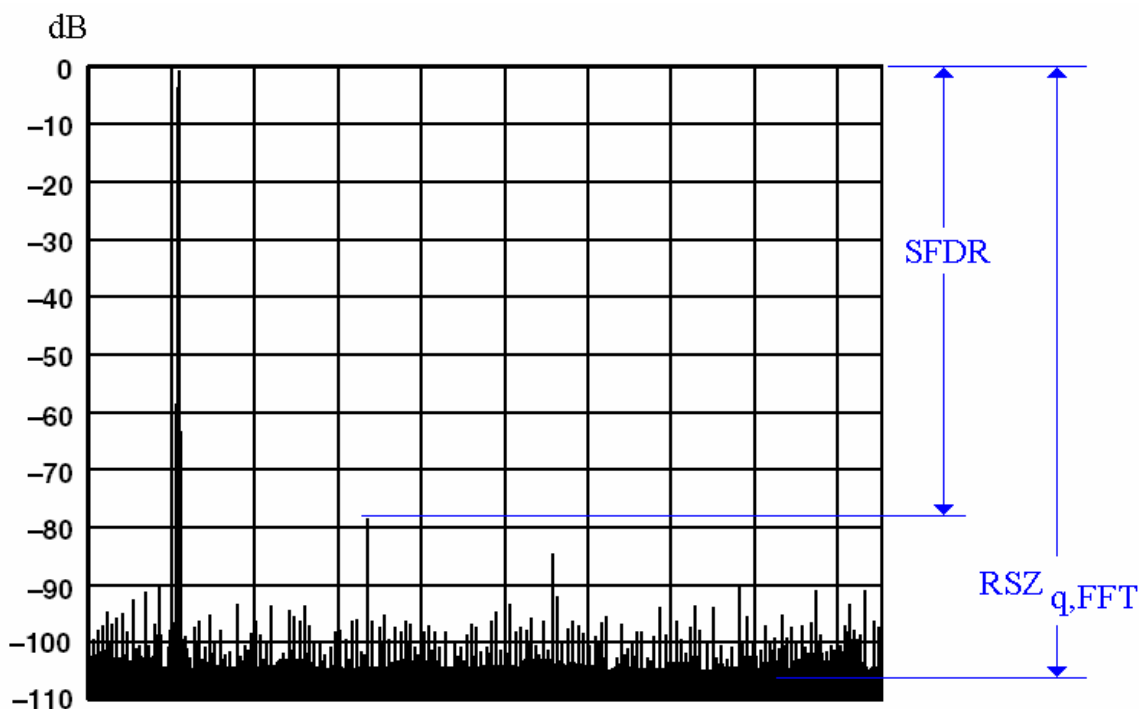


Figura 4

Pe lângă generarea de armonici, conversia analog-numerică practică a semnalelor multiple conduce la apariția unor componente parazite la frecvențe care sînt o combinație algebrică a frecvențelor de la intrare. Producerea acestor componente în urma conversiei este denumită **distorsiune de intermodulație, IMD** (eng.). În cazul particular al sumei de două semnale sinusoidale (la intrare) cu frecvențele  $f_1$  și  $f_2$ , componentele de intermodulație apar la frecvențele  $H_i$  date de relația (7).

$$H_i = mf_1 - nf_2 \quad m, n \in \{-\infty, \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots, +\infty\} \quad (7)$$

De regulă se consideră  $i=|n|+|m|$ . Produsele de intermodulație de ordin  $i$  mare sînt în general ignorate dacă frecvența lor este în afara primei zone Nyquist. Amplitudinea fiecărui produs în parte este funcție de neliniaritatea convertorului, putînd fi determinată numai prin măsurători, însă ea scade continuu pentru  $|n, m| > 2$  ([1]). *IMD* este dependentă de frecvențele și nivelele semnalelor de intrare, precum și de temperatură. Spre exemplificare, figurile 5 reflectă fenomenul de producere a intermodulațiilor la convertorul analog-numeric AD6644 (ANALOG DEVICES).

## Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

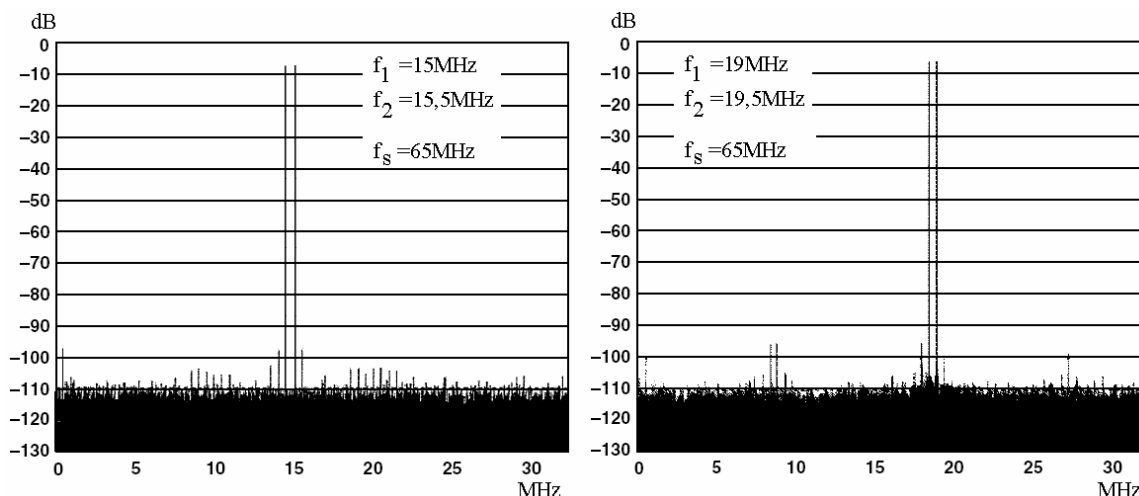


Figura 5

Nevoia de a diminua nivelul distorsiunilor armonice și de intermodulație a condus la tehnica injectării forțate și controlate de zgomot la intrarea convertorului analog-numeric (eng. *dithering*) (ex. [1],[4],[5]). Tehnica aceasta își are rădăcini în observația că atunci când se analizează funcționarea convertoarelor se face aproximația că zgomotul este “alb”, sau “necorelat”, dar această ipoteză modelează realitatea numai dacă semnalul de intrare în convertor are un spectru suficient de bogat (adică conține un număr suficient de mare de componente spectrale semnificative). Totuși, dintr-un număr de cauze diferite, zgomotul de cuantizare este în cazul tipic corelat, sau colorat, având deci o reprezentare spectrală neuniformă cu componente ce se ridică mult deasupra fondului. Reducerea corelației zgomotului de cuantizare a fost identificată, deci, ca o metodă eficientă de creștere a gamei dinamice.

Pentru decorelarea zgomotului de cuantizare este suficientă însumarea semnalului de intrare cu un semnal aleator distribuit uniform în intervalul de amplitudine  $\pm\Delta/2$ . Astfel, puterea componentelor spectrale false apărute după cuantizare datorită incertitudinii de un pas a nivelului de cuantizare este redusă și transferată fondului de zgomot uniform (fond care crește cu aproximativ 3dB). Un efect similar se obține dacă puterea zgomotului termic transferat de blocurile de intrare ale receptorului (când amplificarea acestora este mare) la intrarea convertorului este suficient de mare.

Pe lângă produsele armonice și intermodulațiile rezultate prin cuantizarea uniformă a semnalelor puternic corelate, convertoarele practice generează aceste produse și din cauza neliniarităților funcției lor de transfer. Aceste neliniarități, care se manifestă pe intervale mai mari decât un nivel de cuantizare, se combat însă prin injectarea unui zgomot de nivel proporțional mai mare (eng. *Large-scale dithering*). Efectul util pe care zgomotul aditiv de nivel mare îl are asupra componentelor spectrale parazite este însoțit după cum era de așteptat de o creștere a fondului de zgomot la ieșirea convertorului la nivele posibil de neacceptat.

Pentru reducerea fondului de produse spectrale nedorite la ieșirea convertorului analog-numeric au fost imaginate două metode, redate de schemele bloc din figura 6. În prima metodă, din figura 6-(a), zgomotul însumat cu semnalul de intrare  $x(t)$  este filtrat (în cazul de față trece-jos) pentru a fi plasat în afara benzii de frecvență ocupată de spectrul semnalului util. Efectul util este evident din compararea figurii 7-(a) cu 7-(b) obținute la ieșirea

### Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale

convertorului AD9042 ([4]), de 12 biți și 41 MSps, unde s-a obținut o îmbunătățire a *SFDR* cu peste 20dB (neglijând zgomotul injectat, care se elimină prin filtrare numerică). A doua metodă, figura 6-(b), compensează zgomotul aditiv de bandă largă generat numeric prin scăderea sa la ieșirea convertorului (operație strict numerică).

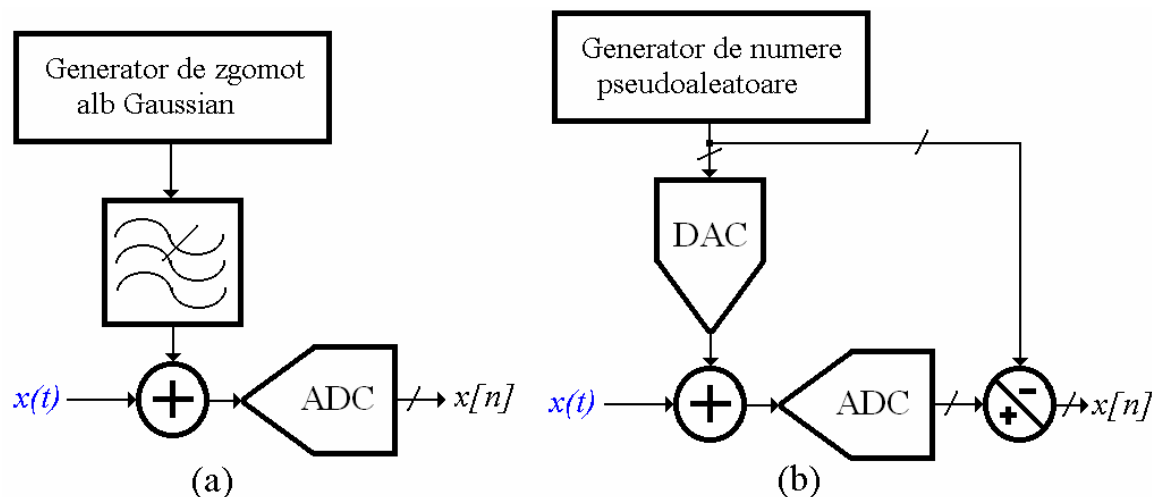


Figura 6

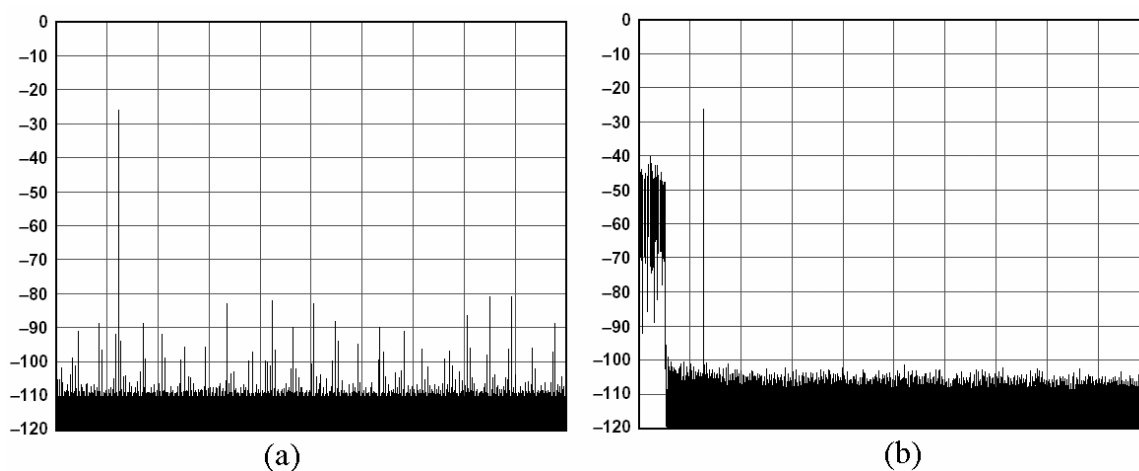


Figura 7

### BIBLIOGRAFIE

- [1] - Jeffrey H. Reed, "Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering", Prentice Hall, 2002, ISBN 0-13-081158-0
- [2] ----- "Defining and Testing Dynamic Parameters in High-Speed ADCs, Part I", MAXIM, Application Note APP 728

**Echipamente Radio Definite prin Program si Virtuale**

[3] ----- “*Dynamic Testing of High-Speed ADCs, Part 2*”, MAXIM, Application Note APP 729

[4] Brad Brannon, “*Overcoming Converter Nonlinearities with Dither*”, ANALOG DEVICES, Application Note AN-410

[5] ----- “*The Dynamic Range Benefits of Large-Scale Dithered Analog-to-Digital Conversion in the HP 89400 Series VSAs*”, HEWLETT PACKARD, Product Note 89400-7

