



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék

Analóg-digitális átalakítók hatásos tesztelése a szinuszos gerjesztőjel paramétereit becselő eljárással

TÉZISFÜZET

Készítette

Pálfi Vilmos

Témavezető

Dr. Kollár István

Villamosmérnöki Tudományok Doktori Iskola

2015. június 16.

2015 Pálfi Vilmos
Budapest Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék
1117 Budapest, XI. Magyar Tudósok körútja 2.
I. épület E415. szoba
Tel: (1) 463-3585, Fax: (1) 463-4112,
E-mail: palfi@mit.bme.hu

Előzmények, célkitűzés

Az utóbbi 20-30 évben a digitális eszközök a mindennapi élet részévé váltak. Ezek az eszközök a külvilág jeleit mind idő-, mind amplitúdótartományban diszkretizálva dolgozzák fel. Ezt a konverziót az analóg-digitális átalakítók végzik, így az átalakított jel minősége szorosan összefügg a konverterek minőségével. Emiatt az átalakítók tesztelése fontos feladat, például biztonságkritikus rendszerek esetén elengedhetetlen, hogy a külvilág jeleit helyesen érzékeljük. Az átalakítók igen változatosak: számos különböző architektúra létezik, eltérő tulajdonságokkal. Célszerű tehát a teszteléshez olyan jellemzőket használni, melyek lehetővé teszik az eszközök összehasonlítását architektúrától függetlenül. Az ideális átalakító karakterisztikája lépcsőfüggvény, ahol a komparálási szintek egyenletes távolságokra vannak. Egy informatív, általánosan használható jellemzés annak megadása, hogy a vizsgált konverter karakterisztikája mennyire tér el az ideális átalakítóétól. Ez legkönnyebben úgy adható meg, ha meghatározzuk az átalakító komparálási szintjeit és ezáltal a karakterisztikáját. Erre a feladatra egy kézenfekvő és elterjedt módszer a hisztogramteszt szinuszos gerjesztéssel [3], [9]. A módszer megadja az átalakító komparálási szintjeinek becslőjét az átalakított jel és egy ideális szinusz hisztogramjának összehasonlításával. A becslés minősége szorosan összefügg a jelfrekvencia és a mintavételi frekvencia viszonyával: nem megfelelő frekvenciával mérve a komparálási szintek csak torzítással határozhatóak meg. Ezt a frekvenciaviszonyt a legkönnyebben a periódusok számával (J) és a mintaszámmal (N) lehet leírni:

$$\frac{f_x}{f_s} = \frac{J}{N}. \quad (1)$$

A teszt során feltételezett szinuszos jelmodell az alábbi:

$$x(k) = C + A \cos\left(\frac{2\pi Jk}{N}\right) + B \sin\left(\frac{2\pi Jk}{N}\right). \quad (2)$$

A szabvány előírja, hogy a mintavételezés legyen koherens, azaz J értéke legyen egész szám. Ez a feltétel biztosítja a komparálási szintek becslésének torzítatlanságát. Ennek az az oka, hogy ha a mérés törtperiódust tartalmaz, akkor annak mintái torzítják a hisztogramot, így a többletmintákat tartalmazó kódok környéki komparálási szinteket az eljárás tévesen határozza meg. A becslés varianciája akkor tartható minimális értéken, ha J és N relatív prím kapcsolatban állnak. Különben a minták eloszlása nem lesz egyenletes a fázistérben. Számos minta azonos fázishelyzetben lesz, amely nagyobb teret enged a komparálási szinteknek a "mozgásra" két minta között. Az (1) összefüggés alapján látható, hogy a feltételek betartásához (adott mintavételi frekvencia esetén) a jelfrekvencia értékét kell megfelelően megválasztani. A jelgenerátoron beállított frekvencia, illetve a mintavételi frekvencia megfelelő névleges értéke nem mindig elegendő az eredmények minőségének garantálásához, kisebb pontatlanságok is jelentős hibát okozhatnak a komparálási szintek becslésében. Jelenleg nincs szabványos eljárás a feltételek teljesítésének ellenőrzésére. Az analóg-digitális átalakítók további vizsgálatához szükség van a gerjesztőjel paramétereinek ismeretére is. A nyers adatokból erre egy lehetséges módszer a legkisebb négyzetes becslés az időtartománybeli minták alapján, melyet az átalakítók tesztelését leíró szabvány is javasol [9]. Az eljárás egyik hátránya, hogy műveletigénye gyorsan nő a mintaszámmal: az iteratív Gauss-Newton eljárás minden iterációjának műveletigénye $20N$ -nel arányos, nagy bitszámú átalakítók pontos teszteléséhez (16-20 bit) pedig akár többmillió mintára is szükség lehet. Ezen felül az eljárás statisztikai tulajdonságai érzékenyek a túlvezérlésre (ami viszont javasolt a hisztogramteszthez) és a harmonikus komponensek jelenlétére. A hátrányok közül a túlvezérlés hatása kiküszöbölhető a jel előfeldolgozásával (pl. [8] vagy [10]), a továbbiak viszont nem kezelhetők a szabványos módszer használata mellett.

A disszertációban az alábbi kérdésekre keresem a választ:

- Lehetséges-e pusztán a mért jel alapján eldönteni, hogy a jel ele-

get tesz-e a hisztogram teszt által támasztott követelményeknek?
Milyen eljárással lehet a jelet ellenőrizni?

- Adható-e olyan becslési eljárás a jelparaméterek meghatározására, mely a jelenleginél kevésbé érzékeny a harmonikus komponensek jelenlétére és műveletigénye nem növekszik ugrásszerűen a mintaszámmal?

Eredmények

A bevezetésben tárgyalt problémák alapján kézenfekvő megoldás az illesztést a frekvenciatartományban elvégezni, Blackman-Harris ablakozást alkalmazva ([2] és [6]). Mivel az ablakfüggvény elnyomása erős (a legnagyobb oldalhullám magassága -68,7 dB a főhullámhoz képest), a jelparaméterekre vonatkozó információ a szinusz és a DC frekvenciák köré összpontosul. A paraméterek meghatározása nemlineáris legkisebb négyzetes becsléssel történik, ahol a költségfüggvény alakja a következő:

$$\text{CF} = \sum_{k=1}^n |e(k)|^2. \quad (3)$$

Itt a hibavektor k -adik eleme

$$e(k) = \hat{X}_{\text{BH}}(k) - X_{\text{BH}}(k) \quad (4)$$

A fenti kifejezésben $X_{\text{BH}}(k)$ az átalakított, Blackman-Harris ablakkal súlyozott jel Fourier transzformáltja, $\hat{X}_{\text{BH}}(k)$ pedig ennek becslője a jelparaméterek \hat{A} , \hat{B} , \hat{C} és \hat{J} értéke mellett (lásd a (2) összefüggést). Mivel az ablak nagyon erősen koncentrálja az információt a frekvenciatartományban, elegendő néhány mintát felhasználni a megfelelő frekvenciák környékéről (5 mintát a szinusz frekvenciája körüli pontokból és további 3 mintát a DC komponens meghatározásához). Ennek köszönhetően az eljárás sebessége növekszik, mivel műveletigénye a gyors Fourier transzformáció és az illesztés iterációnkénti műveletigényének összege. Ez N

minta esetén ($N \cdot \log_2(N)$) műveletet, majd iterációnként további (16^2) műveletet igényel. A megoldás egyben minimalizálja a harmonikus komponensek hatását is, mivel a Blackman-Harris ablak erős elnyomásának köszönhetően kevés befolyásuk lesz a jelfrekvencia környékén található mintákra. Ezzel szemben az eredeti eljárás műveletigénye $20N$ minden iterációban, továbbá az időtartományban a harmonikus komponensek nem szeparálhatóak az eredeti szinusztól. Az eljárások sebességét mérésekkel is összehasonlítottam, melyek igazolták a sebességnövekedést. A frekvenciatartománybeli becslő statisztikai tulajdonságait mind elméleti úton, mind szimulációkkal megvizsgáltam. A Jennrich-tétel értelmében [1] kifejezhető az iteratív legkisebb négyzetes becslő kovarianciamátrixa σ_n szórású zajjal terhelt mérések esetén, felhasználva az $\underline{\underline{X}}$ ún. Jacobi mátrixot (ez a négyzetes költségfüggvény paraméterek szerinti deriváltjait tartalmazó mátrix):

$$\underline{\underline{X}} = \frac{\partial e}{\partial p^T}, \text{ ahol } p^T = [A, B, C, J]. \quad (5)$$

A kovarianciamátrix kifejezése:

$$\underline{\underline{\Sigma}} = \sigma_n^2 \cdot (\underline{\underline{X}}^T \underline{\underline{X}})^{-1}. \quad (6)$$

Mivel a periódusok számának becslője (\hat{J}) kiemelten fontos a hisztogramteszt feltételeinek ellenőrzése szempontjából, ezért ez utóbbinak a varianciáját zárt alakban is meghatároztam $R = \sqrt{A^2 + B^2}$ amplitúdójú szinusz esetére:

$$\sigma_{\hat{J}}^2 \approx \frac{6\sigma^2}{R^2 \cdot \pi^2 \cdot N}. \quad (7)$$

A szimulációk során megvizsgáltam a fenti formulák helytállóságát, illetve összehasonlítottam az idő- és frekvenciatartománybeli becslők statisztikai tulajdonságait. Az eredmények megmutatták, hogy a DFT alapján végzett becslés statisztikai tulajdonságai gyakorlatilag megegyeznek az eredeti becslőével (a jóval kisebb mintaszám ellenére) abban az esetben,

ahol a harmonikus torzítás hatása nem jelentős, míg számottevő felharmonikusok jelenlétében az új eljárás bizonytalansága kisebb az eredeti módszerénél.

A frekvenciatartománybeli legkisebb négyzetes becslő akkor segíthet a hisztogramteszt követelményeinek ellenőrzésében, ha hibája az ellenőrizendő feltétel kiértékelésében nem okoz számottevő eltérést az eredményben. A hisztogramteszt akkor ad torzítatlan, minimális varianciájú becslést a komparálási szintekre, ha a mért szinuszjelben lévő periódusok száma egész, továbbá ez a szám és a mintaszám relatív prím kapcsolatban vannak. A periódusok egész számára vonatkozó feltétel tehát koherens mintavételezést ír elő. Carbone és Chiorboli a [7] cikkükben vizsgálták a feltétel ellenőrizhetőségét (lásd még [4]), és a következő korlátot adták a periódusok számának egész értéktől való maximális eltérésére:

$$|\Delta J| \leq \frac{1}{2N}. \quad (8)$$

Az, hogy a frekvenciatartománybeli becslő használható-e a fenti feltétel eldöntésére, $|\Delta J|$ és $\sigma_{\hat{j}}$ viszonyán múlik. A Jennrich-tétel értelmében a becslő normális eloszlású, ezt a szimulációs vizsgálatok is megerősítették a becslési hiba tanulmányozásakor. Ezek szerint 99.7% a valószínűsége annak, hogy a becslési hiba $\pm 3\sigma_{\hat{j}}$ közötti értéket vesz fel. Ezt a két értéket legrosszabb esetként feltételezve, összehasonlítottam, hogy a $3\sigma_{\hat{j}}$ hiba mikor ad nagyobb eltérést a Carbone-Chiorboli feltételnél:

$$3\sigma_{\hat{j}} \geq \frac{1}{2N} \quad (9)$$

Ez a zaj alábbi szórása esetén igaz:

$$\sigma_n \geq \frac{R\pi}{\sqrt{24N}} \quad (10)$$

Kivezérelt A/D átalakítót ($R \geq 2^{b-1}$) és a b bitszám függvényében ésszerűen megválasztott mintaszámot feltételezve ez a szórás túlságosan nagy zajt jelentene, a mérés nem volna alkalmas a hisztogramteszt elvégzésé-

re Például egy 16 bites átalakítót kódonként 32 mintával tesztelve a zaj szórása $\sigma_n = 14,51$ LSB értékűre adódna, ami 64 dB jel-zaj viszonyt jelentene. Ehhez hasonlóan, egy 12 bites átalakítót kódonként 16 mintával vizsgálva a szórás értéke $\sigma_n = 5,13$ LSB, a jel-zaj viszony így 49 dB volna. A kiadódó zaj szórása mindkét példában túl magas értékű, lehetetlen volna a kvantált jel hisztogramja alapján a komparálási szinteket pontosan megbecsülni. Ha a zajszint megfelel a hisztogramteszt követelményeinek (pl. $\sigma \leq \text{LSB}$), akkor a becslési hiba jóval kisebb lesz a (8) összefüggésben szereplő határértéknél, így el lehet dönteni, hogy a jel megfelel-e az előírásoknak.

Az eljárást továbbfejlesztettem azokra az esetekre, mikor a teszt feltételei nem teljesülnek, így új mérés elvégzése nélkül is lehetséges a karakterisztika torzításmentes meghatározása. A periódusok számának becslése alapján ugyanis megadhatóak azok a lehetséges szűkebb mintahalmazok, melyek eleget tesznek a feltételeknek. A hisztogramtesztet célszerű a csonkolt mérések valamelyikével elvégezni, amennyiben azok nem tartalmaznak az eredeti regisztrátumnál számottevően kevesebb mintát. A becslő eloszlásának és szórásának ismeretében pedig az egyes csonkolásokhoz valószínűségek is társíthatóak, így tulajdonképpen a koherens mintavételezés valószínűségét is meg lehet határozni. A fentiek alapján az optimális mintahalmaz könnyen azonosítható.

Amennyiben a hisztogramteszt feltételeit túlságosan kevés mintával lehet csak kielégíteni, úgy a jelfrekvencia megfelelő módosítását is megadja az eljárás, mellyel a mérést megismételve az eleget tesz a szabvány előírásainak.

Új tudományos eredmények

1. tézis

Bebizonyítottam, hogy szinuszos jel mérése esetén megfelelő háromtényezős Blackman-Harris ablakot használva a diszkrét Fourier transzfor-

málnak a szinusz és az egyenkomponens frekvenciája körüli 5+3 mintája is elegendő a jel paramétereinek meghatározására. Az így kapott becslő az ablakfüggvény elnyomása miatt kevésbé érzékeny a harmonikus torzításra mint az eredeti, időtartománybeli eljárás. Ennek felhasználásával kidolgoztam a paraméterek DFT alapú, iteratív meghatározási módszerét, melynek N minta esetén műveletigénye ($\sim N \cdot \log_2 N$) elmarad az időtartománybeli legkisebb négyzetes becslőétől (iterációnként $\sim 20N$). ([PV1], [PV2], [PV6]).

2. tézis

Bebizonyítottam, hogy a hisztogramteszhez elfogadott jel/zaj viszony esetén (ha $\sigma \leq \text{LSB}$, akkor $\text{SNR} > \log_{10} 2^{2b-3}$) pusztán a mért adatokból eldönthető, hogy a szinuszzel gerjesztett analóg-digitális átalakítón mért adathalmaz eleget tesz-e a hisztogramteszt koherencia és relatív prím feltételeinek.

- Kidolgoztam az eljárást a követelmények ellenőrzésére.
- Arra az esetre, amikor a hisztogramteszt követelményei nem teljesülnek, kidolgoztam a mérési adathalmaz módosítási eljárásait: a szükséges csonkítás mértékének, illetve a jelfrekvencia megfelelő módosításának meghatározását.

([PV2], [PV3], [PV5])

Kitekintés, az eredmények hasznosíthatósága

A létrehozott eljárások részét képezik egy Matlab és egy másik, LabVIEW-ban készült A/D tesztelő programnak. Ezek a programok lehetővé teszik valódi mérési adatok feldolgozását. Mindkét szoftver a tanszéken készült, ingyenesen letölthetőek a projekt honlapjáról [5]. A két különböző platform eltérő előnyös tulajdonságokkal rendelkezik: Matlab

nyelven nagyon könnyű az algoritmusok fejlesztése és tesztelése, a LabVIEW környezet pedig hatékonyan támogatja a mérési adatok gyűjtését és feldolgozását. A szoftverek megvalósítják a [9] szabvány által definiált eljárásokat, ezen felül a következő (a disszertáció eredményeit felhasználó) funkciókkal segítik az átalakítók tesztelését:

- A szoftver megvizsgálja, hogy a mért jel alkalmas-e a hisztogramteszt pontos elvégzéséhez, teljesülnek-e a jelfrekvenciára vonatkozó feltételek és az egyéb jelparaméterek is megfelelnek-e a kívánalmaknak.
- Nem koherens mintavételezés esetén a program képes azonosítani a mérés egy koherensnek tekinthető részét, mellyel a tesztet elvégezve a hibák a végeredményben csökkenthetőek.
- A program tájékoztatja a felhasználót az adatokból kinyerhető információ maximális mennyiségéről is, ha ez jóval elmarad a használt mintaszámtól, akkor javaslatot tesz egy új frekvenciabeállításra a jelgenerátoron.

Kapcsolódó publikációk

- [PV1] V. Pálfi and I. Kollár, “Efficient execution of ADC test with sine fitting with verification of excitation signal parameter settings”, in *2012 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, IEEE, 2012, pp. 2662–2667.
- [PV2] V. Pálfi and I. Kollár, “Acceleration of the ADC test with sine-wave fit”, *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 5, pp. 880–888, 2013.
- [PV3] V. Pálfi and I. Kollár, “Improving histogram test by assuring uniform phase distribution with setting based on a fast sine fit algorithm”, *19th IMEKO TC 4 Symposium and 17th IWADC Workshop: Advances in Instrumentation and Sensors Interoperability*, 2013.
- [PV4] V. Pálfi and I. Kollár, “Reliable ADC testing using LabView”, in *20th IMEKO TC-4 International Symposium on Measurement of Electrical Quantities and 18th TC-4 Workshop on ADC and DAC Modelling and Testing, Benvenuto, Italy*, 2014.
- [PV5] V. Pálfi, T. Virosztek, and I. Kollár, “ADC test tool for LabView”, in *20th IMEKO TC-4 International Symposium on Measurement of Electrical Quantities and 18th TC-4 Workshop on ADC and DAC Modelling and Testing, Benvenuto, Italy*, 2014.
- [PV6] V. Pálfi, T. Virosztek, and I. Kollár, “Full information ADC test procedures using sinusoidal excitation, implemented in Matlab and LabView”, *Acta IMEKO*, 2015, Accepted for publication.

Hivatkozások

- [1] R. I. Jennrich, “Asymptotic properties of non-linear least squares estimators”, English, *The Annals of Mathematical Statistics*, vol. 40, no. 2, pp. 633–643, 1969, ISSN: 00034851. [Online]. Available: <http://www.jstor.org/stable/2239482>.
- [2] F. J. Harris, “On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51–83, 1978.
- [3] J. Blair, “Histogram measurement of ADC nonlinearities using sine waves”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, no. 3, pp. 373–383, 1994, ISSN: 0018-9456. DOI: 10.1109/19.293454.

- [4] P. Carbone and D. Petri, “Design of ADC sinewave histogram test”, *Computer Standards & Interfaces*, vol. 22, no. 4, pp. 239–244, 2000, ISSN: 0920-5489. DOI: [http://dx.doi.org/10.1016/S0920-5489\(00\)00044-1](http://dx.doi.org/10.1016/S0920-5489(00)00044-1). [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0920548900000441>.
- [5] T. Virosztek, V. Pálfi, B. Renczes, I. Kollár, L. Balogh, A. Sárhegyi, J. Márkus, and Z. Bilau, *ADCTest project site*, <http://www.mit.bme.hu/projects/adctest>, 2000-2014.
- [6] H.-H. Albrecht, “A family of cosine-sum windows for high-resolution measurements”, in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001 Vol 5.*, IEEE, vol. 5, 2001, pp. 3081–3084.
- [7] P. Carbone and G. Chiorboli, “ADC sinewave histogram testing with quasi-coherent sampling”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 4, pp. 949–953, 2001, ISSN: 0018-9456. DOI: 10.1109/19.948305.
- [8] I. Kollar and J. J. Blair, “Improved determination of the best fitting sine wave in ADC testing”, in *Proceedings of the 21st IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2004. IMTC 04.*, vol. 2, 2004, 829–834 Vol.2. DOI: 10.1109/IMTC.2004.1351190.
- [9] “IEEE standard for terminology and test methods for analog-to-digital converters”, *IEEE Std 1241-2010 (Revision of IEEE Std 1241-2000)*, pp. 1–139, 2011. DOI: 10.1109/IEEESTD.2011.5692956.
- [10] L. Xu, S. K. Sudani, and D. Chen, “Efficient spectral testing with clipped and noncoherently sampled data”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 63, no. 6, pp. 1451–1460, 2014.