

Treguesi i lëndës

Kapitulli 1	4
Shndërrimi Analog/Numerik	4
1.1 Procesi i shndërrimit nga analog në numerik	4
1.2 Përzgjedhja e kampionëve	5
1.2.1 Përzgjedhja ideale e kampionëve	7
1.2.2 Përzgjedhja reale e kampionëve	14
1.2.2.1 Analiza e thjeshtëzuar	14
1.2.2.2 Analiza e përparuar	16
1.2.3 Pajisjet fizike për përzgjedhjen e kampionëve	25
1.2.4 Metodat alternative të përzgjedhjes së kampionëve	31
1.3 Kuantizimi	33
1.4 Kodifikimi	37
Kapitulli 2	43
Arkitekturat kryesore të ADC-ve	43
2.1 ADC me shkallë	43
2.2 ADC me pjerrësi ose me integrim	46
2.2.1 ADC-të me pjerrësi të vetme	47
2.2.2 ADC-të me pjerrësi të dyfishtë	48
2.2.3 ADC me pjerrësira të shumëfishta	51
2.3 ADC-të me përafrime të njepasnjeshëm	51
2.4 ADC-të Flash ose Paralele	54
2.5 ADC-të e llojit Pipeline ose subranging	56
2.6 ADC-të e llojit Sigma-Delta	58
2.6.1 Hyrje	58
2.6.2 Modulatori sigma-delta të rendit të parë	62
2.6.3 Modulatorët sigma-delta të një rendi më të lartë	67
2.6.4 Përshkrimi cilësor i funksionimit të ADC Sigma-Delta	70
2.6.5 Efektet e kufizimeve të hardware-ve	73
2.6.6 Modulatorët sigma-delta me kuantizatorë multibit	75
2.7 Krahasimi i Arkitekturave	75
Kapitulli 3	77

ii

Konkluzione dhe rekomandime.....	164
Shtojca A Polinomet e Chebyshev	167
Polinomet e Chebyshevit i tipit te pare.	167
Polinomet e Chebyshevit i tipit te dyte.....	169
Referimet bibliografike.....	173

Parathënie

Metodat e testime të ADC dhe komponenteve elektronikë me shkallë të lartë integrimi janë zhvilluar në këta 40 vitet e fundit.

Në fillimet e tyre (1960-1975) ndërtoheshin bango testesh për çdo test ose grup testesh, më pas Automatic Test Equipment (ATE) (1975-1995) siguruan një zgjidhje të përgjithshme për shumicën e testeve për qarqet numerikë. Testet për qarqet me VLSI (Very Large Scale Integration) (1995 -2007) kërkojnë performancë dhe besueshmëri të lartë nga aparaturat matese dhe metodat e përdorura si FFT (*Fast Fourie Transform*) dhe DFT (*Disktere Forie Trasform*) apo testet e Chebyshev.

Bashkimet e sistemeve ATE me ato Built-in Self-Test (BIST) (2005- 2010) janë sfida e sotme e projektimit të sisteme moderne elektronikë në veçanti për testet e ADC.

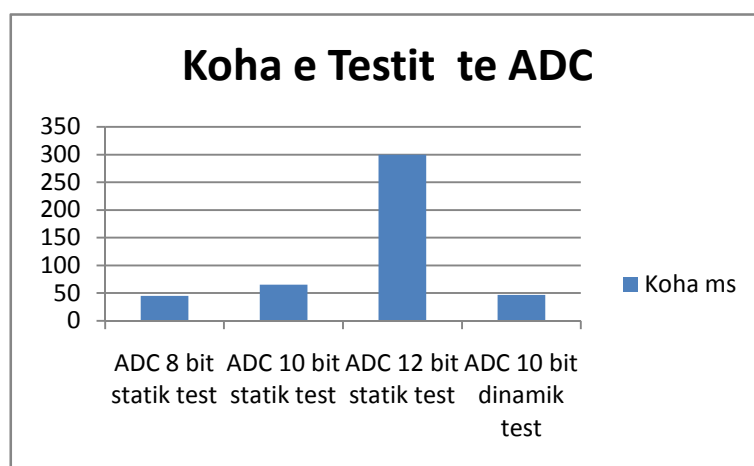
Përse duhen testet e ADC –ve, lind natyrshëm pyetja.

Ato mund të përmbliken në: Vlerësimin e resolution dhe shpejtësia e shndërimit, saktësia së shndërimit, funksioni i transferimit (shdërimit), vijueshmëria (monotonicity), vlerësimin e përforsimit dhe zhvendosjes (offset) të jolineariteti etc.

Sa kushtojnë testet e ADC ?

Shitjet vjetore të gjysëm-përcuesave sipas WSTS (World Semiconductor Trade Statistics) në 2011 arriti në mbi 300 miliard USD. (<http://www.wsts.org>). Po sipas statistikave të tyre shitjet e gjysëm-përcuesave për muajin Shtator 2011 arrijnë në \$25.24 miliard, ndërsa shitjet globale të qarqeve IC analog dhe analog-numerikë bashkë aritën \$31.7 miliard në 2005, \$37 miliard në 2006, dhe pritet publikimi për vitin 2011 që mund të arrijë në \$67.8 miliard.

Figura e mëposhtme tregon kohën e kërkuar për marrjen e një kampioni testi për konvertues me rezolucion të ndryshëm. Apo sipas STMicroelectronics kostot e vetë paisjeve të testeve ariten në : 15.5 % në vitin 2000 , në 20 % në 2009 vecanërisht për pajisjet me sinjale mikse analogë –numerikë. Një pjesë e rëndësishme në kushtet e prodhimit të ADC janë kostot e testeve vlerat tipike të cilave arrijnë në 5-10% të kostos së prodhimit si dhe koha për të dalë në treg është kritike për shumë prodhues.



Nevoja për të përdorur teste automatikë standardë është pranuar nga shumë prodhues si një faktor i rëndësishëm për prodhimtari të lartë dhe kosto të ulët ndaj sot përdoren si referenca standartet e prodhuara nga Istituti IEEE si: IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-To-Digital Converters 1241-2000, IEEE Std 1057-2007 (Revision of IEEE 1057-1994) Standard for Digitizing Waveform Recorders, IEC 60748-4-3 First edition 2006-08: Interface integrated circuits – Dynamic criteria for ADC, IEC 62008 First edition 2005-07: Performance characteristics and calibration methods for digital data acquisition systems and relevant software.[57]

Performanca e një konverjesi analog-numerik ADC (ose anasjeltas DAC) mund të përcaktohet nga përgjigjet e tyre statike dhe dinamike. Përgjigjja statike ndihmon në përcaktimin e marrëdhënieve hyrje-dalje të ADC's për ngacmime me frekuencë shumë të ulët nëpërmetet testeve për linearitetin. Parametrat që lidhen me sjelljen dinamike të ADC, kanë të bëjnë me degradimin e sinjalit të shdëruar.

Përdorimi i Trasformimit Furie të Shpejtë (FFT) për të matur parametrat dinamike të ADC është një praktikë e njohur dhe e pranuar gjerësisht.

Zgjerimi i fushës së përdorimit të FFT edhe për të matur jo linearitetin integral dhe atë diferencial të ADC është një hap i ri dhe kontribut i vecantë i këtij punimi. Në këtë rast jo linearitetin integral dhe atë diferencial të ADC mund të shikohet si një kombinim linear i polinomeve të Chebyshev-it ku koeficientët e tyre janë harmonikat perberëse të sinjalit në dalje të ADC.

Kapitulli 1

Shndërrimi Analog/Numerik

Hyrje

Përdorimi i instrumentimit numerik për matjen dhe përpunimin e sinjaleve elektrike ne varesi te madhësisë fizike analoge nga më të ndryshmet ndër ato që ekzistojnë në botën që na rrethon, shpie në realizimin e një operacioni paraprak të rëndësishëm dhe të pashmangshëm: *shndërrimi (konvertimi) analog/numerik*; ky operacion kryen funksionin e një ure të vërtetë lidhjeje ndërmjet botës analoge dhe botës numerike realizohet me anën e pajisjeve të njohura me emrin e shkurtuar *ADC (Analog to Digital Converters – Konvertues nga Analog në Numerik)*. Në vijim do të shikojmë me hollësi se si kryhet operacioni i shndërrimit.

1.1 Procesi i shndërrimit nga analog në numerik

Procesi i shndërrimit nga analog në numerik është i ndarë materialisht në tri faza të veçanta: *përzgjedhja e kampionëve, kuantizimi dhe kodifikimi*, ashtu sikurse është vënë në dukje në vijim, në Figurën 1.1.

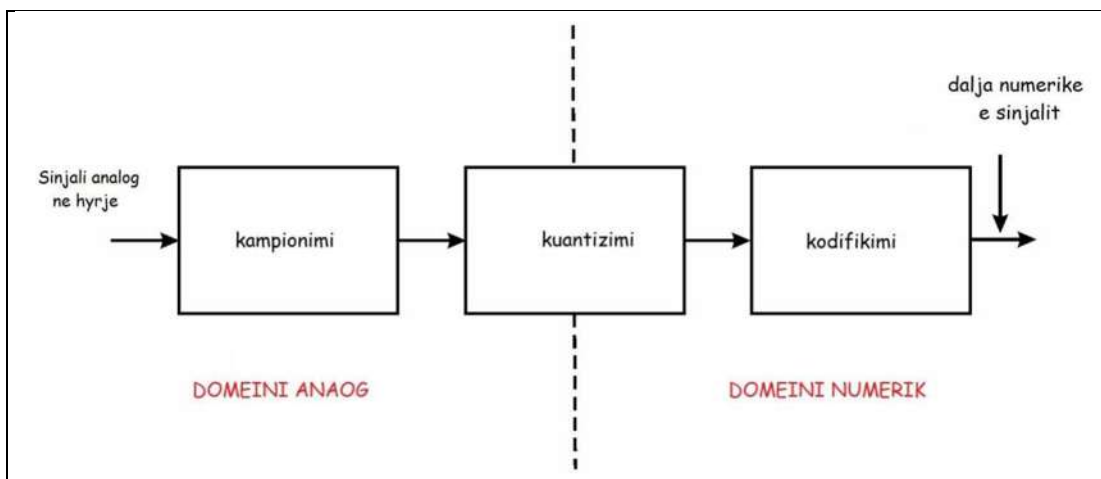


Figura 1.1 - Skema me blloqe e procesit të shndërrimit nga Analog në Numerik.

Përzgjedhja e kampionëve përkon me një diskretizim të sinjalit përgjatë boshtit kohor, kuantizimi përkon me një diskretizim përgjatë boshtit të amplitudes dhe kodifikimi përkon me caktimin e një kodi përkatës për kampionin e kuantizuar. Ky proces bën të mundur që sinjali të memorizohet dhe të përpunohet ose të përcillet në distancë. Vija vertikale me ndërprerje në Figurën 1.1 tregon qartë se kufiri ndërmjet mbizotërimit analog dhe atij numerik duhet të nënkuptohet si i vendosur në pjesën e përparme të bllokut të ndërmjetëm të kuantizimit.

Le të shikojmë tani me hollësi se si kryhen operacionet e përzgjedhjes së kampionëve, kuantizimit dhe kodifikimit.

1.2 Përzgjedhja e kampionëve.

Përzgjedhja e kampionëve është një operacion i domosdoshëm për dixhitalizimin e një sinjali të vazhduar në kohë. Memorizimi i një sinjali të tillë në tërësinë e tij do të kërkonte aftësi memorizuese të pakufizuara në kohë. edhe për pjesë sinjali që sidoqoftë janë të kufizuara në kohë. Gjithashtu, procesi i mëpasëm i kuantizimit kërkon një kohë të caktuar, në mënyrë që të përfundohet,¹ dhe për të

¹ Kjo është e vërtetë, ciladoqoftë arkitektura e përdorur për implementimin e kuantizatorit.

shmangur që ky proces të japë rezultate të prekura nga gabime të mëdha, duhet që ai të zbatohet mbi një kampion sinjali mundësisht sa më shumë i pandryshshëm në kohë. ashtu sikurse do ta shikojmë edhe më mirë në vijim, në të vërtetë, kuantizimi i një kampioni të sinjalit, sado i shpejtë që të jetë ai, nuk është një operacion i menjëhershëm i çastit, domethënë ai kërkon një kohë të caktuar në mënyrë që të arijë deri në përfundim të tijë.

Në formën e vet më të thjeshtë, përzgjedhja e kampioneve të një sinjali të vijuar në kohë, realizohet duke përfutur kampione të sinjalit gjatë intervaleve që janë shumefisha të plotë të një *periode të caktuar përzgjedhjeje të kampioneve* T_c . Për një sinjal $x(t)$ funksioni i ndryshores së kohës t , përzgjedhja e kampionit $x(t)$ nënkupton përfitimin e një renditje sekuencilale e tillë: $x_c(k \cdot T_c)$ me $k \in \mathbb{Z}$ ($\mathbb{Z}$ është tërësia e numrave të plotë përkatës). Duke përdorur një konvencion i cili përdoret gjerësisht në literaturën që i kushtohet përpunimit numerik të sinjaleve, që nga kjo pikë dhe më tutje, renditja: $x_c(k \cdot T_c)$ do të tregohet me shënimin e shkurtuar $x_c[k]$.

Ritheksojmë se në këtë fazë të procesit të përpunimit ajo që diskretizohet është vetëm koha t ; renditja e kampioneve e përfutur në këtë mënyrë, në të vërtetë është ende në kohe reale mbi boshtin e amplitudes dhe quhet *renditje me modulim të impulsit të $x(t)$ të periudhës T_c* (nga shkurtimi në gjuhën angleze *PCM = Pulse Code Modulation*). Në figurën Figura 1.2 që vijon, tregohet në mënyrë skematike ky proces:

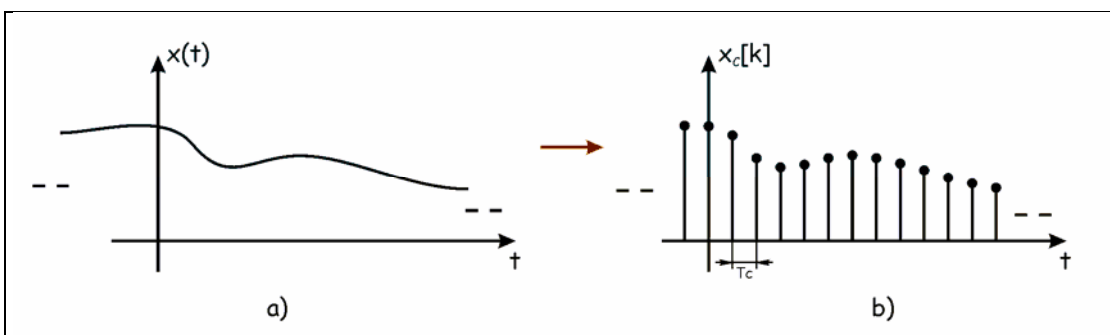


Figura 1.2 – Ilustrimi skematik i procesit të përzgjedhjes së kampioneve: a) sinjali në kohe reale përpara përzgjedhjes së kampioneve, b) sekuenca e kampioneve të përzgjedhur.

Vijat horizontale me ndërprerje tregojnë se qoftë sinjali ne kohe reale, qoftë edhe renditja me modulim të impulsit duhet të nënkuptohen me një *shtrirje të pafundme* në kohë. Do të shikojmë mbas pak sesi kjo shtrirje nuk është e përshtatshme për një përdorim praktik të renditjes të kampionëve të përzgjedhur.

1.2.1 Përzgjedhja ideale e kampionëve

Në qoftë se do të pranojmë se kemi në dispozicion një pajisje, e cila është në gjendje që të kryejë një *përzgjedhje kampionësh të menjëhershme, në çast*, të sinjalit në një segment kohor të caktuar, $t_k = kT_C$, mund të japim një paraqitje matematike mjaft elegante të procesit të përzgjedhjes së kampionëve. Në këtë rast do të mund ta perfitojme këtë të fundit nga shumëzimi e thjeshtë të sinjalit të kohë reale me një seri të *deltës së Dirac* $p(t)$ periodike me periodë T_C , ashtu sikurse është treguar në mënyrë të skematizuar në Figura 1.3 në vijim:

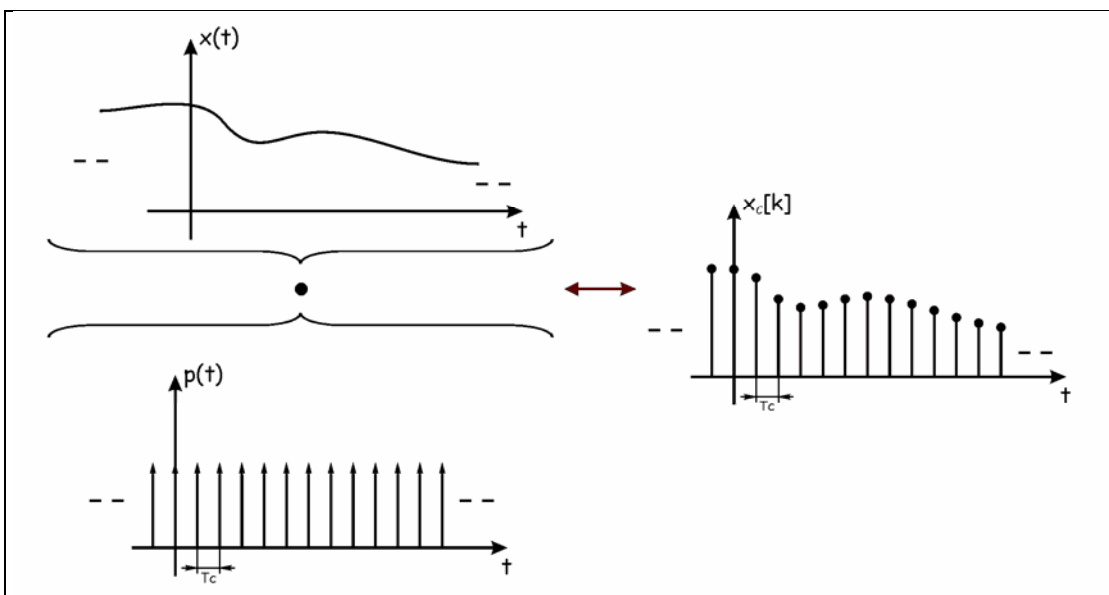


Figura 1.3 – Formalizmi matematik në bazë të procesit të përzgjedhjes ideale të kampionëve.

Operacioni i shumëzimit në zonen e kohës $x(t) \cdot p(t)$ shkakton një modulim në amplitudë të serisë së impulseve $p(t)^2$. Ky formalizëm matematik po aq i thjeshtë aq edhe elegant, na bën të mundur që të nxjerrim në dukje në mënyrë të menjëhershme disa karakteristika të rëndësishme të sinjalit të kampionuar, të cilat do të na duhen të dobishme për të caktuar një kufi maksimal të periodës së kampionimit T_c . [1], [2], [3], [4]

Në rast se do ta zhvendosim vëmendjen tonë në zonen e frekuencës dhe nëse kujtojmë një rezultat thelmor të *Teorisë së Sinjaleve* ([1]), arrijmë në një rezultat të parë interesant. Dimë që operacioni i shumëzimit të dy sinjaleve në zonen e kohës i përgjigjet operacionit të thurjes ndërmjet spektreve përkatëse në zonen e frekuencës. Në rast se do të përdorim konvencionin për të treguar spektrin e një sinjali si një funksion i frekuencës që ka të njëjtin emër me atë të sinjalit në zonen e kohës, por e shkruar me gërma të medha, në fakt mund të shkruajmë:

$$x(t) \cdot p(t) \xLeftrightarrow{F} X(f) * P(f)$$

ku simboli $\xLeftrightarrow{F}$ tregon operacionin e Fourier-it, ndërsa simboli $*$ tregon operacionin e thurjes, i cili jepet nga:

$$X(f) * P(f) \stackrel{\text{def}}{=} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\varphi) \cdot P(f - \varphi) d\varphi = P(f) * X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(\varphi) \cdot X(f - \varphi) d\varphi$$

Le të kujtojmë tani dy rezultate të tjera të *Teorisë së Sinjaleve* ([1]) të cilat do të na jenë të dobishme në vazhdim:

1. *shndërrimi i Fourier-it i një serie impulsesh ideale (Delta di Dirac) me amplitudë A periodik me periode T_c është ende një seri impulsesh me periode $f_c = 1/T_c$ dhe amplitudë A/T_c :*

² Ashtu sikurse është e njohur, shpërndarja e Delta di Dirac është e karakterizuar nga karakteristika themelore $\int_{-\varepsilon}^{\varepsilon} \delta(t) dt = 1$; një shpërndarje $\delta_1(t) = A\delta(t)$ ka gjerësinë A në kuptimin që integrali i mësipërm është i barabartë me A.

$$p(t) = A \cdot \sum_{k \in \mathbb{Z}} \delta(t - kT_C) \quad \xleftrightarrow{F} \quad P(f) = \frac{A}{T_C} * \sum_{k \in \mathbb{Z}} \delta(f - kf_C)$$

2. *thurja e një funksioni të çfarëdoshëm $f(\cdot)$ me një funksion Delta të Dirac të tranlatuar është i njëjti funksion $f(\cdot)$ i tranlatuar:*

$$x(t) * \delta(t \pm t_0) = x(t \pm t_0)$$

Si rjedhojë për spektrin e frekuencës së serisë së marrë si kampion $x_c[k]$ mundemi të shkruajmë:

$$X_C(f) = X(f) * \sum_{k \in \mathbb{Z}} \delta(f - kf_C) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} X(f - kf_C)^3$$

Shikojmë pra që spektri i frekuencës së serisë së marrë të kampionëve është thjesht një përsëritje periodike me periode $f_C = 1/T_C$ të spektrit të sinjalit në kohë reale që është i aplikuar në hyrjen e përzgjedhësit ideal të kampionëve. Duke vëzhguar Figura 1.4 në vijim, ky rezultat është sidoqoftë rigorozisht i vërtetë në qoftë se dhe vetëm në qoftë se është respektuar një kusht themelor që ka lidhje me përmbajtjen harmonike të sinjalit në kohë reale $x(t)$.

Në të vërtetë, përsëritjet e ndryshme të spektrit nuk mbivendosen mbi njëra – tjetrën, në mënyrë të tillë që të kompromentojnë në mënyrë të pandreqshme rezultatin e përzgjedhjes së kampionëve, vetëm në qoftë se një spektër i tillë është i kufizuar në bandë me frekuencë më të vogla ose, më e shumta, të barabarta, me frekuencën kufi $F_f = f_C/2$. Kjo frekuencë kufi është quajtur *frekuenca e foldingut*⁴. Ky rezultat i fundit është i njohur si *Teorema e Shannon-it dhe përbën një rezultat klasik të teorisë së sinjaleve në kohë diskrete*.

³ SHËNIM.: Në këtë marrëdhënie është eliminuar një kostante e barabartë me A/T_C , ku A është amplituda e serisë së impulseve që janë përdorur për të kryer përzgjedhjen e kampionëve; kjo gjë na bën të mundur që të thjeshtëzojmë numërimin dhe është formalisht e justifikueshme, duke qenë se është gjithmonë e mundur që të përfytyrohet prania e një blloku me koeficient amplifikimi, i cili është numerikisht i barabartë me T_C/A të vendosur në seri me përzgjedhësin e kampionëve.

⁴ Fjala angleze “folding” nënkupton, në të vërtetë, palosjen (përmbledhje) në vetvete dhe nga Figura 1.5 rezulton të jetë e dukshme që përmbajtja harmonike e spektrit të sinjalit $x(t)$ duket se paloset përreth $f_C/2$ me frekuencë më të mëdha sesa ky kufi.

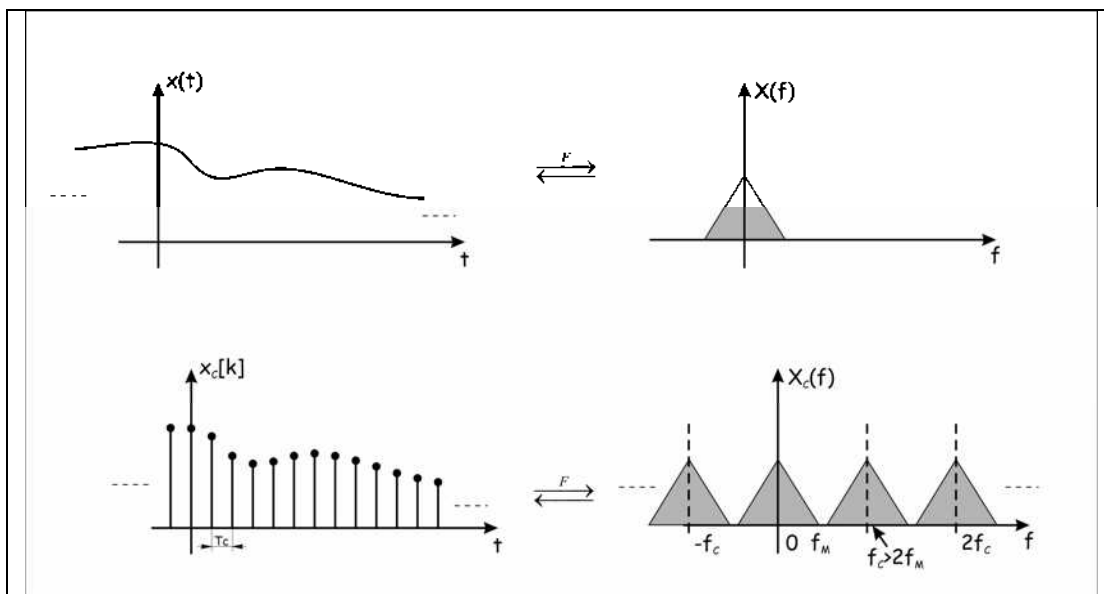


Figura 1.4 – Analiza në zonën e frekuencës së një sinjali të marrë nga kampionimi; rast në të cilin $f_c > 2f_m$.

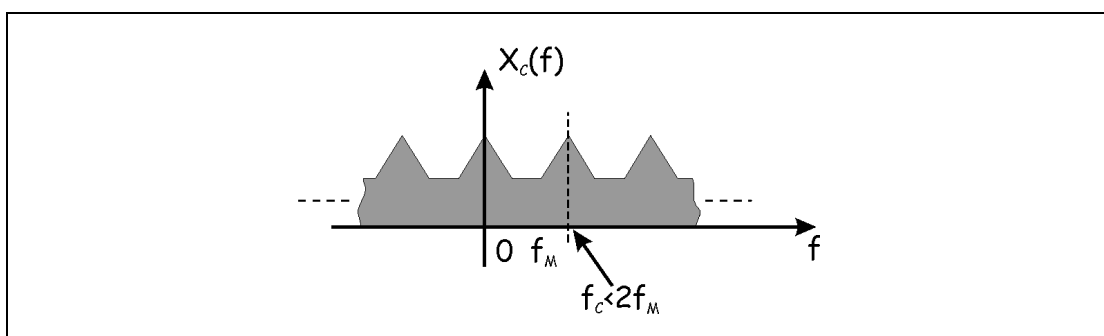


Figura 1.5 – Rast i një sinjali të marrë nga kampionimi në mënyrë të papërshtatshme ($f_c < 2f_m$).

Gabimi që i detyrohet mbivendosjes së përsëritjeve spektrale që ndodhen shumë pranë me spektrin e serisë së kampionuar, është quajtur *gabim në aliasing* dhe mund të shmanget në dy mënyra të veçanta:

1. Në qoftë se spektri i sinjalit të kohë reale është i kufizuar në bandë, mund të rritet frekuenca f_c deri sa të largohen mjaftueshëm përsëritjet mbi boshtin e frekuencave deri sa të shmangen ndërhyrjet. Ky veprim edhe pse është funksional, shton sasinë e kampionëve të nxjerrë nga sinjali në njësinë e kohës dhe sjell kështu edhe një rritje të fluksit të të dhënave. Kjo do të thotë gjithashtu se do të ishte i nevojshëm një

kuantizator më i shpejtë dhe ky, ashtu sikurse do ta shikojmë më poshtë., do të shkaktonte një kufizim të *rezolucionit* të po këtij vetë. Sigurisht, edhe kapaciteti i kujtesës së kërkuar për memorizimin e serisë dhe kapaciteti përpunues elektronik i pajisjeve të përpunimit, të vendosura më pas, duhet t'i përshtaten trajtimit të sasisë së shtuar të të dhënave që janë në mbërritje nga kuantizatori.

2. Përmbajtja harmonike e sinjalit të aplikuar në hyrje të përzgjedhësit të kampionëve mund të kufizohet, duke përdorur një filtër të posaçëm me breze kalimi të poshtëm, i quajtur "*filtër anti-aliasing*". Kjo zgjidhje e fundit është shumë më tepër e përhapur në realitetin e aplikimeve. Nga ana tjetër, duhet të merret parasysh që përdorimi i një filtri anti-aliasing, sidoqoftë është e domosdoshme, sepse edhe një sinjal me përmbajtje harmonike "të dobishme" të kufizuar në bandë, përmban gjithmonë sinjale ndotese me bandë të gjerë. Si pasojë e zhurma që krijohet për shkak të pajisjeve elektronike të përdorura në amplifikatorët e sinjalit.

Vërejmë se një seri $x_C[k]$ me gjatësi të pafundme, e cila meret nëpërmjet përzgjedhjes së kampionëve, duke respektuar teoremën e Shannon-it për një sinjal kohë – reale, bën të mundur që të rindërtohet *saktësisht* vetë sinjali duke bërë filtrimin me brezë kalimi të poshtëm të së njëjtës seri. Për këtë qëllim do të ishte e mjaftueshme, në teori, që t'i aplikohet serisë një filtër me bandë kaluese të ngushtë, brënda intervalit të frekuencave $[f_M, f_C/2]$. Duke qenë se filtrat analogë realë kanë banda kaluese të ndryshme nga zero dhe meqenëse kufizimi i tepruar i kësaj të fundit shkakton gjithmonë ndryshime serioze të fazave të harmonikave të sinjalit të hyrjes, të vendosura në afërsi të kufijve të brezit kalues, do të nevojiten të përdoren frekuenca për përzgjedhjen e kampionëve, të tilla që t'i mbajnë përsëritjet e ndryshme të spektrit në një largësi të mjaftueshme përgjatë boshtit të frekuencave, në mënyrë të tillë që të bëhet i mundur përftimi i rezultateve të kënaqshme edhe me filtra të një rendi jo të lartë.

Për të rindërtuar me *saktësi* sinjalin që përkon me një seri kampionësh të përzgjedhur, do të ishte e nevojshme që të filtrohej kjo e fundit me anën e një filtri ideal me brez kalimi të poshtëm; Duke qenë se kjo ka një përgjigje kundrejt impulsit me gjatësi të pafundme [një funksion *sinc*(.)], për të përfutur një sinjal daljeje të vlefshëm do të duhej që të përpunoheshin kampionë të pafundmë hyrjeje,

pra, do të duhej të pritej për një kohë të pafundme dhe kjo, sigurisht, nuk mund të pranohet.

Nga ana tjetër, në pjesën më të madhe të rasteve, ndërprerja e serisë së hyrjes në një numër të fundmë kampionësh, do të shpinte në shfaqjen e fenomeneve të sigurta dhe të pashmangshme të “aliasing” në zonen e frekuencës. Për të justifikuar këtë pohim është e nevojshme që të kujtohet nga *Teoria e Sinjaleve* që spektri i një sinjali me një kohëzgjatje të kufizuar ka një shtrirje të pakufizuar në frekuencë ([1]). Kjo do të thotë se përsëritjet e spektrit të një sinjali të tillë që kanë lindur nga operacioni i përzgjedhjeve të kampionëve do të mbivendoseshin gjithmonë cilado që të ishte frekuenca e përdorur gjatë përzgjedhjes së kampionëve. Rasti i vetëm në të cilin është e mundur që të ndërtohet me saktësi një sinjal nga spektri kompleks, duke u nisur nga një numër i kufizuar i kampionëve të vet, është kur ekzistojnë (në të njëjtën kohë), dy kushtet si më poshtë vijnë:

1. spektri i sinjalit është dhënë nga shuma e një numri të fundem harmonikash me frekuenca që qëndrojnë ndërmjet tyre dy e nga dy, në një raport racional.
2. përzgjedhja e kampionëve kryhet në mënyrë *sinkrone*, ose më saktë, në mënyrë të tillë që në serinë e marrë të kampionëve të jetë i përfshirë një numër i plotë i periodave të sinjalit të hyrjes.

Në të gjitha rastet e tjera, për të kufizuar, *jo për të eliminuar* efektet shumë të dëmshme, që i detyrohen gjatësisë së kufizuar të serive të marra si kampionë, në praktikë zakonisht i drejtohem *dritareve të peshimit*. Ato janë në gjendje që ta kufizojnë përmbajtjen harmonike me frekuencë të lartë të spektrit të sinjalit në dalje nga përzgjedhësi i kampionëve. Literatura shkencore në këtë kuadër është shumë e gjerë. Ekzistojnë, *funksione dritare* të shumta në numër, të cilat përdoren aktualisht në praktikë. Është e nevojshme që të vërehet se edhe zgjedhja e një funksioni dritare nga një tjetër është rezultati i një kompromisi ndërmjet dy kërkesave që janë në kontrast me njëra – tjetrën. Aplikimi i një dritareje peshimi për të dhënat, duke qenë se është një operacion shumëzimi në zonen e kohës, përkon me thurjen ndërmjet spektrave përkatës në zonen e frekuencës.

Një dritare peshimi, duke pasur një kohëzgjatje të kufizuar, ka një spektër shtrirjeje të pakufizuar. Ky spektër është e përbërë, në mënyrë tipike, nga një *lob kryesor* me frekuencë të ulët dhe nga një seri (e pafundme) e *lobeve dytësorë* me

frekuencë të lartë amplituda e të cilëve vjen duke u ulur në mënyrë progresive (si në Figura 1.6 . Në të janë paraqitur grafikët e spektrave të disa dritaresh të peshimit që përdoren zakonisht në përpunimin numerik të sinjaleve.

Operacioni i thurjes ndërmjet spektrave të sinjalit dhe të dritares sjell me vete dy efekte ndërhyrjeje të dallueshme dhe që plotësojnë njëri – tjetrin: një *ndërhyrje me rreze të shkurtër*, e cila i detyrohet lobit kryesor dhe që ka prirjen të përziejë ndërmjet tyre luhatjet harmonike të afërta të spektrit të sinjalit, si edhe një *ndërhyrje me rreze të gjatë*, e cila i detyrohet lobeve dytësore që sjell me vete një shuarje të energjisë të luhatjeve të veçanta sinusoidale harmonike me frekuenca të larta. Fenomeni i parë i ndërhyrjes kufizon përcaktimin e rezultatit të frekuencës përfundimtare në një vlerë të barabartë me gjerësinë e lobit kryesor ndërsa i dyti rrit kufirin e precizionit të arritshëm në vlerësimin e amplitudes së luhatjeve sinusoidale harmonike të spektrit të sinjalit. Këta dy fenomene, plotësojnë njëri – tjetrin, në kuptimin që një lobi të gjerë kryesor (rezolucion i ulët spektral) do ti bashkohen lobe pasues që u dobësohen vlerat më shpejtë (rezolucion i lartë i amplitudes), ndërsa një lobi kryesor të ngushtë (rezolucion i lartë spektral) do ti përkojë një rradhë lobesh anësore që u dobësohen vlerat më ngadalë (gabim i madh i amplitudes),. si ne Figura 1.6.[58]

Këto, sigurisht, janë probleme shumë të rëndësishme në një disiplinë si Matjet Elektrike, që shikon një përdorim gjithmonë e më të përhapur të përpunimit numerik të sinjalit në instrumentat numerikë modernë.

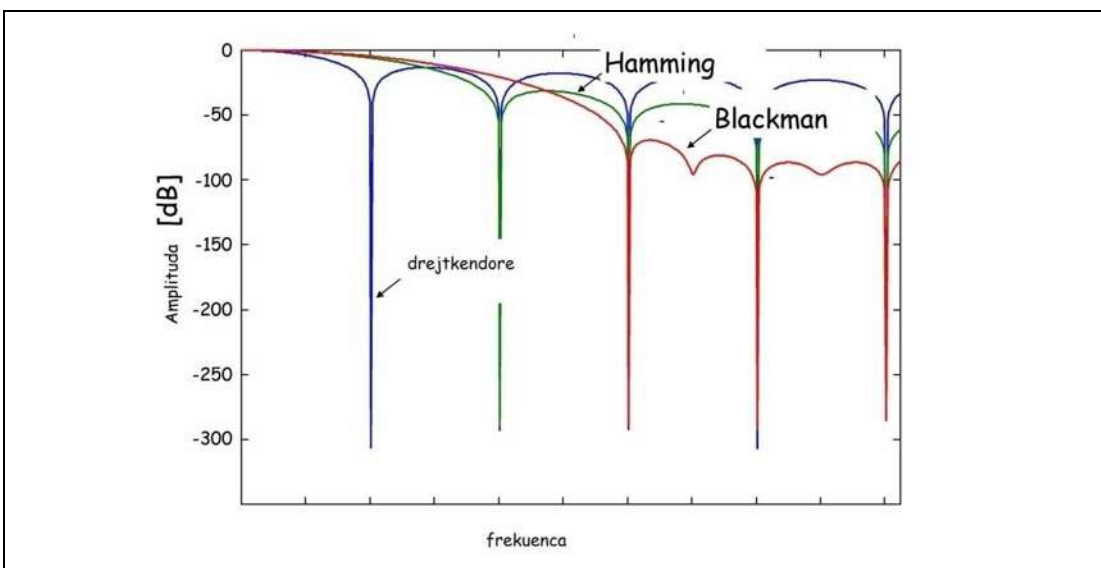


Figura 1.6 – Spektrat e frekuencës së disa dritareve të peshimit, të përdorura në përpunimin numerik të sinjaleve.

1.2.2 Përzgjedhja reale e kampionëve

Deri tani kemi marrë parasysh rastin e një *përzgjedhësi ideal të kampionëve*, domethënë që është në gjendje që të përftojë kampionë të çastit, të cilët janë të baraslarguar në zonen e kohës. Në praktikë, një pajisje e tillë është krejtësisht e porealizueshme dhe të shumta janë shkaqet për të cilat pajisjet reale nuk mund të jenë ideale. Në këtë paragraf do të shikojmë një trajtim realist të procesit të përzgjedhjes së kampionëve.

1.2.2.1 Analiza e thjeshtëzuar

Në qoftë se do të kufizoheshim te një analizë e përafërt të funksionimit të pajisjeve realë të përzgjedhjes së kampionëve, duke shfrytëzuar rezultatet e porsapërfutuara për rastin e përzgjedhjes ideale do të duhet të mernim parasysh vetëm njërën prej shkaqeve të të qenit joideale: *kohën e fundme të hapjes së përzgjedhësit të kampionëve*.

Një përzgjedhës real kampionësh, në të vërtetë, nuk mund të nxjeri një kampion të çastit të sinjalit analog të hyrjes. Ai i jep atij një vlerë, e cila varet në mënyrë pak a shumë komplekse nga ecuria e sinjalit në një interval kohor të fundem që, për momentin e mendojmë se fillon në çastin teorik të përzgjedhjes së kampionëve. Edhe pse teknologjitë elektronike moderne lejojnë që të realizohen përzgjedhës kampionësh me kohë hapjeje të rendit prej disa dhjetëra *nanosecondash*, efekti i kohës së hapjes nuk mund të lihet mbasdore.

Një kohë hapjeje jo zero e përzgjedhësit të kampionëve përkon me shumëzimin e sinjalit në kohë reale me një seri periodike impulsesh me një kohëzgjatje të kufizuar τ dhe me periode T_c . Duke qenë se bëhet fjalë për një sinjal periodik, spektri i tij i frekuencës është i përbërë prej një serie impulsesh të moduluara në amplitudë të spektrit të sinjalit korespondues për një periode të vetme të të njëjtit sinjal ([1]). Kufizimi në një periode të vetme i sinjalit të përzgjedhjes së kampionëve dhe i spektrit përkatës janë paraqitur në Figura 1.7. Ndërsa spektri i sinjalit periodik është paraqitur në Figura 1.8.

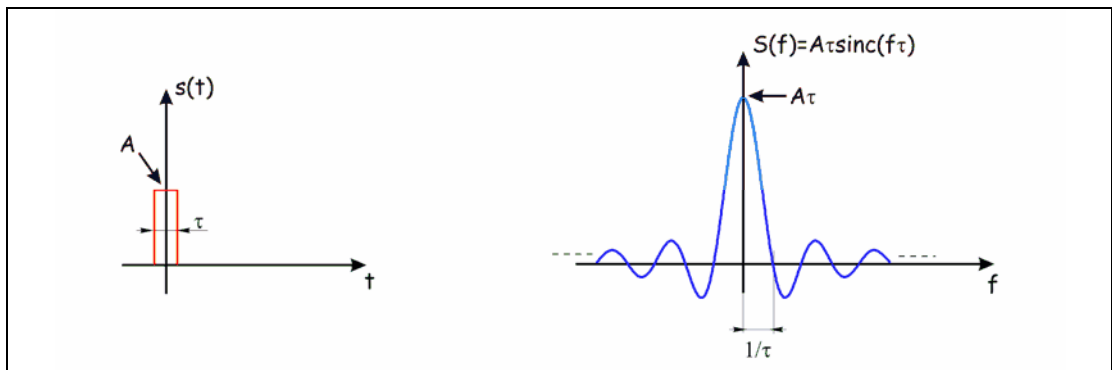


Figura 1.7 - Impulsi drejtkëndor dhe spektri përkatës i frekuencës.

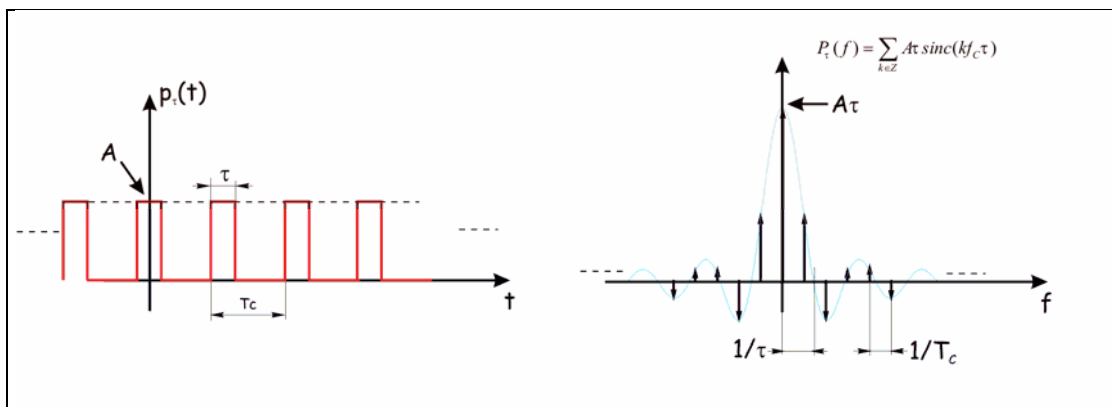


Figura 1.8 – Seria e impulseve dhe spektri përkatës i frekuencës

Edhe në këtë rast seria e kampionuar do të ketë një spektër të përbërë nga përsëritje të spektrit të sinjalit në zonen e kohës, të cilat janë vendosur sipas shumëfishave të plotë të frekuencës së përzgjedhjes së kampionëve. Ka një ndryshim thelbësor në krahasim me rastin e përzgjedhjes ideale të kampionëve: përsëritjet e ndryshme spektrore do të zvogelohet në amplitudë me një vlerë në rënie progresive. Sigurisht, edhe përsëritja në bandën bazë të spektrit të sinjalit do të pësojë një lloj shtrembërimi për shkak të dobësimit të vlerës së lobit kryesor të funksionit $\text{sinc}(\cdot)$. Në qoftë se $\tau = T_c$ ky efekt nuk është shumë domethënës.

Por një efekt shumë serioz i të mosqenit ideal, është *përhapja spektrore* (ose e quajtur ndryshe *leakage*), e cila shkaktohet nga lobe dytësore të funksionit $\text{sinc}(\cdot)$. Ajo e shtrin teorikisht në pafundësi spektrin e sinjalit dhe kjo shkakton

$f_{T_c} = (T_c)$ ndërhyrje të pashmangshme nga aliasing në zonen e frekuencës. Efektet janë të tolerueshme në qoftë se $\tau = T_c$.

1.2.2.2 Analiza e përparuar

Koha e hapjes me vlerë jo zero është vetëm njëri prej shkaqeve të shumta të mosqenies ideale në mënyrën e sjelljes së përzgjedhësve realë të kampionëve. Në këtë paragraf do të analizojmë me hollësi të gjitha shkaqet e tjera dhe do të arrijmë në një shprehje të plotë të serisë së përzgjedhjes reale të kampionëve.

Fillojmë me vëzhgimin që duke qenë se sinjali i përzgjedhjes së kampionëve ka lindur nga pajisje jo ideale⁵, sigurisht nuk mund të pritet një precizion absolut dhe një pandryshueshmëri në kohë në perioden e saj, ose më saktë, në intervalin e përzgjedhjes së kampionëve. Seria e impulseve të përzgjedhjes së kampionëve duhet të nënkuptohet si një proces i rastësishëm dhe do të jetë, për këtë arsye, i karakterizueshëm vetëm statistikisht. Për shembull, e njëjta periode përzgjedhësh reale të kampionëve T_c , si një proces i rastësishëm, do të karakterizohet nga funksioni densiteti të probabilitetit. [5]

, nga një vlerë e pritur $E[T_c]$ si edhe nga një devijim standard σ_{T_c} sigurisht, ddo të ishte e dëshirueshme që $E[T_c] = T_c$ të ish⁶ dhe $\sigma_{T_c} = 0$, por një gjë e tillë, për fat të keq, nuk është e vërtetë as edhe për gjeneratorin më të saktë të impulseve.

Për të verifikuar atë që sapo u tha më sipër, është e mjaftueshme që të kryhen disa matje të të njëjtit sinjal në të njëjtat kushte. Një gjë e tillë kërkon, mbi të gjitha, sinkronizimin e bazës së kohëve me sinjalin nëpërmjet një qarku të trigger-it të një precizioni të lartë. Le të supozojmë atëherë, se lexojmë M rekorde të veçantë të të dhënave, secili i përbërë prej N kampionë.

Edhe pse sinjali i përzgjedhjes së kampioneve gjenerohet nga një burim i përsosur krejtësisht pa zhurmë dhe në qoftë se kuantizatori që lidhet pas përzgjedhësit të kampionëve do të ishte ideal, kampionët e mare të ndryshëm dhe të

⁵ Qarku i një pajisjeje për përzgjedhjen e kampionëve që krijon serinë e impulseve të përzgjedhjes së kampionëve, është quajtur baza e kohës dhe është e përbërë nga një luhatës me një precizion të lartë (normalisht prej kuarci) me stabilitet në kohë dhe i kompensuar nga efektet e variablave të ndikimit, siç janë temperatura dhe lagështia. Normalisht, ky qark është i përbërë nga një luhatës parësor me frekuencë të lartë dhe nga një ndarës i programueshëm për përfitim të frekuencave të ndryshueshme të përzgjedhjes së kampionëve.

⁶ Në të vërtetë, një vlerë e $E[T_c]$ e ndryshme nga perioda e përzgjedhjes ideale të kampionëve, sidoqoftë do të ishte e pranueshme, duke qenë se është e kompensueshme me një operacion të përshtatshëm kalibrimi.

përfutur ne të njëjtin çast të përzgjedhjes nominale të kampionëve do të ishin të ndryshëm ndërmjet tyre. Do të vëzhgohet se çastet e përzgjedhjes së kampionëve do të jenë gjithmonë të ndryshëm nga njëri lexim i të dhënave në leximin tjetër;

Për ta paraqitur këtë, në një analizë të saktë të fenomenit, shenojme me k -te çasti e përzgjedhjes reale të kampionëve ($k = 1, 2, \dots, N$) me i leximin e i -të te përsëritur të të dhënave ($i=1, 2, \dots, M$), dhe me $\tau_{k,i}$ çastin e k -te te leximit te i -te. Mund të shikohet $\tau_{k,i}$ si një shumë e çastit të përzgjedhjes ideale të kampionëve t_k dhe si një kufi i gabimit të rastësishëm $e_{k,i}$:

$$\tau_{k,i} = t_k + e_{k,i} .$$

Seritë e impulseve M që përkojnë me leximet e ndryshme të përfutura përbëjnë leximet e një procesi të rastësishëm. Në përgjithësi, çasti k -te i përzgjedhjes reale të kampionëve τ_k është një variabel e rastësishme dhe është e përshtatshme që të shprehet si shumë e çastit të përzgjedhjes nominale (ose ideale) të kampionëve t_k dhe një vlere gabimi të rastësishëm e_k :

$$\tau_k = t_k + e_k$$

Është me vend që të ndahet e_k në dy pjesë përbërëse të dallueshme: njëra sistematike dhe tjetra krejtësisht e rastësishme. Pjesa përbërëse sistematike është e dhënë nga :

$$E_{Sk} = E[e_k] = E[\tau_k - t_k] = E[\tau_k] - t_k = \lim_{M \rightarrow +\infty} \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \tau_{k,i} - t_k$$

Ndërsa pjesa përbërëse e rastësishme është e dhënë nga :

$$E_{Ck} = e_k - E_{Sk} .$$

Me këtë vlerësim, çasti i përzgjedhjes reale të kampionëve është i dhënë nga:

$$\tau_k = t_k + E_{Sk} + E_{Ck}$$

Fakti që gabimi sistematik mbi çastin e përzgjedhjes reale të kampionëve varet ekskluzivisht nga indeksi k ose nga çasti i përzgjedhjes ideale të kampionëve, $t_k = kT_C$, na bën të mundur që të përshkruajmë $\tau_k = g(t_k) + E_{Ck}$, me $g(\cdot)$ një funksion jolinear në varesi të kohës t që përafron pak a shumë mirë një drejtëz e pjerrësisë njesi në planin (t, τ) , ashtu sikurse është paraqitur në Figura 1.9. Në qoftë se $g(\cdot)$ do të ishte i njohur (gjë që nuk është e tillë edhe pse ajo përfaqëson një gabim sistematik), me një operacion të thjeshtë regresioni linear do të mundnim të përkufizonim koeficientin këndor dhe pikeprerjen që përcakton drejtëzën e cila interpolon funksionin sipas kuadrateve më të vegjël. Në qoftë se do të tregojmë me ΔS ndryshimin ndërmjet pjerrësisë së drejtëzës interpoluse dhe pjerrësisë së karakteristikës ideale (pjerrësia e të cilës është e barabartë me 1), dhe me D prerjen e saj mbi boshtin e ordinatave (Figura 1.10), mund të shkruajmë:

$$\tau_k = g(t_k) + E_{Ck} = (1 + \Delta S) \cdot t_k + D + tbd(t_k) + E_{Ck}$$

Ku :

- ΔS është quajtur *sweep speed error* dhe është gabimi sistematik mbi frekuencën e përzgjedhjes së kampionëve;
- D është quajtur *gabimi i vonesës së trigger-it (trigger delay error)* dhe është gabimi sistematik për rastin e nisjes efektive të përzgjedhjes së kampionëve mbas çastit nominal $t_0 = 0$;
- $tbd(t_k)$ është quajtur *gabimi i shtrembërimit të bazës së kohëve (timebase distortion error)* dhe merr parasysh shtrembërimin ekzistues kundrejt drejtëzës interpolante të karakteristikës.

Këto tri madhesi janë në të vërtetë gabime që, edhe pse sistematike, nuk janë kurrë krejtësisht të njohura. Në qoftë se do të ishin të tilla do të ishte e mundur që të korrigjoheshin nëpërmjet përpunimeve numerike të përshtatshme mbi të dhënat e përfutuara nga përzgjedhja e kampionëve. Për fat të keq, është e mundur vetëm që ato të vlerësohen (për përafërsi) në bazë të specifikave të preçizionit të dhëna nga konstruktorët e pajisjeve. Jo gjithmonë këto të fundit janë të plota, shpesh jepet vetëm pasiguria mbi shpejtësinë e sweep U_S dhe ndërkohë përjashtohen pasiguritë e trigger-it U_D dhe të shtrembërimit të bazës së kohëve U_{tbd} .

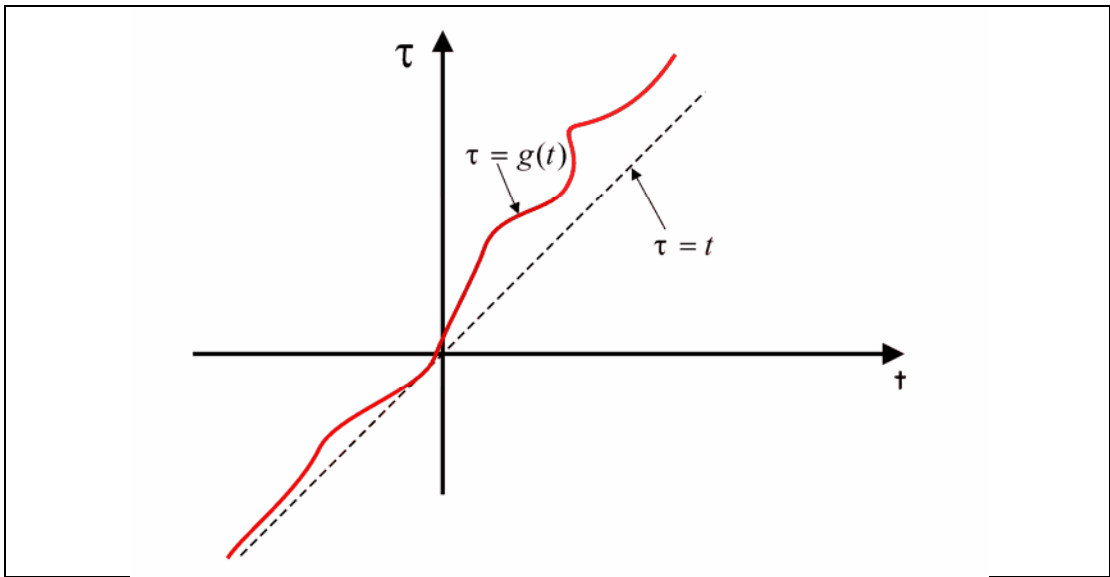


Figura 1.9 – Ilustrimi i gabimit sistematik në çastin e përzgjedhjes së kampionëve.

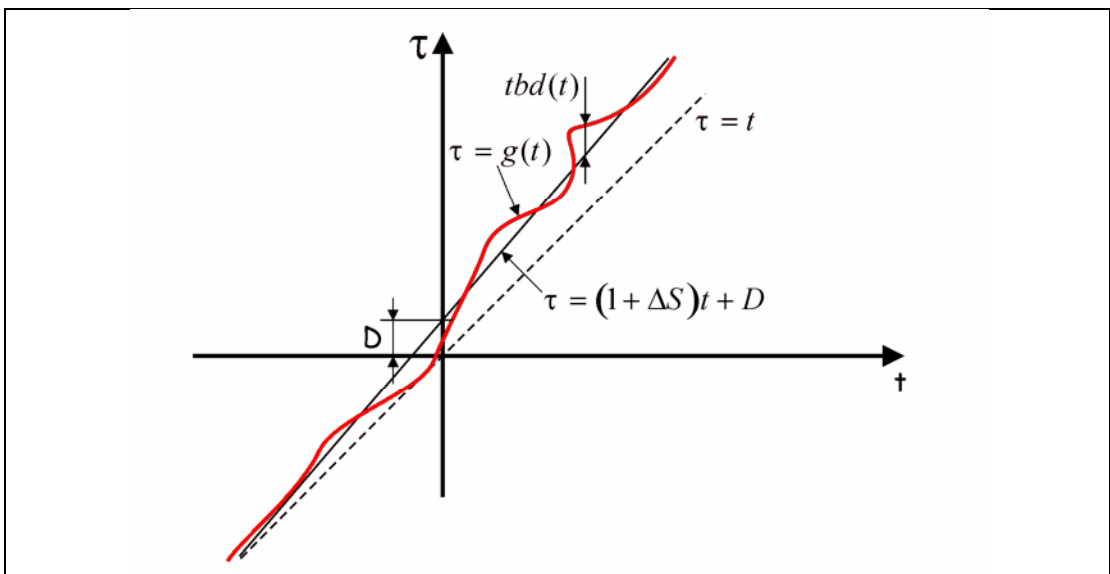


Figura 1.10 – Shpërbërja e gabimit në çastin e përzgjedhjes së kampionëve.

Gabimi i rastit i përzgjedhjes së kampionëve E_{Ck} ndahet më tej, për konvencion, në dy shuma të mbledhshme :

- jitter i trigger-it Jt_i që është vlera e pritur e gabimeve të rastit mbi të gjithë kampionët e një serie të dhënë :

$$Jt_i \stackrel{def}{=} E[E_{Ck}] = \lim_{N \rightarrow +\infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N E_{Ck,i}$$

ai është konstant për një rekord të dhënë dhe indeksi i shërben për të na e kujtuar këtë.

- jitter i çastit të përzgjedhjes së kampionëve $Nt_{k,i}$ i dhënë nga :

$$Nt_{k,i} = E_{Ck} - Jt_i$$

Ky i fundit është i njohur edhe si *zhurmë e fazës ose pasiguri e hapjes*.

Në qoftë se D vlereson vonesën (sistematike), me të cilën përzgjedhja e kampionëve nisët mbas çastit efektiv të trigger-it, Jt_i vlereson madhesinë e variacionit (të rastit) të këtij çasti përreth D për lexime të dhënash të veçanta. Ndërsa zhurma e fazës, vlereson madhesinë e variacionit të mëtejshëm të rastit të çasteve efektive të përzgjedhjes së kampionëve për lexime të veçanta të të dhënave përreth vlerave të dhëna nga marrëdhënia:

$$\tau_{k,i} = (1 + \Delta S)t_k + D + Jt_i + tbd(t_k).$$

Në përfundim, koha (çasti) k -te i përzgjedhjes së kampionëve të leximit të i -te të një serie M të leximeve të të dhënave, që të gjitha të përsëritura në të njëjtat kushte të ngjashme, është e dhënë nga:

$$\tau_{k,i} = (1 + \Delta S)t_k + D + tbd(t_k) + Jt_i + Nt_{k,i}$$

Nepërmjet dy termave të rastësishëm Jt_i dhe $Nt_{k,i}$ mund të vlerësohen variacionet përkatëse:

$$\sigma_{Jt_i}^2 = \lim_{M \rightarrow +\infty} \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (J_{ti})^2$$

$$\sigma_{Nt_{k,i}}^2 = \lim_{M \rightarrow +\infty} \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (Nt_{k,i})^2$$

Në përfundim, duke pasur sinjalin analog të kohë reale, $x(t)$, mbas përzgjedhjes së kampionëve, në vend që të kemi serinë ideale $x[k] = x(kT_C) = x(t_k)$ kemi serinë reale :

$$\dot{x}[k] = x \left[(1 + \Delta S) \cdot t_k + D + tbd(t_k) + Jt_i + Nt_{k,i} \right]$$

Gabimet më të thjeshta për t'u analizuar janë : ai i vonesës së trigger-it D dhe ai i shpejtësisë së sweep ΔS . I pari shkakton një zhvendosje në kohë me D *seconda* të serisë së marrë të kampionëve në krahasim me atë idealen, ndërsa i dyti shkakton fenomenin dual (te dyfishimit), ose më saktë, një zhvendosje me frekuencë $\frac{\Delta S}{T_C}$ hertz të të gjitha pjesëve përbërëse të harmonikave përbërëse.

Në Figura 1.11 është paraqitur një shembull i funksionit $tbd(t)$ dhe në Figura 1.12 është paraqitur efekti i prodhuar prej tij.

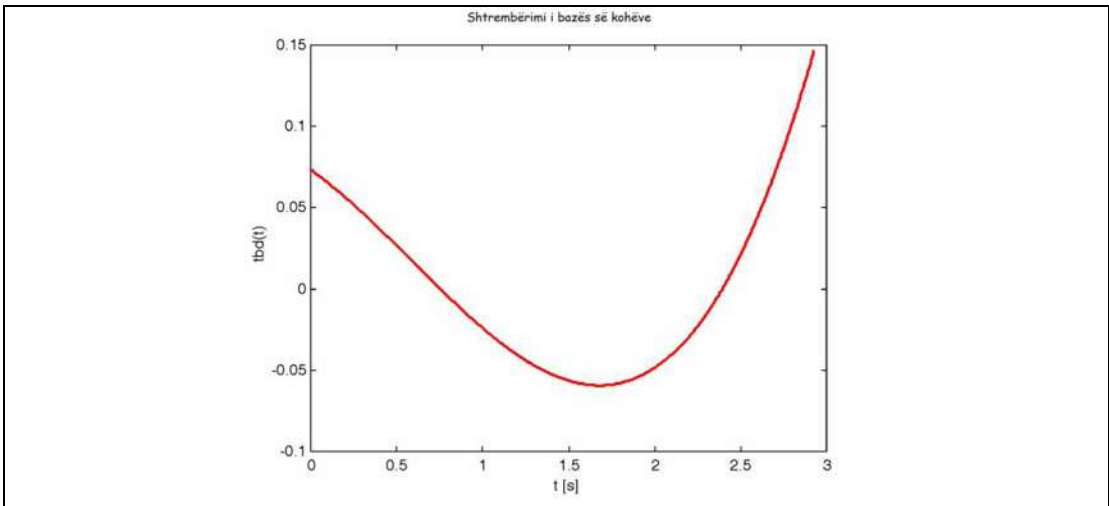


Figura 1.11 – funksioni $tbd(t)$ që krijon shtrembërimin e Figura 1.12.

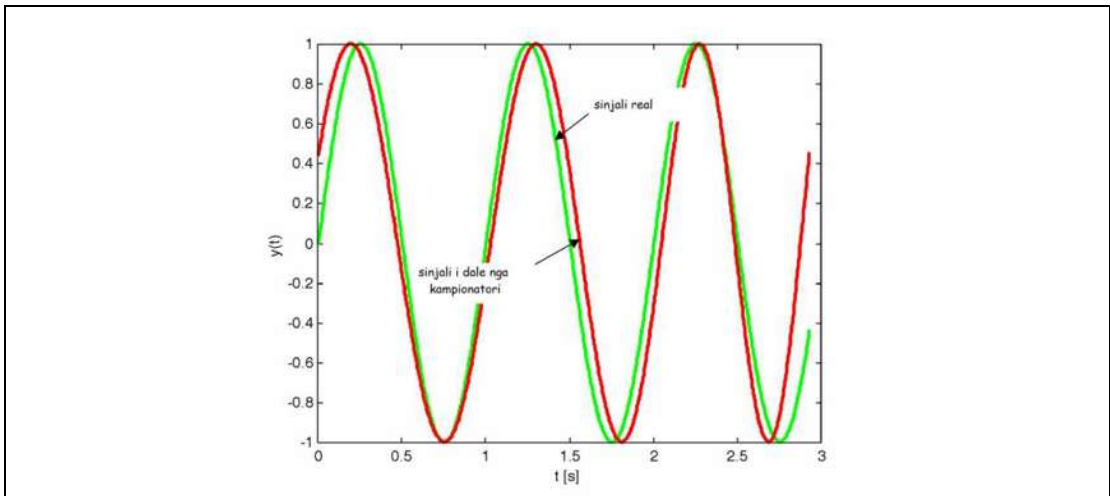


Figura 1.12 – Efekti i $tbd(t)$ që është paraqitur në Figura 1.11.

Shumë më komplekse është analiza e gabimit të futur nga zhurma e fazës. Në Figura 1.13 është paraqitur rezultati i përzgjedhjes së kampionëve të sinjalit sinusoidal me një bazë kohe të prekur vetëm nga zhurma e fazës me variacion të barabartë me $25T_C^2$, shumë të lartë, me qëllimin e vetëm që t'i bëjë të dukshme grafikisht efektet e sajë. Në pamje të parë mund të mendohej për një sinjal të ndotur nga zhurma në amplitudë, por mund të verifikohet që zhurma e mbivendosur ka prirjen që të marrë një vlerë zero në afërsi të pikave me derivat zero të sinjalit (pikat e maksimumit dhe të minimumit, absolute ose relative) dhe vlera maksimale në afërsi të pikave me derivat maksimal (kalimi nga zeroja për rastin e sinjalit sinusoidal). Për rastin e Figura 1.13, gabimi është paraqitur në Figura 1.14.[59].[60].

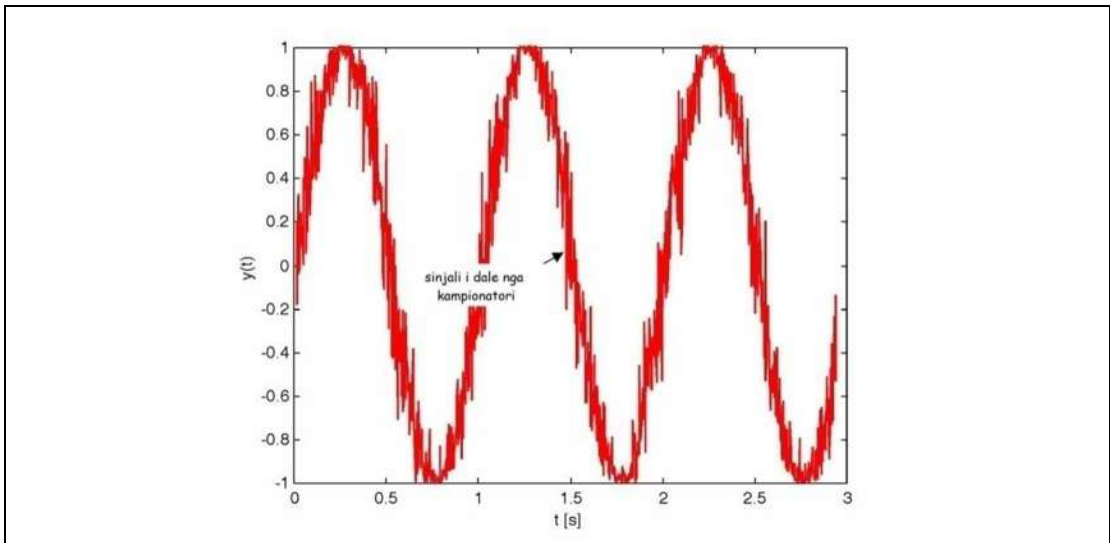


Figura 1.13 – Efekti i një zhurme në fazën e variacionit të barabartë me $25T_C^2$.

Ky fenomen shpjegohet se një devijim i caktuar nga çasti i përzgjedhjes ideale shkakton një gabim të rëndësishëm kur sinjali ndryshon me shpejtësi dhe praktikisht zero në qoftë se sinjali është konstant ose pothuajse konstant. Analiza teorike e efekteve të zhurmës së fazës shpie në përfundimin se në praninë e saj, seria e daljes rezulton e ndotur nga një zhurmë e cila është e pariprodhueshme në kohë, në një variacion e cila mund të llogaritet vetëm në raste të veçanta.

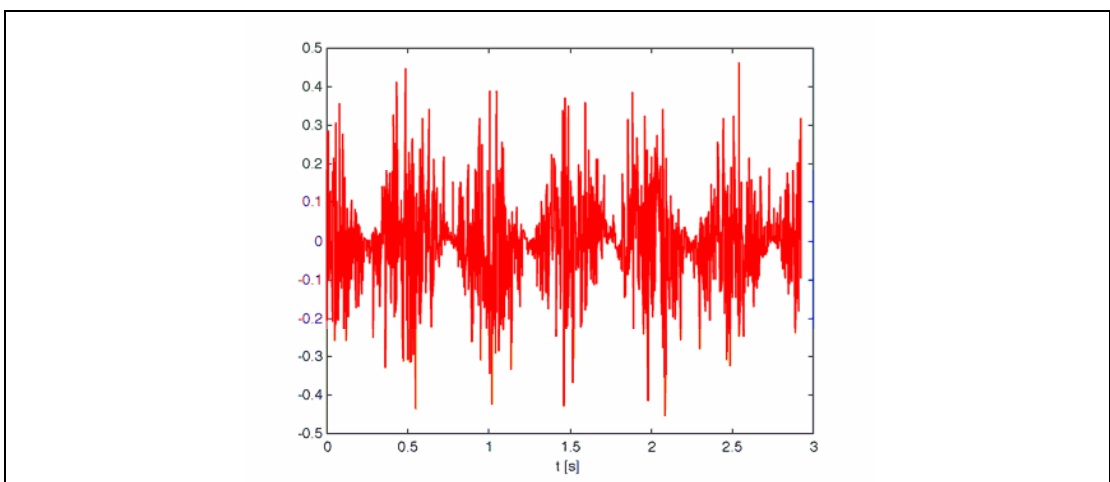


Figura 1.14 – Ndryshimi ndërmjet serisë reale dhe asaj ideale për rastin e Figura 1.13.

Gabimi i çfaqur nga zhurma e fazës është i korektushem vetëm pjesërisht, nëpërmjet mesatares së disa leximeve të njëpasnjëshme të të dhënave. Në qoftë se numri i mesatareve është mjaftueshmërisht i lartë, ky proces shkakton filtrimin e serisë së daljes me funksionin e dendesis probabilitare të zhurmës së fazës. Funksioni i densitetit të probabilitetit të zhurmës së fazës është gaussian dhe filtrimi që rezulton prej këtij është me breze kalimi nga poshtë.

Për sinjale sinusoidale të pastra ky filtrim kthehet në një zbutje në funksion të frekuencës së sinjalit dhe të variacionit të zhurmës së fazës. Ndërsa për sinjale komplekse me përmbajtje harmonike kryesore me frekuencë të lartë, efektet do të mund të ishin më domethënëse. Rast tipik është ai i sinjaleve dixhitale që paraqesin mungesë vazhdimësie të kufizuar të vlerës, në këtë rast, sinjali që rezulton nga mesatarja do të paraqesë zbutje tipike pikërisht në përputhje me mungesën e vazhdimësisë. Figura 1.15, paraqet rezultatin e mesatares së 500 rekordeve të një sinjali me valë kuadrate të përsosur (kohët e tranzicionit janë zero) të $f = 0.25 \text{ Hz}$ të marrë si kampion me $f_c = 625 \text{ Hz}$ me një sinjal që ka një zhurmë faze të devijimit standard, të barabartë me 0.08 s . Rrumbullakimi i cepave dhe pjerrësia e fronteve të zbritjes dhe të ngjitjes është mjaft i dukshëm dhe në një rast real do të ishte bërë shkak për gabime të konsiderueshme mbi matjen e kohëve të tranzicionit.

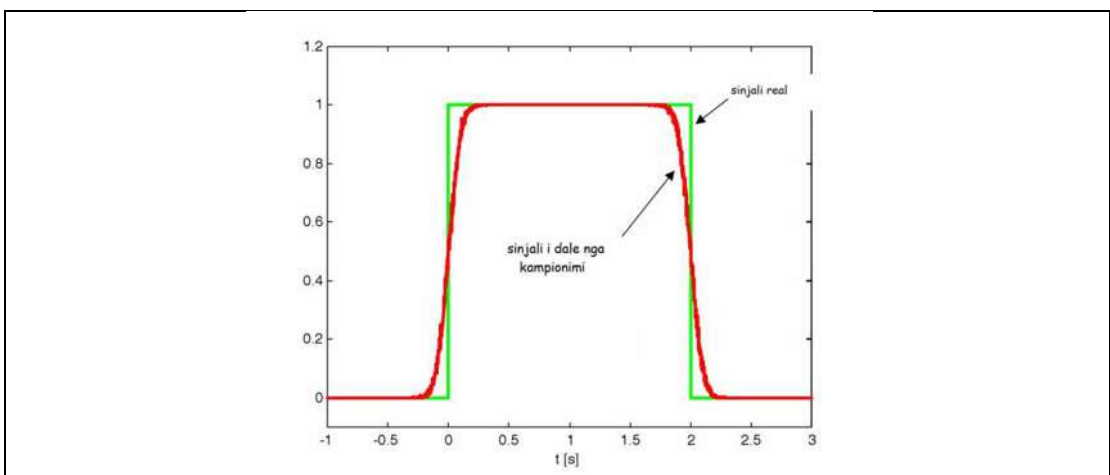


Figura 1.15 – Rezultati i mesatares së disa rekordeve të një sinjali me valë kuadrate të marrë si kampion me një bazë kohësh të prekur nga një zhurmë e fazës.

1.2.3 Pajisjet fizike për përzgjedhjen e kampionëve

Në praktikën e aplikimeve, pajisjet që realizojnë funksionin e përzgjedhjes së kampionëve janë quajtur *Sample and Hold Amplifiers* (SHA, pajisje të përzgjedhjes së kampionëve dhe të mbajtjes) ose *Track and Hold Amplifiers* (THA, amplifikator të ndjekjes dhe të mbajtjes) dhe janë të disponueshëm qoftë si pajisje stand-alone në formën e qarkut të integruar, qoftë të integruar drejtpërdrejt në brendësi të ADC-ve ([5], [7], [8]).

Skema e parimit të njërit prej SHA është si më poshtë vijon:

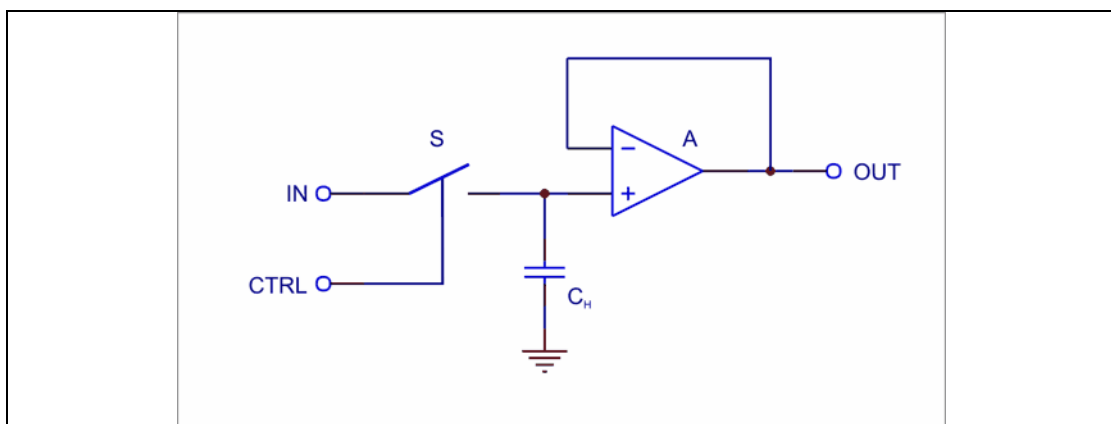


Figura 1.16 – Skema e parimit të një SHA apo i një THA.

Qarku është i përbërë nga elementët vijues:

- Një kondensator C_H që implementon funksionin e kujtesës së vlerës së sinjalit në hyrje të ADC-së gjatë fazës së kuantizimit;
- Një çelës me komandë elektronike S që bën të mundur të kryhet operacioni përzgjedhjes së kampionëve dhe mbajtjes së vlerës së sinjalit të hyrjes në një çast të caktuar kohor. Në mënyrë konvencionale, një gjendje logjike 1 të sinjalit të kontrollit $CTRL$ shkakton mbylljen e S .
- Një amplifikator operacionesh A që ka funksionin e ndarësit rezistive.

Qarku mund të funksionojë sipas dy mënyrave të veçanta :

- *Mënyra e tracking-ut*, gjatë së cilës çelësi S është i mbyllur dhe tensioni në terminalet e C_H , domethënë edhe ajo në pjesën fundore të daljes, është një riprodhim pak a shumë besnik i tensionit të hyrjes në funksion të gabimit të kryer të SHA . Kjo mënyrë është në të vërtetë karakteristikë vetëm e THA ndërsa te SHA çelësi S qëndron i mbyllur vetëm për një interval të shkurtër kohor, në përputhje me tranzicionin $0 \rightarrow 1$ të kontrollit $CTRL$ dhe kjo mënyrë është quajtur kampjonues (*sample*). SHA -të janë përdorur normalisht në aplikime me frekuencë të lartë të përzgjedhjes së kampioneve ([8]).
- *Mënyra e mbajtjes (hold)*, gjatë së cilës çelësi S është i hapur dhe tensioni në dalje të C_H e mban në mënyrë të qëndrueshme vlerën e arritur menjëherë përpara hapjes së S .

Funksioni i SHA në një sistem shndërrimi analogjik/dixhital është themelore. Procesi i kuantizimit, të cilin do ta shikojmë në vijim, nuk është i çastit, edhe në rastin e ADC-së të llojit *Flash*, ose më saktë, më e shpejta ndërmjet arkitekturave të ADC-ve që janë të disponueshme sot. Në qoftë se sinjali i hyrjes tek ADC do të vazhdonte të ndryshonte gjatë procesit të shndërrimit, do të kishim gabime të mëdha edhe në praninë e sinjaleve të frekuencës shumë të ulët. Një shembull i thjeshtë numerik mund të shërbejë për të verifikuar sa më sipër.

Supozojmë që aplikojmë një sinjal sinusoidal të frekuencës f drejtpërdrejt në hyrje të një ADC-je dypolare me rezolucion N bit dhe amplituda e sinjalit të hyrjes është e barabartë me shtrirjen dinamike (fundi i shkallës) të ADC-së :

$$V_{IN}(t) = \frac{V_{FSR}}{2} \sin(2\pi ft) = \frac{(2^N - 1)LSB}{2} \sin(2\pi ft)$$

Ashtu sikurse është e njohur, një sinjal sinusoidal merr shpejtësinë maksimale të ndryshimit në kalimin nga zeroja të formës së valës:

$$\left. \frac{dV_{IN}(t)}{dt} \right|_{MAX} = \left. \frac{dV_{IN}(t)}{dt} \right|_{V_{IN}(t)=0} = \pi f (2^N - 1) LSB \cdot \cos(2\pi ft) \Big|_{t=0} = \pi f (2^N - 1) LSB$$

kështu që, në qoftë se ΔT është koha që ADC-ja harxhon për të kryer deri në fund shndërrimin, ndryshimi maksimal i sinjalit do të jetë i barabartë me

$\Delta V_{IN,MAX} = \pi f (2^N - 1) LSB \cdot \Delta T$. Shndërrimi nuk do të jetë i saktë, në qoftë se ky variacion e kapërcen vlerën kufi prej $\frac{1}{2}$ LSB. Si rjedhojë frekuenca maksimale e sinjalit do të jetë

$$f_{MAX} = \frac{\Delta V_{IN,MAX}}{\pi(2^N - 1)LSB\Delta T} = \frac{0.5LSB}{\pi \cdot (2^N - 1)LSB \cdot \Delta T} = \frac{1}{2\pi \cdot (2^N - 1) \cdot \Delta T}$$

Për një ADC me $N=12$ bit dhe me një kohë të shndërrimit $\Delta T=1\mu s$, frekuenca maksimale e pranuar do të ishte pothuajse 38.9 Hz, kur kufiri teorik i parashikuar nga teorema e Shannon-it është 500 kHz.

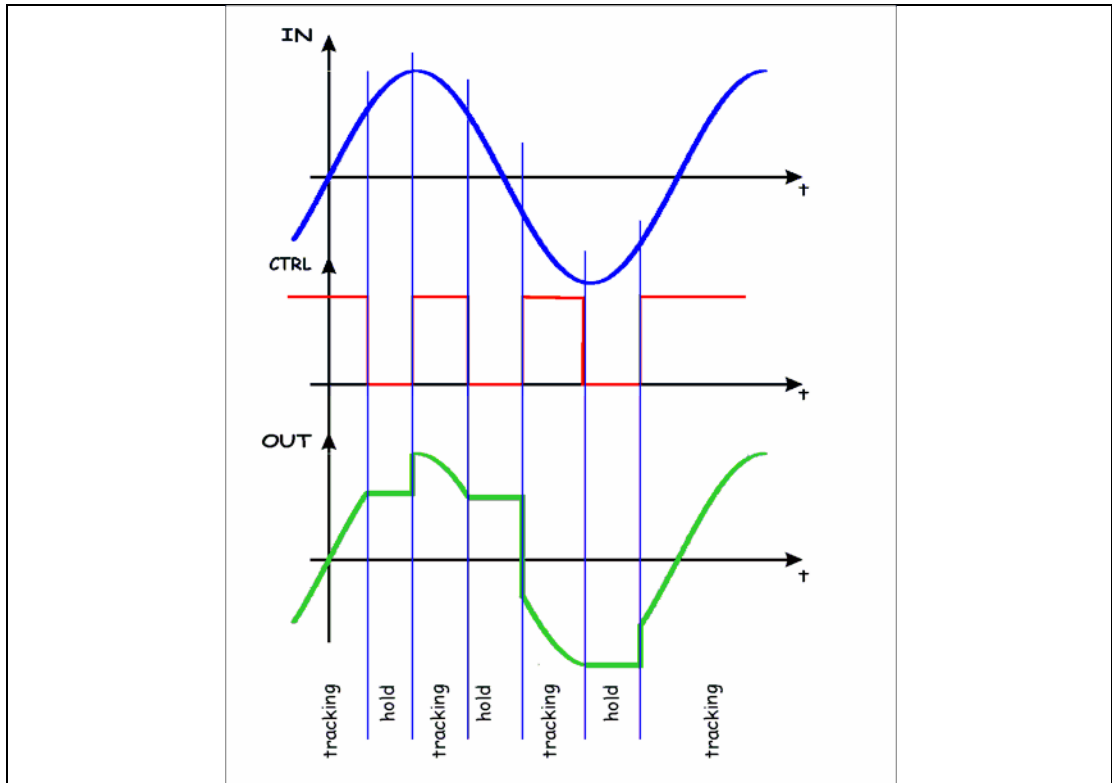


Figura 1.17 – Format e valës që përkojnë me funksionimin e një SHA ideale.

Format e valëve që përkojnë me funksionimin e një THA ideale janë paraqitur në Figura 1.17. Një pajisje e tillë është në gjendje që të ndjekë me besnikëri sinjalin e hyrjes kur ndodhet në fazën e *tracking-ut* dhe të memorizojë pa bërë asnjë gabim, dhe asnjë vonesë nga marja e komandës *hold* për një kohë të

papërcaktuar. Sidoqoftë, një *THA* reale paraqet probleme të ndryshme që shkaktjnë ndryshime të formës së valës së sinjalit në dalje. Gabimet kryesore janë si më poshtë vijnë:

- *Gabime në tranzicionin nga gjendja tracking në atë hold.* Këto gabime janë përgjithësisht të shkaktuar nga nga vonesa në hapjen e çelësit *S* duke u nisur që nga çasti i tranzicionit efektiv $1 \rightarrow 0$ i sinjalit të kontrollit. Kjo do të thotë se sinjali i hyrjes do të vazhdojë që të ndikojë mbi atë të daljes edhe mbasi është marë komanda *hold*. Me fjalë të tjera, çasti i përzgjedhjes efektive të kampionëve nuk përputhet me atë nominale dhe ky është shkak i gabimeve të konsiderueshme në rastin e hyrjeve që ndryshojnë me shpejtësi.
- *Gabime në fazën hold.* Në mënyrë ideale, në gjendjen *hold* dalja do të duhej të mbetej konstante në vlerën e arriturur një çast më përpara tranzicionit *tracking* $\rightarrow$ *hold*. Por në një *THA* reale sinjali i daljes pëson një ndryshim pak a shumë të shpejtë, për shkak të faktorëve të ndryshëm: për shembull çelësi *S*, , nuk realizon një izolim të përsosur ndërmjet hyrjes dhe daljes, kur është i hapur dhe vecanerisht për sinjalet me frekuence të larte . kjo si pasoje e realizimit të *S* me anën e pajisjeve MOS që paraqesin kapacitete parazitare ndërmjet hyrjes dhe daljes. Gjithashtu, materiali dielektrik i mirë i kondensatorit C_H do të paraqesë gjithmonë një kënd humbjeje dielektrike jo zero, që do të thotë që ai ka prirjen që të shkarkohet. Ashtu sikurse do ta shikojmë në vijim edhe pse ajo që paraqitet në Figura 1.16 është vetëm një skemë principale, në praktikë *SHA*-të janë të ngjashme me të, sidomos në seksionin e daljes. Kjo do të thotë se rryma e polarizimit të hyrjes e amplifikatorit të operacioneve kontribuon në ndryshimin e tensionit në dalje të C_H . Ndryshimi i tensionit në dalje të kondensatorit mund të jetë qoftë pozitiv, qoftë negativ, në funksion të shenjës së rrymës parazite të përgjithshme I_L . Për një kapacitet të caktuar të kondensatorit C_H ndryshimi i tensionit në dalje të tij në një interval kohor ΔT është i dhënë nga :

$$\Delta V = \frac{I_L}{C_H} \Delta T$$

Duke qenë se (normalisht) kondensatori C_H është i lidhur në pjesën e jashtme të *SHA* nga përdoruesi, është gjithmonë e mundur që të veprohet në mënyrë të tillë që ky gabim të jetë në përputhje me kërkesat e aplikimit specifik të ADC. Nga relacioni i mëparshëm, mund të mendohej se është e mundur që të përdoret një kondensator me kapacitet të lartë, në mënyrë që të përftojë gabime e rastit te variacionit te tensionit krejtësisht të vogla. Kjo, për fat të keq, nuk është e mundur gjithmonë pasi së bashku me rritjen e C_H rritet edhe koha e leximit të të dhënave. Në të vërtetë, normalisht, në pjesën e perparme të çelësit S është i pranishëm një amplifikator tjetër operacional i lidhur si ndjekës dhe ky kufizon rrymën maksimale të disponueshme për ngarkimin e C_H (*slew-rate* e kufizuar).

Kontributi mbizotërues në rrymën I_L i detyrohet rrymës së polarizimit të hyrjes së amplifikatorit operacional, kjo shpjegon se përse parapëlqehet që të përdoren amplifikatorë operacionale në qarkun e hyrjes me *FET-e*.

- *Gabime në tranzicionin nga gjendja hold në atë tracking.* Ky gabim i detyrohet kryesisht settling-time të sinjalit të daljes, ose më saktë, kohës së nevojshme që i duhet të hyjë dhe të luhatet përfundimisht brenda një brezi me madhesi të percaktuar përreth vlerës nominale të tijë. Për shkak të kësaj, koha e hapjes së *SHA* nuk do të mund të jetë më e ulët se një kufi që varet pikërisht nga precizioni përfundimtar që i kërkohet sinjalit të daljes.
- *Gabime në fazën tracking.* Rezistenca që ofron çelësi S në gjendjen ON është gjithmonë me vlerë jo zero dhe kjo do të thotë se sinjali në dalje të C_H do të mund të ndjekë sinjalin e hyrjes pa e barazuar atë me saktësi. Disa *SHA* bëjnë të mundur që të vendosim një koeficient amplifikimi të ndryshëm nga njësia, nëpërmjet rezistencave të jashtëme. Këta rezistenca janë përgjegjëse për gabime shtesë për shkak të tolerancave të tyre.

Realizimet reale të qarqeve të një *SHA* janë thelbësisht të tre lljeve të veçanta dhe janë paraqitur në figurat e mëposhteme.

Realizimi në unazë të hapur *open loop* (Figura 1.18) është më e thjeshtë nga të tria dhe paraqet avantazhin e marjes së përgjigjes brenda një kohe të shkurtër,

gjë që bën të mundur përdorimin në aplikime me frekuencë të lartë të përzgjedhjes së kampionëve.

Realizimi në unazë të mbyllur, me dalje në ndjekje të hyrjes (Figura 1.19) bën të mundur një pakësim të përgjithshëm të gabimeve, falë lidhjes së kundërt të daljes mbi hyrjen në fazën e tracking, por shkakton ndonjë problem (shtim të kohës së vendosjes) për shkak të pranisë së dy staveve dinamike të lidhur në seri ndërmjet tyre.

Lloji i dytë i realizimit në unazë të mbyllur, e ka daljen e operacionalit të lidhur me një integrator (Figura 1.20) dhe paraqet karakteristika shumë të ngjashme me ato qarqe të realizimit të mëparshëm, por ofron, gjithashtu, edhe mundësinë për të kufizuar efektet negative që u detyrohen kapaciteteve parazitare të çelësit S.

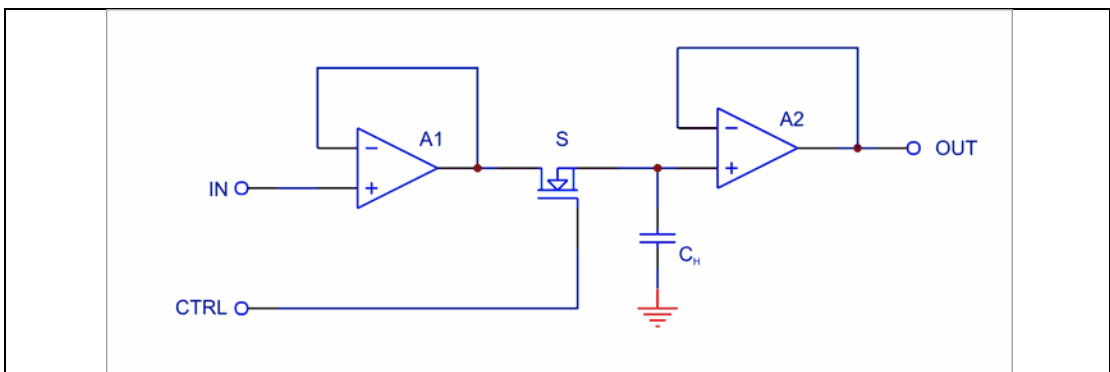


Figura 1.18 – SHA me arkitekturë open loop.

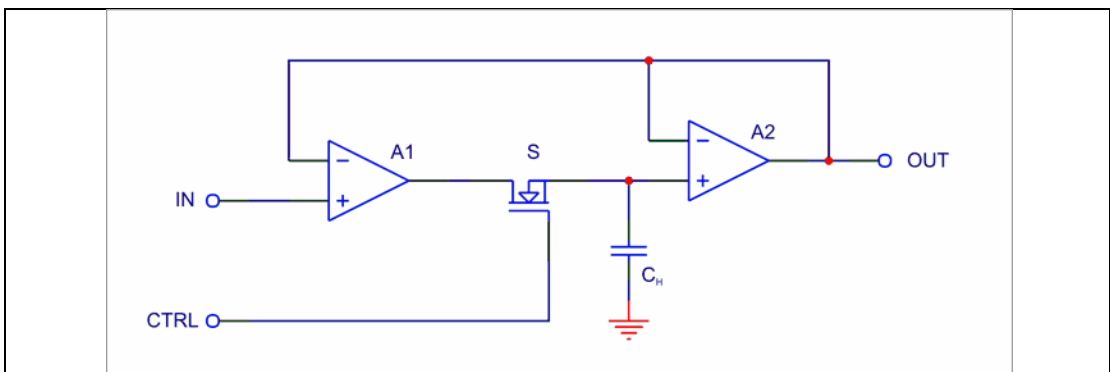


Figura 1.19 – SHA në arkitekturë closed loop me dalje perseritese të hyrjes.

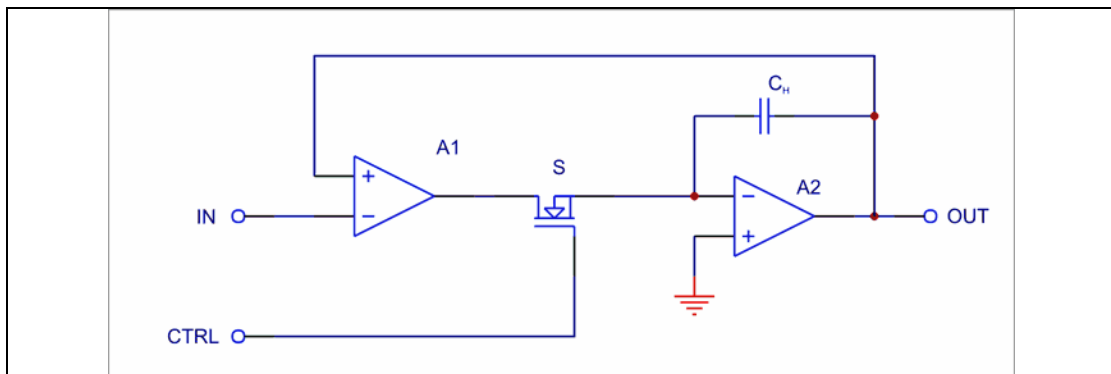


Figura 1.20 – SHA me arkitekturë closed loop.

Në aplikimet me frekuence të lartë të përzgjedhjes së kampionëve, është e mundur që të gjenden arkitektura të studiuara në mënyrë specifike për të optimizuar parametrat si: settling-time ose jitter e kohës së hapjes.

1.2.4 Metodat alternative të përzgjedhjes së kampionëve

Deri këtu kemi marrë parasysh metodën klasike ose me *përsëritje* të përzgjedhjes së kampionëve. Në këtë metodë perioda e përzgjedhjes së kampionëve T_C është (të paktën idealisht) konstante në kohë, pra kampionët e përfutur kanë ndërmjet tyre një largësi kohore konstante dhe të barabartë me T_C .

Në matjet elektrike dhe elektronike, ku shpesh është e nevojshme që të kapen dhe të analizohen sinjale në frekuence edhe shumë të larta, prej kohësh tashmë janë futur metodat alternative të përzgjedhjes së kampionëve, të cilat bëjnë të mundur që të arrihen në instrumenta modern numerike një brezë kalues shumë i lartë. Shëmbull tipik i instrumenteve të matjes së këtij lloji janë oshiloskopët modernë dixhitalë, të cilët arrijnë banda kaluese të rendit të dhjetëshes së *gigahertz-it*.

Në praktikën e aplikimeve aktuale, metoda klasike e përzgjedhjes së kampionëve, e cila është analizuar në paragrafin e mëparshëm, shpesh tregohet si *përzgjedhje kampionësh në kohë reale (real-time sampling)* dhe është e vetmja që mund të përdoret praktikisht për analizën e sinjaleve elektrike impulsive jo periodike ose për shembull, të ashtuquajturit *spikes* të zhurmës të induktuar mbi sinjalet elektrike nga kyçjet e ngarkesave induktive ose kapacitive në rrjetin elektrik të fuqisë.

Njëra prej metodave alternative të përzgjedhjes së kampionëve më të përhapura në praktikën e aplikimeve të sotme është ajo e quajtur *në kohë ekuivalente*. Ajo është e përdorshme vetëm për përzgjedhjen e kampionëve të sinjaleve periodike dhe bën të mundur që të përftohen *banda kaluese ekuivalente shumë të larta*. Kjo metodë e përzgjedhjes së kampionëve është implementuar sipas dy mënyrave të veçanta: *përzgjedhjes së rastësishme të kampionëve* dhe *përzgjedhjes sekuenciale të kampionëve*, ideja që qëndron në bazë të dy mundësive të përfuturit është në thelb po e njëjta: bëhet fjalë për të shfrytëzuar përsëritjen e sinjalit analog të hyrjes duke marrë dhe duke vënë në dukje kampionë që u përkasin periodave të ndryshme dhe (në rastin e vetëm të përzgjedhjes së rastësishme të kampionëve) edhe në largësi kohore jo konstante, por të ndryshueshme.

Ajo që bëhet, në thelb, është ndarja e procesit të përzgjedhjes së kampionëve të një forme vale në disa kalime të ndërmjetme, në secilin prej të cilëve i ashtuquajtur *clock* i përzgjedhjes së kampionëve rezulton të jetë i zhvendosur në mënyrën e duhur në krahasim me kalimet e mëparshme. Në qoftë se *shift*-i kohor ndërmjet marrjes të njëpasnjëshme është i rastësishëm do të kemi një përzgjedhje kampionësh në kohë ekuivalente të rastësishme, ndërsa në qoftë se ai do të jetë progresivisht në rritje do të kemi përzgjedhjen e kampionëve në kohë ekuivalente të përsëritur. Në të dyja mënyrat, një tërësi qarqesh e posaçme, te quajtur *trigger-it*, sinkronizon sistemin e *clock*-ut të përzgjedhjes së kampionëve në sinjalin e hyrjes duke dhënë një impuls *start*-i. të caktuar. Një qark i mëtejshëm shkakton më pas vonesën kohore për fillimin e përzgjedhjes së kampionëve që zgjat për një numër të caktuar kampionësh, dhe mbas kësaj ndalon në pritje që të ndodhë një *trigger-im* i mëpasëm. Sigurisht, lidhja kohore ndërmjet serisë së impulseve të përzgjedhur të kampionëve dhe impulsit të *start*-it duhet të mbahet parasysh në fazën e rindërtimit të serisë së saktë të marrë (ri-renditja e kampionëve përpara se të kryhet memorizimi dhe afishimi i tyre).

Te dy llojet e përzgjedhjes së kampionëve në kohë ekuivalente janë ilustruar në mënyrë skematike në Figura 1.21. Në këtë figurë, format e ndryshme të valës së sinjalit të përzgjedhjes së kampionëve u referohen nisjeve nga impulse të veçanta të *trigger-it* të paraqitura në figurë nga lart – poshtë njëri mbas tjetrit.

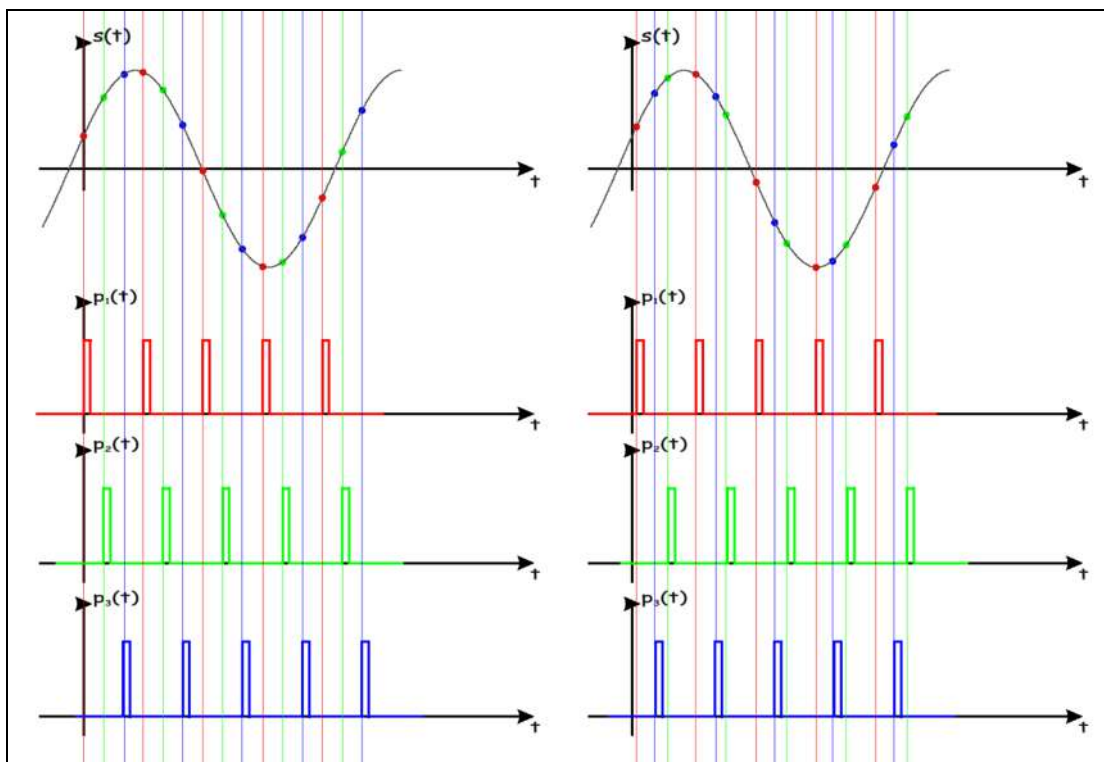


Figura 1.21 – Përzgjedhja e kampionëve në kohë ekuivalente. a) e përsëritur dhe b) e rastësishme.

1.3 Kuantizimi

Seria me modulim të impulsit $x_c[k]$ e përftuar në dalje të përzgjedhësit të kampionëve nuk është ende e përshtatshme për një memorizim dhe një përpunim numerik, pikërisht sepse boshti i amplitudave është ende i vazhduar, ose më saktë, është në gjendje që të marrë vlera të ndryshueshme me vazhdimësi ndërmjet një kufiri minimal që mundet, të paktën teorikisht, edhe të shkojnë në $-\infty$ dhe një kufi maksimal që mundet edhe të shkojnë në $+\infty$. Në realitetin e qarqeve elektrike kufijtë fizikë janë të kufizuar në vlera maksimale të rendit disa dhjetëra volt. Në çdo rast, për të bërë të mundur një formë të çfarëdoshme të memorizimit e te përpunimit numerik të sinjalit, është e domosdoshme që të kryhet një *kuantizim* i kampionëve, ose më saktë, një diskretizim mbi boshtin e amplitudes. Kuantizimi percakton në një vlerë të caktuar resolutionin e serisë $x_c[k]$ mbi boshtin e amplitudave dhe bën të mundur të përfaqësohet secili prej kampionëve me një kod të përshtatshëm të zgjedhur midis një tërësie të fundme elementësh. Ky operacion ka një rëndësi themelore pasi bën të mundur më pas që të memorizohen dhe të përpunohen kampionët e një sinjali me anën e një përpunuesi numerik.

Kuantizatori (në më të shumtën e rasteve është brenda një ADC-ja) është paraqitur në mënyrë skematike me anën e simbolit të Figura 1.22.

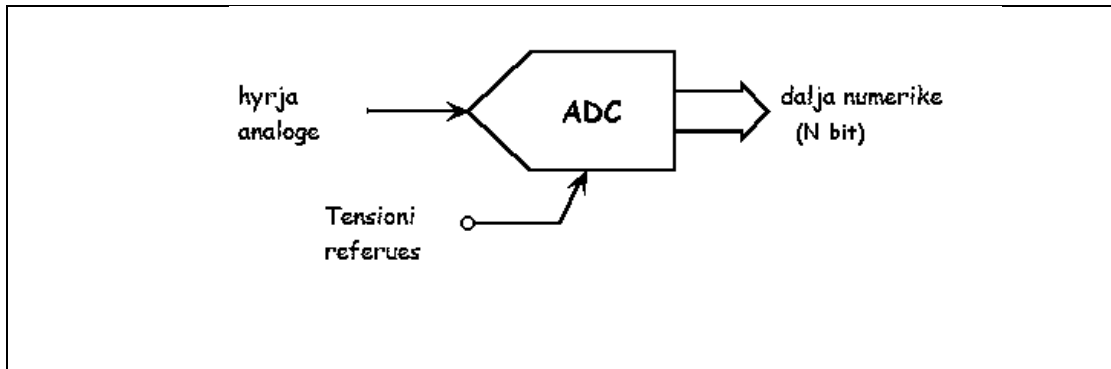


Figura 1.22 – Përfaqësimi skematik standard i një ADC-je.

Formalisht procesi i kuantizimit ideal përputhet me përpunimin e secilit kampion të hyrjes me anën e një blloku që ka një karakteristikë transferimi në formë shkallareje shumë jolineare, ashtu sikurse është vënë në dukje nga vija e ndërprerë në ngjyrë blu e paraqitur në Figura 1.23.

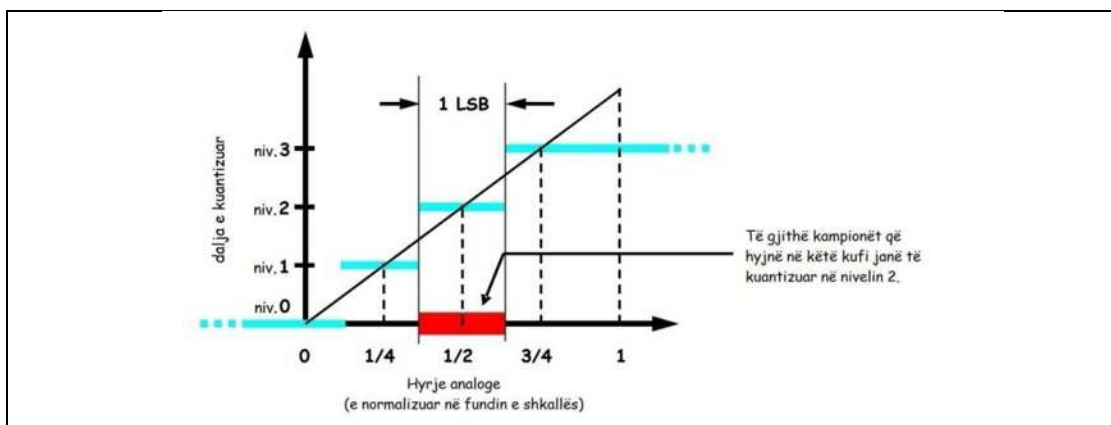


Figura 1.23 – Karakteristika e shdërimit të një kuantizatori ideal në katër nivele.

Vija e pjeret e vazhduar që perafron karakteristikën në formë shkallareje, përfaqëson karakteristikën e shdërimit të idealizuar. Ajo është një drejtëzë me pjerrësi të përcaktuar nga shkalla e përdorur për të dyja boshtet dhe sigurisht ka pakë kuptim për shndërruesin (konvertuesin) e paraqitur në Figura 1.23, duke

qenë se numri i niveleve të kuantizimit është i kufizuar (vetëm katër) por për kuantizatorë me një numër të madh nivelesh të daljes vija e vazhduar përfaqëson një përafrim të mirë të karakteristikës me shkallë ideale. Ashtu sikurse do ta shikojmë në kapitullin që i kushtohet analizës së gabimeve tipike të ADC-ve, karakteristika e shdërimit real është një version pak a shumë i shtrembëruar i atij ideal dhe do të shikojmë edhe se cilat janë metodat që përdoren për ta matur këtë shtrembërim.

Ashtu sikurse është vënë në dukje në Figura 1.23, nivele të tëra të sinjalit analog të hyrjes u janë bashkengjitur vetëm disa nivele diskrete të sinjalit të daljes. Idealisht i gjithë kufiri i hyrjes është e ndarë në një numër nënintervalesh me gjerësi të kufizuar dhe të barabartë, secili prej të cilëve pastaj përkon me njërin dhe vetëm me njërin prej niveleve të daljes. Bëjnë përjashtim nga kjo rregullë nënintervali i parë dhe i fundit, sepse është e nevojshme që të mbahet parasysh kufiri dinamik i kufizuar i veprimit të pajisjeve reale që shkakton fenomene të ngopjes negative dhe pozitive të kuantizatorit. Për kuantizatorin e paraqitur në Figura 1.23, për shembull, ngopja negative paraqitet kur sinjali i hyrjes ka madhësi më të vogël sesa 0 dhe ngopja pozitive paraqitet kur madhësia është më e madhe sesa $7/8$ e fundit të shkallës. Kuantizatori i paraqitur në Figura 1.23 është quajtur *unipolar*, duke qenë se është i ndjeshëm ndaj hyrjeve me polaritet pozitiv. Karakteristika e shdërimit të një kuantizatori ideal bipolar me tetë nivele diskrete daljeje, është paraqitur në Figura 1.24 që vijon më pas.

Vërejmë që karakteristika e paraqitur në Figura 1.24 është asimetrike në krahasim me boshtin e ordinatave. Kjo i detyrohet faktit që numri i niveleve të kuantizimit është çift. Ky kuantizator ose, karakteristika e tij në mënyrë ekuivalente, quhet e llojit *mid-tread*.

Normalisht numri i niveleve të daljes është një fuqi e plote 2-it dhe kjo është e imponuar nga procesi i memorizimit të të dhënave në dalje të kodifikuesit. Kodifikimi dhe përpunimi i mëtejshëm numerike kryen zakonisht nga qarqe logjike numerike dhe në aritmetikën binare. Përdorimi i një numri nivelesh të daljes i barabartë me një fuqi të plote të dyshit bën të mundur që të shfrytëzohen plotësisht mundësitë e kodifikimit të një string të caktuar bit-ësh.

Në qoftë se nuk duam të heqim dorë nga ky avantazh, por duam ta bëjmë simetrike karakteristikën, është e mjaftueshme që të transferohet kjo e fundit me

$\frac{1}{2}$ LSB⁷ në të majtë. Figura 1.25 tregon karakteristikën e shdërimit të një kuantizatori të tillë, i cili quhet i llojit *mid-riser*. Një shndërrues i këtij lloji paraqet një amplifikim shumë të lartë (teorikisht të pafundmë) për hyrje zero, pikërisht sepse njëri prej pragjeve të tranzicionit përkon me zeron. Kjo shkakton probleme serioze në ato aplikime matje në të cilat sinjalit të hyrjes i është mbivendosur zhurmë parazitare me frekuencë relativisht të lartë. Në këto raste dalja e kuantizatorit do të luhatet ndërmjet dy niveleve që ndodhen shumë pranë me zeron me të njëjtën frekuencë të ngacmimit. Ndërsa një kuantizator me karakteristikë *mid-tread*, sillet si një “filtër” i mirë për këtë lloj zhurme, meqenëse ka një “prag pandjeshmërie” të gjerë sa një hap kuantizimi të përqendruar përreth zeros.

Figura 1.24 – Karakteristika e shdërimit ideal të një kuantizatori dypolësh (i llojit mid-tread).

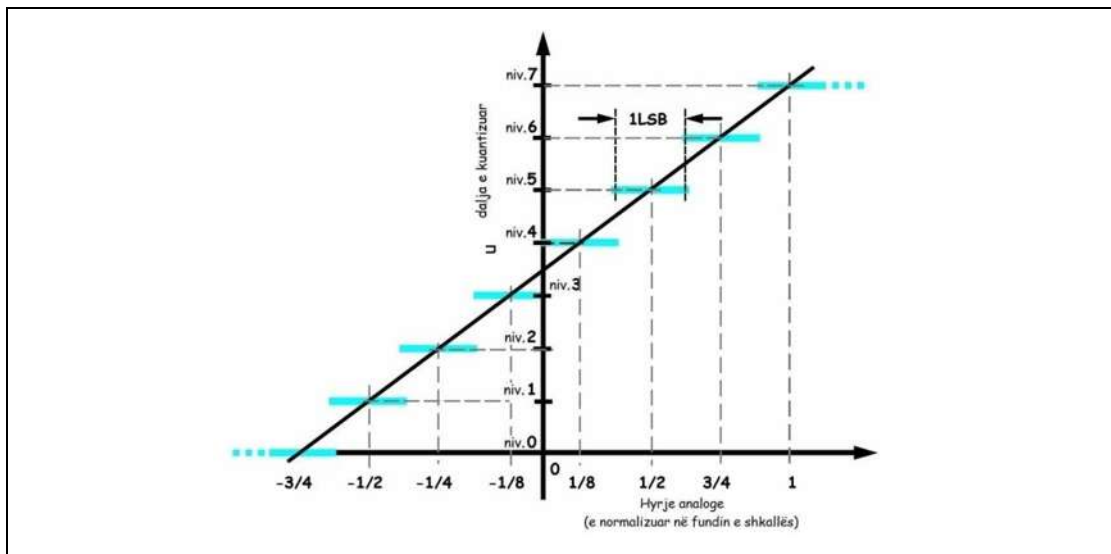


Figura 1.25 – Kuantizatori dypolësh i llojit mid-riser.

Duke vëzhguar karakteristikat e shdërimit të figurave të mëparshme, arritur menjëherë në përfundimin se operacioni i kuantizimit, në ndryshim nga ai i përzgjedhjes së kampionëve, është i pakthyeshem. Mbasi të jetë arritur një nivel i përcaktuar në dalje nuk është më e mundur që të arrihet tek madhesia e hyrjes.

Gabimi i kuantizimit është gabimi i parë dhe i pashmangshëm, i cili shkaktohet nga procesi i kuantizimit, edhe një ADC ideale është e prekur nga ky gabim, madje ai është i vetmi gabim që prek një ADC ideale. Gabimi i kuantizimit është çmimi që është e nevojshme të paguhet për të përfutur përfaqësueshmërinë e një zone vlerash të vazhduara në një zone diskrete. Ky gabim është marrë në shqyrtim në mënyrë të hollësishme në Kapitullin 3, së bashku me të gjitha shkaqet kresore të gabimit të ADC-ve.

1.4 Kodifikimi

Ashu sikurse është e dukshme në Figura 1.26, kodifikimi është hapi i fundit i procesit të shndërrimit nga analog në numerik. Ai zakonisht realizohet drejtpërdrejt brenda të njëjtit qark të integruar që realizon kuantizimin, por kjo nuk do të thotë që duhet të kuptohet si një operacion shtesë. Llojet e kodifikimit të realizueshëm janë të shumtë, por ato më kryesorët janë *kodifikimi i sistemit binar natyral pa offset*, *kodifikimi i sistemit binar natyral me offset* dhe *ai i sistemit binar*

të komplementuar, se cili nga këta do të aplikohet varet nga lloji i ADC-së (njëpolare apo dypolare) dhe, në rastin e ADC-së dypolare, nga fakti që zgjidhet apo jo që të jepet një përfaqësim i qartë i shenjës së hyrjes. Në figurat që vijojnë, me qëllim që të vihet më mirë në dukje varësia e kodit të daljes nga shenja e hyrjes analoge, janë paraqitur karakteristikat e shdërimit të përgjithshme të tërësisë kuantizator + kodifikator. Në mënyrë rigoroze, karakteristikat duhet të ishin shënuar si funksione të hyrjes së kodifikatorit. Në këto rast figurat me segmente vijues në ngjyrë qielli të karakteristikës së vizatuar do të ishin disa pika të thjeshta abshqisash të barabarta me nivelet e ndryshme të daljes së kuantizatorit.

Deri këtu është pranuar hipoteza e shprehur jo drejtpërdrejt që dalja e kuantizatorit është një sinjal tensioni i kuantizuar i veçantë. Ekzistojnë, në të vërtetë, konvertitorë në të cilët dalja e kuantizatorit është tashmë në një formë të kodifikuar sipas disa niveleve. Një shëmbull është dhënë nga konvertitori i llojit *flash* që do të shohim në vijim. Për të shmangur keqkuptimet, në vijim do të flitet në mënyrë më të përshtatshme për *gjendje të daljes* së kuantizatorit, sesa për nivelet e daljes.

Në kodifikimin e sistemit binar të pastër pa offset, secilës gjendje të daljes së kuantizatorit i bashkëngjitet një numër i plote i kodifikuar në sistemin binar të pastër që ndryshon nga 0 deri në $\log_2(M)-1$. Ku M është numri i përgjithshëm i gjendjeve të mundshme në daljen e kodifikatorit. Ky është lloji i përdorur gjerësisht për ADC-të me hyrje njëpolare (unipolare).

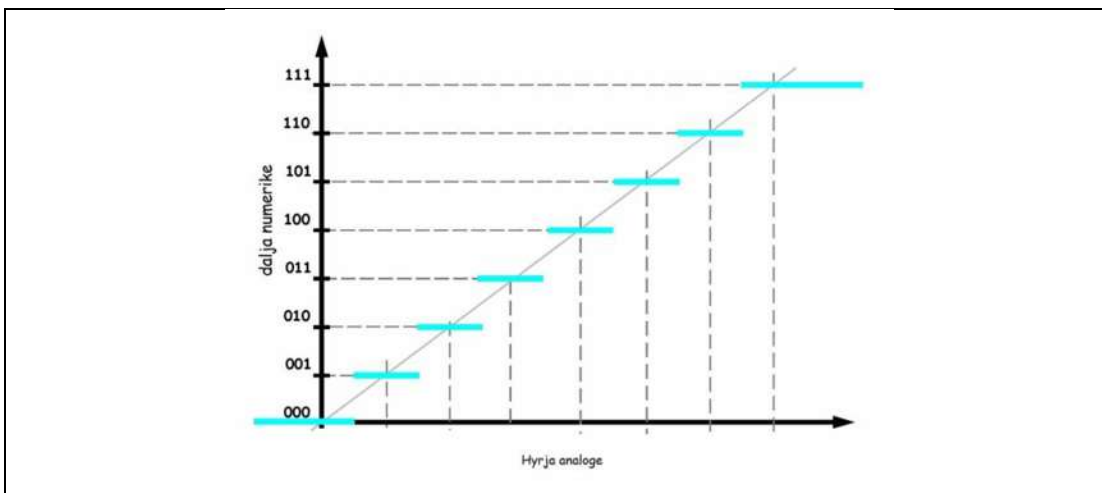


Figura 1.26 – Karakteristika e shdërimit të një ADC-je njëpolëse me 3 bit me kodifikim në seri binare të pastër pa offset.

Në kodifikimin në *sistemin binar të pastër me offset*, secilës gjendje të daljes te kuantizatorit i bashkohet përsëri një numër i plotë i kodifikuar në sistemin binar që ndryshon nga 0 deri në $\log_2(M)-1$ ashtu sikurse edhe për rastin e mëparshëm, por, kësaj rradhe, disa kode daljeje janë rezervuar për të paraqitur hyrjet me shenjë negative, Figura 1.27.

Në kodifikimin në *sistemin binar komplementar*, Figura 1.28, secilës gjendje të daljes së kuantizatorit i bashkohet një numër serie binare i pajisur me shenjë sipas perkufizimit të numrave komplementare. Për rastin e karakteristikës së paraqitur në Figura 1.28 që është, sikurse duket, e llojit *mid-riser*, shenja e sinjalit të hyrjes reflektohet në mënyrë të drejtpërdrejtë mbi gjendjen e bit-it më domethënës të kodit të daljes. Ai mer vlerën 1 për shenjën negative dhe 0 për sinjalet në hyrje me shenjë pozitive.

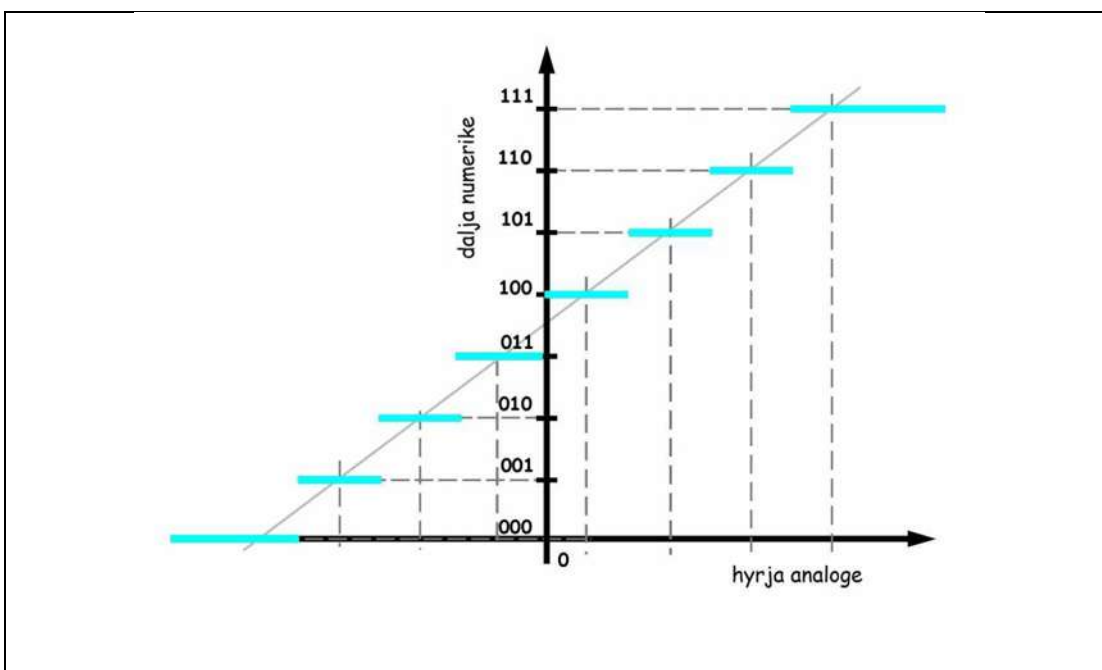


Figura 1.27 – Karakteristika e shdërimit të një ADC-je me 3 bit me kodifikim në seri binare të pastër me offset.

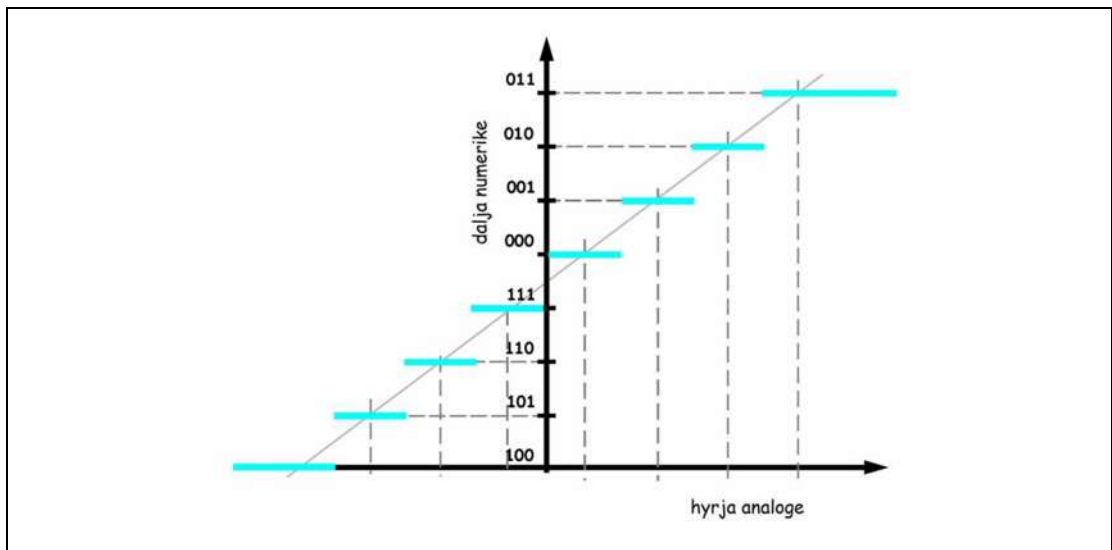


Figura 1.28 – Karakteristika e shdërimit të një ADC-je me kodifikim në seri binare komplementare.

Komplementimi binar është njëra prej formave më të përhapura për memorizimin dhe për përpunimin e numrave të plotë negativë në llogaritësit numerikë. Kjo paraqitje ka avantazhe të ndryshme në krahasim me të tjera pak a shumë të përhapura në të shkuarën:

1. Jep një paraqitje me një vlerë të vetme për zeron;
2. Në qoftë se bit-i i shenjës (që përpunohet me atë më domethënësen MSB) është me 1 numri i përfaqësuar është negativ, pozitiv në rastin e kundërt;
3. Realizimi i qarqeve dixhitale që implementojnë në hardware funksione matematike elementare është më i thjeshtë.

Për të përfutur komplementimin binar të një numri të plotë dhjetor ndiqen dy rregulla të thjeshta:

1. në qoftë se numri është pozitiv, shndërrohet drejtpërdrejt në serinë binare me numrin e bit-ëve të kërkuar, për shembull:
 $(20)_{10} = (00010100)_2$.
2. në qoftë se numri është negativ, do të vazhdohet në mënyrën që vijon:

- shprehet moduli i numrit të kerkuar në sistemin binar sipas numerit të bit-ëve të kërkuar;
- shkëmbejmë ndërmjet tyre njëshat me zerot dhe anasjelltas për të gjithë bit-ët që ndjekin nga e djathta në të majtë bit-in e parë me 1, duke e përjashtuar këtë të fundit. Duke pasur parasysh shembullin e mëparshëm, do të kemi: $(-20)_{10} = (11101100)_2$.

Në qoftë se “fjala” do të jetë e gjerë N bit me përdorimin e komplementit, mund të përfaqësohen numra të cilët përfshihen në intervalin $-\frac{2^N}{2} \div \left(\frac{2^N}{2} - 1\right)$, duke përfshirë dhe zeron.

Forma e kodifikimit të përdorur në një ADC të caktuar, duhet të mbajë parasysh edhe mënyrën në të cilën rezultati i shndërrimit duhet të transmetohet, të memorizohet ose të paraqitet. Në qoftë se e dhëna nuk do të dërgohet në largësi të mëdha, transmetimi i tyre do të kryhet në përgjithësi në formë *paralele* dhe normalisht nuk do të jetë nevoja për të marrë masa të veçanta. Në disa raste të transmetimit paralel, parapëlqehet që të përdoren kodifikime që t’i japin një “imunitet” më të madh nga zhurmat ose variacioneve parametrike nga qarqet numerike të përdorura. Njëri prej kodifikimeve paralele “të sigurta” më të përhapura është i ashtuquajtur *kodifikimi i Gray-t* ose thjesht *kodifikimi Gray*, i cili bën të mundur që të kemi gjatë kalimit ndërmjet dy kodeve që ndodhen ngjitur me njëri – tjetrin ndryshimin e gjendjes së më shumë se një bit-i njëkohësisht.

dhjetore	seri binare	Gray
0	000	000
1	001	001
2	010	011
3	011	010
4	100	110
5	101	111
6	110	101
7	111	100

Në rastin e transmetimit në seri, i cili bëhet i nevojshëm kur largësia që duhet të mbulohet është e konsiderueshme ose kur gjerësia e “fjalës” është e tillë që

nuk bën të mundur përdorimin e transmetimit paralel, do të mund të ishte e nevojshme që të futeshin disa bit shtesë në krye dhe/ose në fund për të përcaktuar sinkronizmin e përshtatshëm ndërmjet transmetuesit ose marrësit (rasti i transmetimit asinkron). Ekzistojnë shembuj të shumtë të shndërruesve analogjiko/dixhitalë me dalje në seri, në mënyrë të veçantë për aplikimet audio me resolution të lartë ose për sensorët industrialë inteligjentë.

Lloje të tjera kodifikimi shumë të përhapur, sidomos në ADC-të që janë paracaktuar për t'u përdorur në instrumentimin e matjes portative ose kompakte për panele e për kuadrot elektrike industriale, janë:

- kodifikimi *BCD* (*Binary Coded Decimal*) që parashikon përdorimin e 4 bit-ëve për përfaqësimin e secilit digit dhjetor të rezultatit të shndërrimit.
- Kodifikimin me shtatë *segmente* që parashikon përdorimin e një kodi me shtatë bit për secilën shifër që duhet të paraqitet mbi ekran. Çdo biti të “fjalës” i bashkëngjitet një numer i caktuar i cili kontrollon gjendjen (i ndezur/i fikur) të një segmenti të ekranit që është i paracaktuar që ta paraqesë numerin.

KAPITULLI 2

Arkitekturat kryesore të ADC-ve

Hyrje

Ky kapitull i është kushtuar analizës së arkitekturave kryesore të realizuara për shndërruesit analog/numerike që gjenden sot në treg dhe që krahasohen për rezultatet e tyre. Arkitekturat që do të analizojmë janë si më poshtë vijojnë:

- ADC me shkallë;
- ADC me integrim me pjerrësi të thjeshtë, të dyfishtë dhe të shumëfishtë;
- ADC me përafrime të njepasnjeshme (SAR);
- ADC Flash;
- ADC Pipeline (ose subranging);
- ADC Sigma-Delta.

2.1 ADC me shkallë

Ky lloj shndërruesi është patjetër më i thjeshti i disponueshëm dhe, në të njëjtën kohë, edhe ai që ka rezultate më pak të përparuara. Ashtu sikurse është e dukshme nga skema me blloqe në Figura 2.1, një ADC me shkallë në thelb është i

përbërë nga një krahasues, nga numerues binar, nga një gjenerator i clock-ut dhe nga një DAC (*Digital to Analog Converter*).

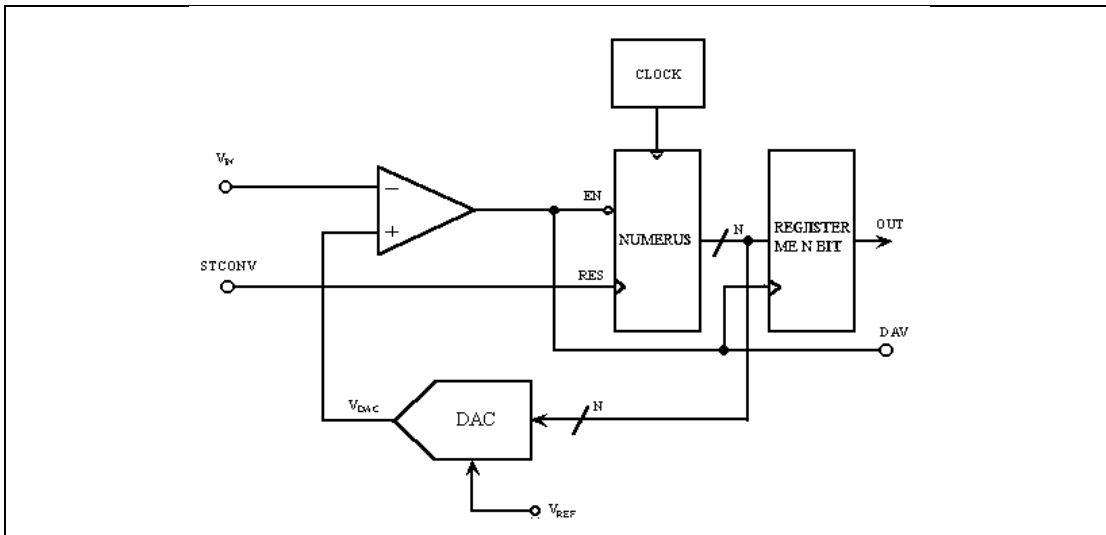


Figura 2.1 – Skema e parimit të një ADC-je me shkallë.

Parimi i funksionimit të këtij lloji ADC-je është i thjeshtë : faza e shndërrimit fillon nga një kalim $0 \rightarrow 1$ të sinjalit *STCONV* që e çon në zero numeruesin e brendshëm me N bit. Ky i fundit fillon që të numërojë impulset që vijnë nga qarku i clock-ut. Kodi numerik që është në rritje progresive, i akumuluar në numerues, transmetohet te DAC i cili jep në dalje një tension që është proporcional në rritje sipas një profili tipik me shkallë (V_{DAC} në figurë). (që prej kësaj vjen edhe emri i shndërruesit). Përdërisa $V_{DAC} < V_{IN}$ numërimi do të vazhdojë dhe dalja e krahasuesit do të qëndrojë në nivel të ulët. Duke qenë hyrja EN e numeruesit në nivel të ulët, ai do të jetë në punë duke numëruar trenin e impulseve. Në castin në të cilin V_{DAC} e kapërcen pak V_{IN} , dalja e krahasuesit shkon në nivel të lartë, numeruesi del jashtë funksionit dhe, në të njëjtën kohë, fronti i ngjitjes të të njëjtit sinjal detyron transferimin e kodit të grumbulluar deri në atë çast në regjistrin e daljes i cili përbënërezultatit e shndërrimit. Fronti i ngjitjes i sinjalit (Data Available) tregon në qarqet e jashtme pasuese të shndërrimit disponibilitetin e një të dhëne të vlefshme.

Nga përshkrimi i mësipërm është e dukshme se cili është dizavantazhi kryesor i këtij lloj shndërruesi: koha e shndërrimit varet nga vlera e V_{IN} gjë që verifikohet menjëherë nga:

$$T_{CONV} = \frac{V_{IN}}{Q_{DAC} \cdot f_{CLK}} = \frac{V_{IN} (2^N - 1)}{V_{REF} \cdot f_{CLK}}$$

N numri i bit-ëve ose *rezolucioni* i konvertitorit, V_{REF} e $Q_{DAC} = \frac{V_{REF}}{2^N - 1}$, përkatësisht, tensioni i referimit dhe hapi e kuantizimit të DAC dhe f_{CLK} frekuenca e sinjalit të clock-ut të brendshëm.

Ky dizavantazh mund të eliminohet duke ndryshuar paksa strukturën e brendshme të konvertitorit. Mjafton që të bëhet e mundur që numëruesi të lihet i lirë që të vazhdojë numërimin edhe kur $V_{DAC} > V_{IN}$. Ssinjali DAV është nxjerrë nga sinjali në mbarim të numërimit, i cili përftohet thjesht duke i dërguar të gjitha daljet e numeruesit në hyrje të një porte $NAND$ me N hyrje, ashtu sikurse është paraqitur në figurën vijuese.

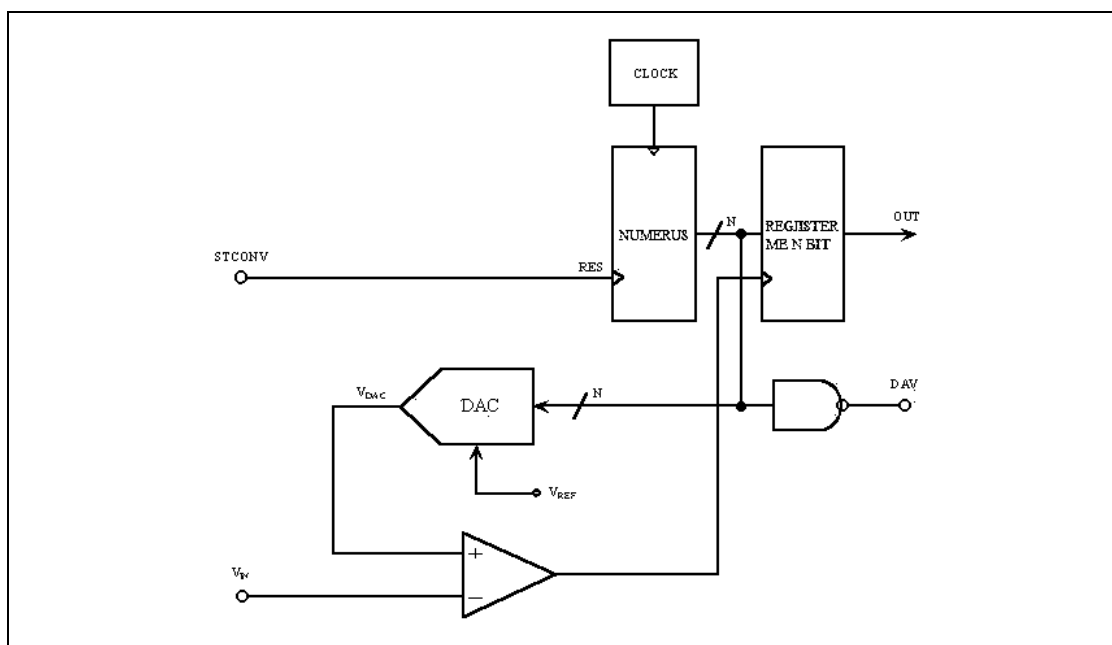


Figura 2.2 - ADC me shkallë me kohë shndërrimi konstante.

Fundi i shndërrimit është sinjalizuar nga një ndryshim i sinjalit DAV dhe koha e kërkuar është e barabartë me $T_{CONV} = \frac{2^N}{f_{CLK}}$. Konvertitori i Figura 2.2 është i llojit *free-running*, domethënë, ai ekzekuton në mënyrë të vazhdueshme shndërrimin e vleres së hyrjes. I vetmi kontroll i jashtëm në dispozicion është sinjali $STCONV$, falë të cilit mund të rifillojë në mënyrë të detyrueshme procesi i shndërrimit. Kjo pengesë mund të kapërcehet duke bërë të mundur që kalimi nga $0 \rightarrow 1$ i sinjalit DAV të bllokojë numërimin, në këtë rast, çdo herë do të jetë e nevojshme që të fillojë sërish shndërrimi duke vepruar mbi $STCONV$.

Një modifikim tjetër i mundshëm, por që ka prirjen që të nxjerrë avantazh nga koha e shndërrimit e ndryshueshme, është ajo që bën të mundur që numeratori të jetë në gjendje që të numërojë si përpara (ne ritje), ashtu edhe mbrapa (ne zbritje), në mënyrë që tensioni i daljes nga DAC të *ndjekë* në mënyrë progresive vlerën e hyrjes pa u kthyer në zero në fillim të çdo cikli shndërrimi. Ky lloj konvertitori është quajtur *me ndjekje* apo *tracking* dhe për të koha e shndërrimit është dhënë nga:

$$T_{CONV} = \frac{|V_{IN,k} - V_{IN,k-1}|(2^N - 1)}{V_{REF} \cdot f_{CLK}}$$

ku $V_{IN,k}$ është vlera e tensionit të hyrjes aktuale dhe $V_{IN,k-1}$ është vlera e tensionit të hyrjes në ciklin e shndërrimit të mëparshëm.

2.2 ADC me pjerrësi ose me integrim

Konvertitorët me pjerrësi ose me integrim, ashtu sikurse tashmë edhe ata me shkallë, janë konvertitore mjaft të thjeshtë, por, megjithatë, me disa ndërhyrje të kujdesshme, ata bëjnë të mundur që të përftohen rezultate shumë të mira, edhe me konsume shumë të kufizuara. Ata janë përdorur gjerësisht në instrumentimin portative të ushqyer me bateri (si indikatorët portativë me përmasa të vogla) ose në instrumentat numerike për panele, tashmë gjerësisht e përhapur në fushën industriale. Shumë shpesh këto pajisje janë të disponueshme në formën e qarqeve të integruara monolitike dhe përmbajnë, përveç tërësisë së qarqeve të shndërrimit, edhe seksione të posaçme, të cilat janë paracaktuar për vendosjen e drejtpërdrejtë të ekraneve numerike me shtatë segmente me kristale të lëngshme ose me LED ([9],

[11]). Evolucion i teknologjive elektronike moderne, që solli për pasojë prodhimin ekonomik të qarqeve të integruara të përziera analoge dhe numerike, me shkallë të lartë integrimi, ka bërë të mundur që në vitet e fundit kjo arkitekturë të ketë gjetur një konkurrues serioz në arkitekturën Sigma/Delta, të cilën do ta analizojmë në njërin prej paragrafëve të ardhshëm [10].

2.2.1 ADC-të me pjerrësi të vetme

Është ky lloji më i thjeshtë i ADC me pjerrësi. Skema parimore e të cilit është paraqitur në Figura 2.3.

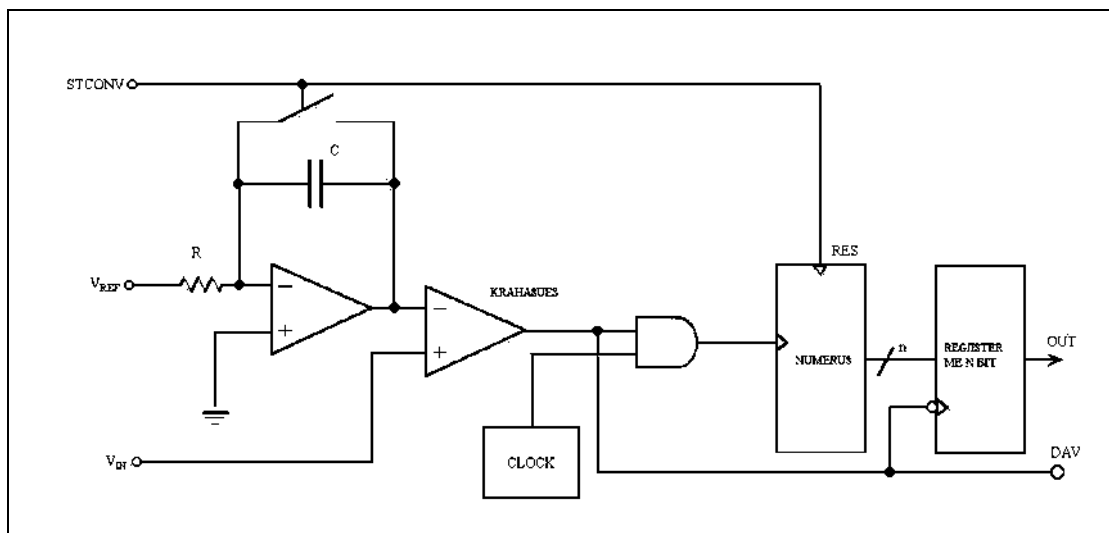


Figura 2.3 – Skema e parimit të një ADC-je me pjerrësi të thjeshtë.

Parimi i funksionimit është i thjeshtë: një nivel i lartë i sinjalit $STCONV$ shkaktën shkarkimin e plotë të kondensatorit C dhe kthimin në zero të numeratorit. Kur $STCONV$ zbrit përsëri, integroni invertues, i përbërë nga amplifikatori i parë operacional, nga R dhe nga C fillon që ta integrojë sinjalin e referimit që është një tension negativ dhe i qëndrueshëm. Tensioni i daljes së operacionalit do të marrë, në këtë mënyrë, një ecuri me pjerrësi lineare të pandryshueshme në rritje. Deri sa a të mos ketë arritur tensionin e hyrjes V_{IN} dalja e krahasuesit do të jetë e lartë, duke bërë të mundur që impulset e clock-ut të prodhuara nga qarku i posaçëm, të arrijnë, nëpërmjet portës AND , hyrjen e numeratorit. Kur $V_O = V_{IN}$ dalja e krahasuesit bëhet e ulët dhe porta AND bllokon

impulset e clock-ut. Fronti i rënies së sinjalit në dalje të krafasuesit transferon përmbajtjen e numeruesit në regjistrin e daljes dhe sinjalizon edhe fundin e shndërrimit si edhe vlefshmerinë e të dhënës në qarqeve të jashtme pasuese. Numri n i impulseve të numëruara nga kontatori do të jetë në përpjestim me tensionin V_{IN} . Për sa është thënë më sipër, mund të shkruajmë:

$$\frac{1}{RC} \int_0^{T_{INT}} V_{REF} dt = \frac{1}{RC} \int_0^{nT_{CLK}} V_{REF} dt = \frac{nT_{CLK} V_{REF}}{RC} = V_{IN}$$

kështu, pra:

$$n = \frac{RCf_{CLK}}{V_{REF}} V_{IN}$$

Relacioni i mësipërm nxjerr në dukje se saktësia e rezultatit varet në mënyrë kritike nga saktësia dhe nga qëndrueshmëria e vlerave të rezistencës R dhe e kapacitetit C si edhe tensionit të referimit V_{REF} dhe të frekuencës së clock-ut. Por këta parametra të fundit janë të kontrollueshëm më me lehtësi në krahasim me të parët, edhe pse variacioni i f_{CLK} mund të jetë i madh për një kohë të gjatë. Megjithëse ekzistojnë teknika prodhimi të rezistorëve dhe të kondensatorëve të integruar, të cilët garantojnë regullimin e variacionet e vogela në kohë. Një zgjidhje shumë më ekonomike e këtyre problemeve është ajo e modifikimit thelbësor të arkitekture që sapo u analizua, duke realizuar ADC-të me integrim me pjerrësi të dyfishtë ose me pjerrësira të shumëfishta. [20]

2.2.2 ADC-të me pjerrësi të dyfishtë

Në këto pajisje eliminohen rezultati i pasaktësive nga variacionet e komponentëve R dhe C , duke e ndarë procesin në dy faza të njëpasnjëshme:

- Në fazën e parë sinjali i hyrjes V_{IN} integrohet për një periudhë me kohëzgjatje konstante, të cilën do ta shenojme me T_{INT} ;
- Në fazën e dytë në hyrje të integruarit aplikohet një sinjal referimi V_{REF} me një madhësi të njohur dhe me polaritet të kundërt me atë të V_{IN} në mënyrë që të përftohet në dalje të tij një sinjal monoton zbritës nga vlera

e arritur në fund të fazës së parë deri në zero. Në qoftë se shenojme me T_{DEINT} kohëzgjatjen e kësaj faze të dytë mund të shkruajmë:

$$\frac{1}{RC} \int_0^{T_{INT}} V_{IN} dt = \frac{1}{RC} \int_0^{T_{INT}} V_{REF} dt \Leftrightarrow V_{IN} T_{INT} = V_{REF} T_{DEINT}$$

Për të përfutur një të dhënë numerike në përpjestim me V_{IN} dhe të pavarur nga R dhe C, është e mjaftueshme që të vihet në funksionim numeruesin vetëm në njërën prej dy fazave. Në se do të vihet në funksionim në fazën e dytë, do të kemi:

$$T_{DEINT} = \frac{n}{f_{CLK}} = \frac{V_{IN}}{V_{REF}} T_{INT} \Rightarrow n = \frac{T_{INT} f_{CLK}}{V_{REF}} V_{IN}$$

Nga relacioni i mësipërm mund të arrihej në përfundimin e thjeshtë që rezolucioni i këtij lloji konvertuesish mund të rritet duke vepruar vetëm mbi frekuencë të sinjalit të clock-ut. Një kufizim i f_{CLK} sidoqoftë është i imponuar nga shpejtësia e krahasuesit. Në qoftë se ky nuk është mjaftueshmërisht i shpejtë numeruesi do të vazhdojë të numërojë impulset e clock-ut për një kohë kalimtare më të gjatë dhe në qoftë se f_{CLK} do të ishte shumë e lartë, rezultati i shndërrimit do të ndikohej nga një gabim i madh. Mbasi është përcaktuar vlera e f_{CLK} duhet të vendoset një kompromis ndërmjet shpejtësisë së shndërrimit dhe rezolucionit. Analiza e kujdesshme e të gjithë faktorëve që cojnë në ritjen e rezolucionit, në përfundimin sjellin edhe gabime shtesë që janë në dëm të saktësisë së rezultatit përfundimtar.

Parimi mbi të cilin mbështetet funksionimi i kësaj klase të ADC-ve, bën të mundur që të kemi ndikim të vogël ndaj zhurmës që i detyrohet çiftimeve induktuese dhe kapacitive me rrjetin elektrik të fuqisë. Ashtu sikurse sapo kemi parë, në fazën e parë të shndërrimit, sinjali i hyrjes integrohet për një periudhë kohe të përcaktuar që më përpara. Në qoftë se do të veprohej në mënyrë të tillë që kjo kohe të ishte shumëfish i plote i periodes së sinjalit të rrjetit, është e mundur që të anulohet krejtësisht ndikimi i tijë mbi tregimin e matjes. Kjo është e mundur vetëm në rast se sinjali që duhet të shndërrohet (konvertohet) nuk i është nënshtruar procesit të përzgjedhjes së kampioneve. Frekuenca e rrjetit ka një qëndrueshmëri të mire për një kohe të gjatë, aq sa prej tij, në disa aplikime nxirret një frekuencë referuse me cilësi të lartë, por ajo paraqet një jitter prej ndonjë hertz-

i per kohe te shkurter dhe kjo gjë kufizon perdorimin e sinjalit të rrjetit në ADC-të me pjerrësi të dyfishtë.

Për fat të keq, ADC-të me pjerrësi të dyfishtë sidoqoftë janë të ndikuara nga një efekt parazit dytësor që është gjithmonë i pranishëm te kondensatorët: *humbjet dielektrike*. Ky efekt shfaqet me një lloj pamundësie të kondensatorit për të grumbulluar apo për të lëshuar ngarkesën në mënyrë të menjëhershme. Që të dyja këto procese pësojnë vonesa pak a shumë të gjata, të cilat varen nga lloji i dielektrikut që është përdorur në realizimin e kondensatorit. Efekti modelohet duke u lidhur në paralel me një kondensator ideal C_0 një R_P - C_P ne seri, sikurse është paraqitur në figurën vijuese:

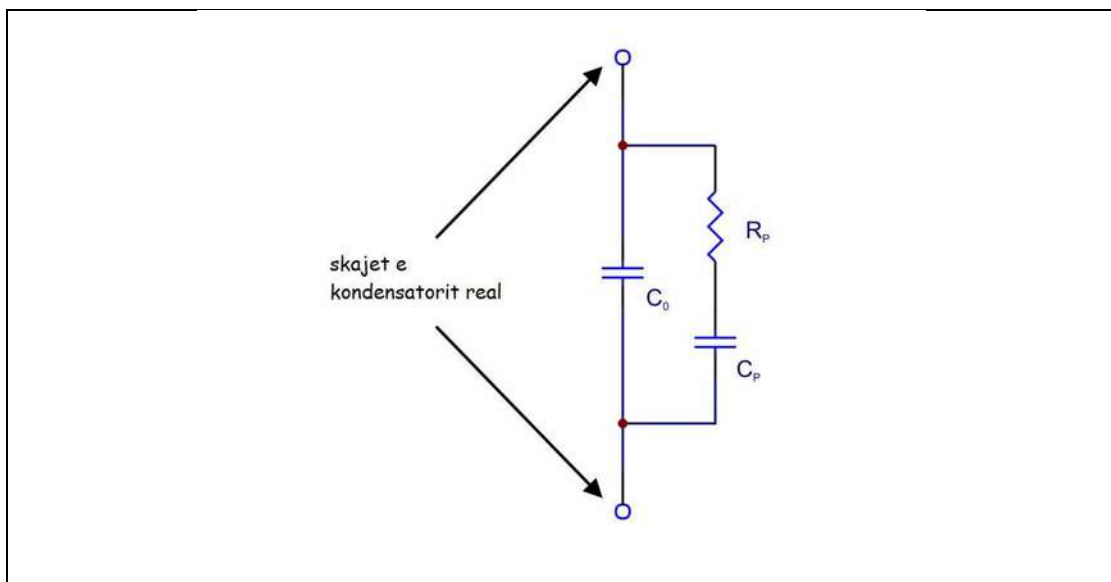


Figura 2.4 – Modeli i kondensatorit me humbje dielektrike.

Kondensatorët me material dielektrik prej *Tefloni*, *Polistireni* ose *Polipropileni*, janë më pak të prekur nga ky efekt parazit, ndërsa kondensatorët me material dielektrik prej letre, *Mylar* dhe xhami, janë të prekur më shumë. Rezultatet më të këqija arrihen me kondensatorët e zakonshëm elektrolitikë ([13],[19]).

2.2.3 ADC me pjerrësira të shumëfishta

Një teknikë mjaft e përhapur për eliminimin e ndikimeve të joidealitetit në procesin e shndërrimit është ajo e kryerjes (në fillim të çdo cikli ose sidoqoftë në intervale të rregullta) një fazë(proces) *auto-zero*. Në këtë fazë, hyrja e blloqeve të matjes shkëputet nga burimi i sinjalit dhe vihet në qark të shkurtër tek referim dhe kryhet një cikël normal i matjes mbi sinjalin e pranishëm që mbetet. Rezultati i kësaj matje do t'u hiqet pastaj të gjitha matjeve të kryera më tej. Implementimi i këtij funksioni është i thjeshtë në qoftë se numeratori është në gjendje që të numërojë përpara dhe mbrapa. Në këtë rast memorizimi i pjesës së tensionit mbetet mund të bëhet në mënyrë të drejtpërdrejtë në numerike dhe jo në analoge.

Konvertitorët me integrim, të cilët implementojnë këtë teknikë apo teknika të tjera të matjes për eliminimin e aspekteve joideale të zinxhirit të matjeve, janë quajtur *me pjerrësira të shumëfishta*. Shumë prodhues të të ADC-ve kanë në katalog pajisje të ndryshme të këtij lloji që janë të destinuara, sidomos, në tregun e instrumenteve dixhitale portative ose të paneleve. ([10], [11], [12]).

2.3 ADC-të me përafrime të njepasnjeshëm.

Arkitektura SAR (Successive Approximation Register) është ajo më e përhapura në aplikimet që kërkojnë rezolucione që përfshihen ndërmjet 8 dhe 16 bit me frekuenca të përzgjedhjes së kampionëve përgjithësisht më të ulëta se 5 MS/s. Ajo bën të mundur që të realizohen konvertues ekonomikë, me përmasa të vogla dhe me konsum të ulët, në mënyrë të veçantë të përshtatshëm për aplikime në pajisje portative që ushqehen me bateri. Ashtu sikurse sugjeron edhe vetë emri i tyre, ky lloj i ADC-ve kryen shndërrimin duke aplikuar një algoritëm kërkimi në sistemin binar. Për shkak të kësaj, frekuenca e punës e qarqeve numerike të brendshme është shume më e madh sesa frekuenca e kampionimit. Skema parimore të një ADC-je të këtij lloji është paraqitur në figurën vijuese:

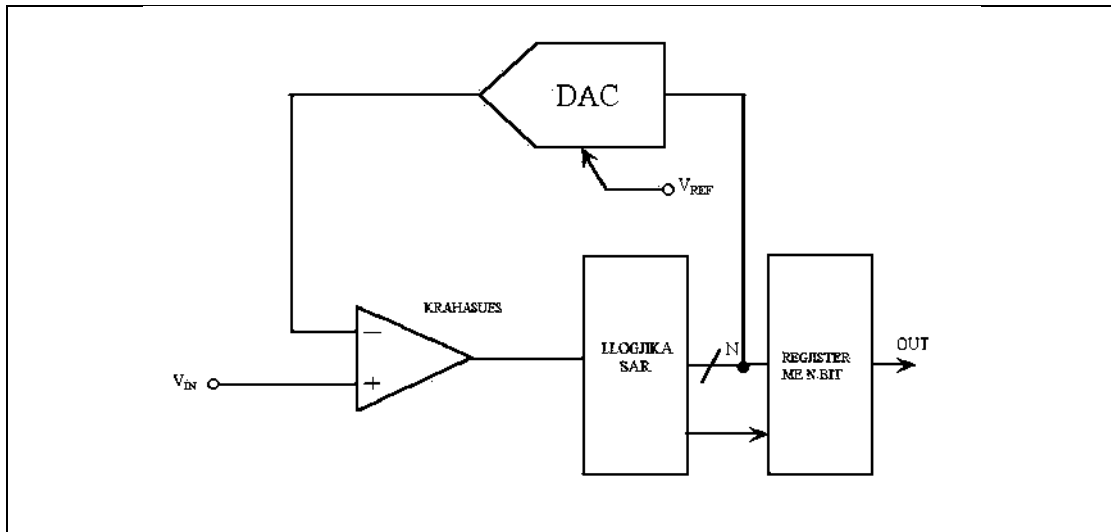


Figura 2.5 – Skema me blloqe e thjeshtëzuar e një ADC-je të llojit SAR.

Procesi i shndërrimit është mjaft i thjeshtë: fillimisht logjika SAR vendos në gjendjen 1 te vetmin bit më domethënës (MSB) të fjalës dixhitale me N bit dhe kjo bën që dalja e DAC të shkojë në $V_{REF}/2$. Në qoftë se ky tension do të rezultojë më i madh se V_{IN} dalja e krahasuesit shkon në zero dhe logjika SAR e con në zero bit-in më domethënës, përndryshe e mban atë përfundimisht në 1 për të gjitha fazat e mëtejshme. Cilidoqoftë rezultati i krahasimi të mëparshëm logjika SAR vendos me 1 bit-i i dytë më domethënës dhe pret rezultatin e ri të krahasimit. Në qoftë se tensioni në dalje të DAC është më o madh sesa ai i hyrjes, bit-i do të kthehet në zero, ndërkohë që do të mbetet aktiv në rast të kundërt. Procesi vazhdon deri sa të jetë vendosur gjendja e bit-it më pak domethënës (LSB). Në këtë pikë, shndërrimi është i përfunduar dhe logjika SAR transmeton fjalën dixhitale në regjistrin e daljes. Do të duhet të theksojmë se shndërrimi kruhet deri në fund në N kalime. Në tabelën që vijon më poshtë, është paraqitur në mënyrë skematike procesi i shndërrimit kur $V_{IN} = 4.780\text{ V}$ dhe $V_{REF} = 10.00\text{ V}$ për një konvertues me $N = 8\text{ bit}$.

Hapi	Përmbajtja fillestare e regjistrit SAR	Dalja DAC [V]	Dalja e krahasuesit	Përmbajtja përfundimtare e regjistrit SAR
1	10000000	5.000	0	00000000
2	01000000	2.500	1	01000000
3	01100000	3.765	1	01100000
4	01110000	4.392	1	01110000
5	01111000	4.705	1	01111000
6	01111100	4.863	0	01111000
7	01111010	4.784	0	01111000
8	01111001	4.745	1	01111001

Tabella 1 – Shembull i shndërrimit me një ADC SAR.

Një tregues mjaft domethënës të këtij lloji konvertuesish, sidomos për aplikimet që ushqehen me bateri, është fuqia e shpërndarë në ngrohtësi. Ajo rritet në mënyrë lineare me frekuencën e funksionimit, ndërsa për llojet e tjera të konvertuesve ajo është konstante.

Në qoftë se është e vërtetë që shndërrimi ka përfunduar në N kalime, nuk është e vërtetë që një konvertues me $2N$ bit kërkon saktësisht dyfishin e kohës për të kryer një shndërrim e krahasim me një me N bit. Në të vërtetë, faktori më kritik për aplikimet me rezolucion të lartë është koha e vendosjes së tensionit të daljes së DAC që duhet të vendoset në mënyrë të qëndrueshme në një bandë me gjerësi $\pm \frac{1}{2}$ LSB të vlerës përfundimtare. Në aplikime në të cilat N është e lartë (> 14 bit), koha e vendosjes mund të arrijë në disa mikrosekonda dhe bit-i më kritik në këtë rast është pikërisht më domethënësi, duke qenë se në këtë rast dalja e DAC pëson variacionin më të madh. Një karakteristikë tjetër e DAC që ndikon së tepërmi rezultatet e të gjithë konvertuesit është jolineariteti i tij. Konvertuesit SAR me rezolucion më të madh se 12 bit kërkojnë shpesh një kalibrim paraprak ose periodik që të kufizojë efektet negative të këtij parametri ([14]).

Aplikimet më tipike të konvertuesve të llojit SAR hasen në instrumentat e matjeve, në pajisjen e mbledhjes së të dhënave dhe në sensorët industrialë.

2.4 ADC-të Flash ose Paralele

Ky lloj i ADC-ve ofron shpejtësi të lartë të shndërrimit që është e disponueshme sot. Parimi i funksionimit të tij është i thjeshtë. Ashtu sikurse duket qartë në diagramën me blloqe të Figura 2.6, ai përbëhet me tri qarqe në kaskade:

- Një stad i parë i përbërë nga një pjestues me rezistenca prej 2^N rezistencash, pjeston në nivele tensionin e referimit në mënyrë të barabartë ndërmjet 0 dhe V_{REF} .
- Një stad i dytë i përbërë nga një resht prej $2^N - 1$ krahasuesish që kanë në hyrjen joinvertuese sinjalin që duhet të konvertohet dhe në atë invertues tensionet ndërmjetëse të pjestuesit të tensionit. Dalja e këtij stadi është, të paktën idealisht, një string prej $2^N - 1$ bit që kanë konfigurime të llojit si më poshtë vijon:
-

$$\begin{array}{ccccccc}
 \text{SB} & & & & & & \text{SB} \\
 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\
 \underbrace{\hspace{10em}}_{2^N-m-1 \text{ zero}} & & & & & \underbrace{\hspace{10em}}_{m \text{ njesha}}
 \end{array}$$

Ndarësi rezistiv është projektuar në mënyrë të tillë që për secilën dalje të ndërmjetme të jetë i zëxjeri një tension saktësisht i barabartë me atë të daljes së mëparshme të tensionit që përkon me një LSB. Për një tension të caktuar të hyrjes, do të jenë aktive (në nivel të lartë) vetëm daljet e atyre krahasuesve, për të cilët tensioni në hyrjen invertuese është më i ulët sesa tensioni i hyrjes që aplikohet në atë invertuese.

- Një qark i tretë i përbërë nga një rrjet dekodifikusish numerike prodhon në dalje të tijë një kod binar, duke u nisur nga konfigurimi i bit-ëve të disponueshëm në daljen e “array” (matricës) të krahasuesve.

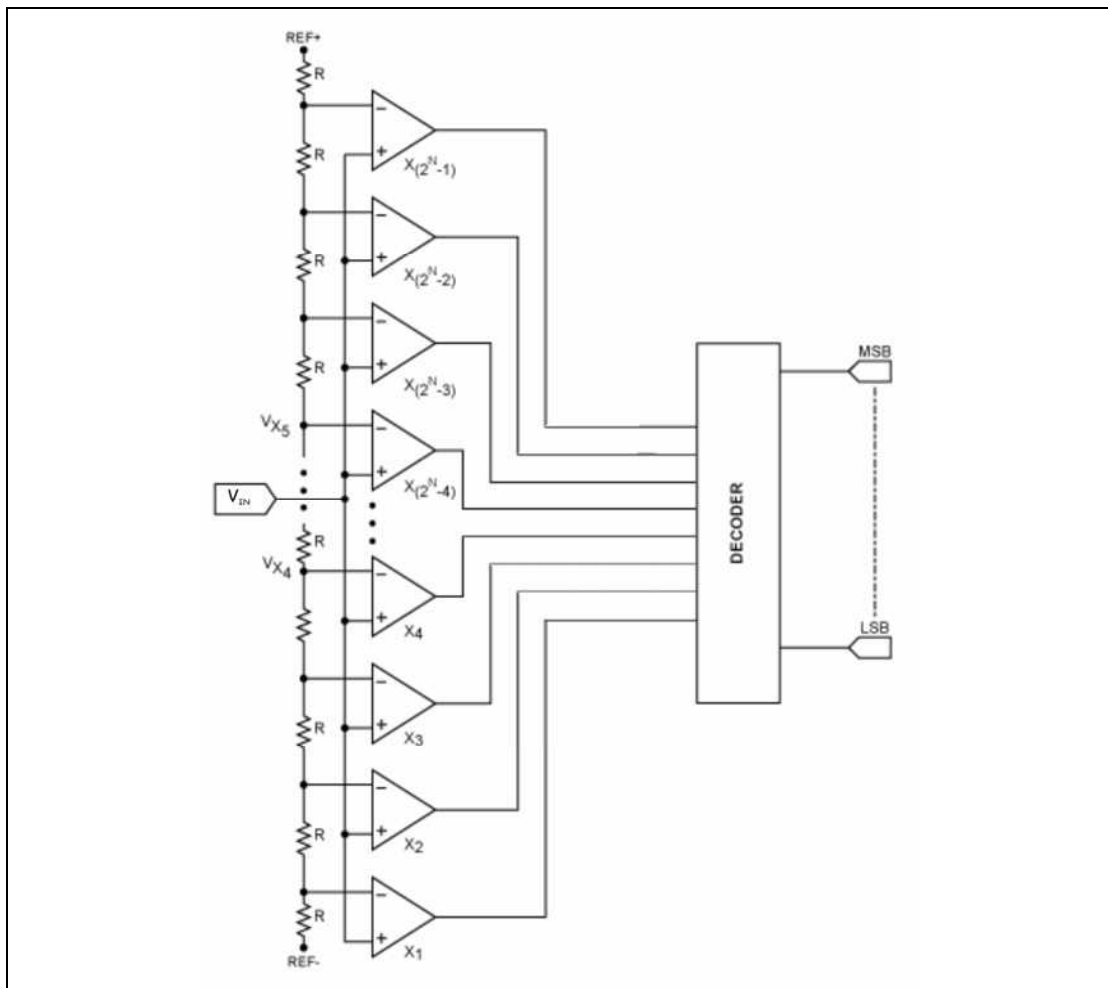


Figura 2.6 – Skema me blloqe e thjeshtëzuar e një ADC-je të llojit Flash.

Krahasuesit që përdoren në konvertuesit e llojit Flash janë me amplifikim të ulët dhe me brezë të gjerë pasi është e vështirë që të përftohen njëkohësisht amplifikime perfitime të larta dhe banda të gjera. Për ta bërë më të sigurtë funksionimin e tyre, ata janë gjithmonë të pajisur me qarqe daljeje me lidhje pozitive (rigjenerues) gjë që bën të mundur të përftohet një shdërim i sigurtë dhe i qëndrueshëm. Offset-i i hyrjes së krahafuesve është që në projektim shumë më i vogël se një LSB, në mënyrë që të shmangë shkëmbime të rreme në dalje.

Si pasojë e fenomeneve të tilla, si shpejtësia e përgjigjes e ndryshme e krahasuesve dhe problemi në lidhje me kohën e vendosjes (settling-un) e hyrjes, në “kolonën” e njëshave të daljes mund të shfaqen disa zero anormale. Këto zero janë të njohura si “shkëndija” dhe mund t’u japin shkas gabimeve të mëdha të konvertimit, në qoftë se nuk do të njihen dhe filtrohen. Logjikat më të fundit të

dekodifikimit janë në gjendje që ta njohin dhe ta eliminojnë këtë lloj problemi, duke dhënë në dalje kodin e saktë.

Aplikime tipike të konvertitorëve të llojit Flash hasen në përpunimin e të sinjaleve video ose në instrumentat e matjeve numerike me bandë të gjerë, siç janë oshiloskopët dixhitalë të llojit Real-Time dhe DPO (*Digital Phosphor Oscilloscope*).

Është e dukshme që numri i lartë i krahasuesve të kërkuar e kufizon rezolucionin e këtyre konvertitorëve në vlera të vogla (maksimumi 8 bit ose pak më e lartë). Të tjera kufizime serioze janë humbjet e fuqisë që rritet për çdo rritje të një bit-i të rezolucionit. Sigurisht, rritja e kompleksitetit të realizimit sjell një rritje eksponenciale edhe të kostos ([15]).

2.5 ADC-të e llojit Pipeline ose subranging

Për të kaluar rezolucionin e kufizuar të arritshëm me ADC-të të llojit Flash, përdoret një arkitekturë hibride, të quajtur *Pipeline*, e cila bën të mundur që të përftohen shpejtesi të larta shndërrimi (mesatare me ato që mund të arrihen me ADC-të e llojit SAR dhe me ADC-të e llojit Flash) dhe rezolucion të lartë (12-14 bit). Skema me blloqe e thjeshtëzuar e një ADC-je Pipeline me $N = 12$ bit është paraqitur në Figura 2.7. Ashtu sikurse është e dukshme në figurë, shndërrimi realizohet në dy faza:

- Në një fazë të parë shndërrohet sinjali i hyrjes në mënyrë të fillestare dhe të shpejte, duke vënë në përdorim një ADC Flash me rezolucion të ulët (6 bit në figurë, por në përgjithësi e barabartë me $N/2$). Rezultati i këtij shndërrimi të parë rishndërrohet në analog nëpërmjet një DAC-i të posaçëm dhe i hiqet tensionit të hyrjes V_{IN} .
- Në fazën e dytë tensioni në dalje të nyjes mbledhëse i dërgohet një amplifikatori me perfitim të përshtatshëm dhe kështu shndërrohet në numerik nëpërmjet një ADC-je Flash të dytë me rezolucion të ulët (7 bit në figurë). Bit-et shtesë të mara nga i dyti plotësojnë “fjalën” me 12 bit. Ata shërbejnë për të ndrequr pjesërisht gabimet e bëra në zinxhiri të përpunimit analog. Kodet në dalje të të dy ADC-ve Flash i dërgohen logjikës së ndreqjes së gabimit dhe prej kësaj kombinohen për të përfutur “fjalën” përfundimtare prej 12 bit-ësh. Numri i përgjithshëm i

veprimeve të kërkuara nga ky lloj ADC-je është i barabartë me $2^7 - 1 + 2^6 - 1 = 190$ në krahasim me $2^{12} = 4096$ që do të ishin të nevojshme në qoftë se do të duhet të kryhej implementimi me arkitekturën Flash.

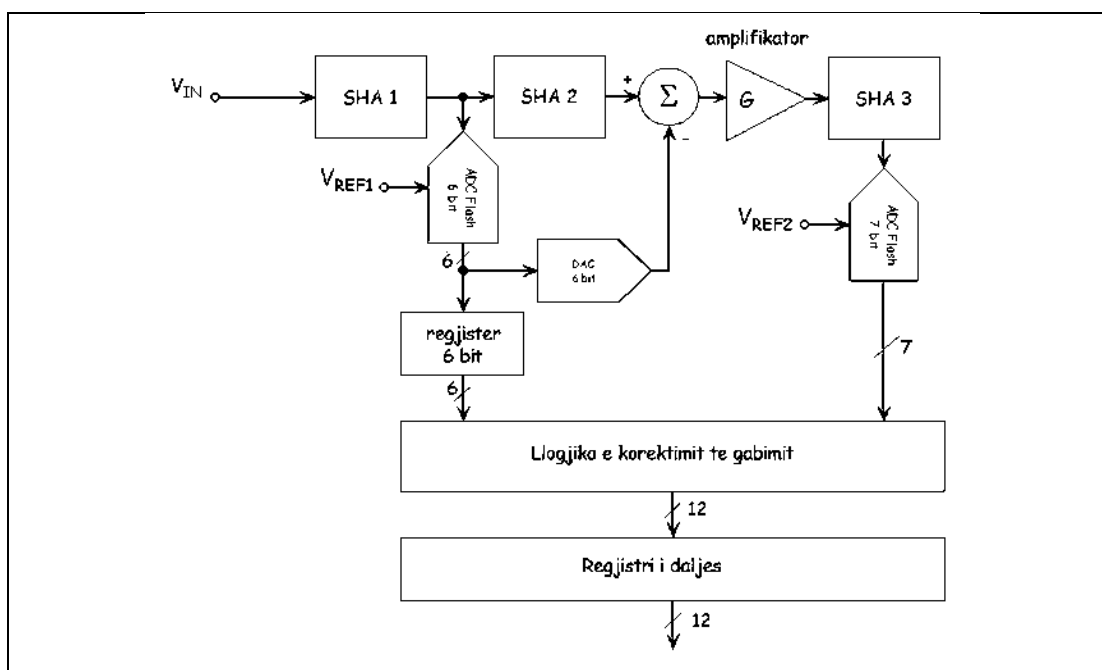


Figura 2.7 – Skema me blloqe e një ADC-je të llojit Pipeline.

Koeficienti i amplifikimit i i qarkut amplifikator të pjesës mbetëse duhet të jetë i tillë, në mënyrë që një LSB i konvertuesit të parë të amplifikohet deri sa të përkojë me të gjithë kufirin e veprimit dinamike të ADC-së së dytë. Në mënyrë ideale (përveç gabimeve të jolinearitetit), pjesa e mbetur në dalje të nyjes mbledhëse është e barabartë me një LSB të konvertuesit të parë dhe duhet të bëjë të mundur që ADC-ja e dytë të ngacmohet në të gjithë kufirin e veprimit të vet dinamik. Duke hamendësuar se që të dy ADC-të kanë të njëjtin tension të referimit kemi :

$$\frac{V_{REF1}}{2^{N_1} - 1} \cdot G = V_{REF2} \quad \text{me } V_{REF1} = V_{REF2} \quad \Leftrightarrow \quad G = 2^{N_1} - 1$$

Kështu, pra, për ADC-në e figurës, kemi $G = 63$.

ADC-të e llojit *Pipeline*, nga pikëpamja e rezultateve vendosen në pozicione të ndërmjetme midis ADC-ve të llojit SAR dhe atyre të llojit Flash. Aplikimet

kryesore bëhen në komunikacione, në pajisjet mjekësore diagnostikuese, të cilat bazohen mbi përpunimin e pamjeve dhe në aparaturat radar. Dizavantazhet kryesore të kësaj arkitekture janë kompleksiteti i lartë realizues dhe konsumi i madh i fuqisë ([16], [17], [18]).

2.6 ADC-të e llojit Sigma-Delta

Konvertuesit e llojit Sigma-Delta janë ata që ofrojnë rezolucionet më të larta (deri në 24 bit) që janë në shumicën e ADC në ditët e sotme.

Parimi i funksionimit dhe tërësia e qarqeve që përdoren në këto pajisje janë tepër komplekse, sigurisht janë shumë më të larta sesa ato të ADC-ve që janë marrë në shqyrtim deri këtu, aq e vërtetë është një fakt i tillë saqë, edhe pse ata janë zhvilluar në mesin e shekullit të shkuar, një realizim i tyre në formë monolitike të integruar është bërë e mundur dhe ekonomikisht i leverdisshëm vetëm në dy dhjetëvjeçarët e fundit, me hyrjen e teknologjive elektronike *VLSI (Very Large Scale of Integration)*. Kuptimi i parimit të funksionimit të këtyre pajisjeve kërkon njohuri mjaft të thelluara të përpunimit numerik të sinjaleve. Në vijim do të paraqitet një përshkrim i përshtatshëm i këtij konteksti.

2.6.1 Hyrje

Konvertuesit analoge/numerike, të cilët janë marrë në shqyrtim deri tani punojnë me frekuenca të përzgjedhjes së kampionëve që janë të barabarta ose paksa më të larta sesa ajo që është diktuar nga teorema e përzgjedhjes së kampionëve të Shannon-it, ose më saktë, dyfishin e bandës kaluese të sinjalit që duhet të dixhitalizohet. Ashtu sikurse do të kemi mundësinë që të shikojmë në hollësi në vijim qoftë konvertuesit e llojit *PCM me mbipërzgjedhje kampionësh*, qoftë konvertuesit e llojit *Sigma-Delta*, bëjnë të mundur që të përftohet një rezolucion efektiv përfundimtar më i lartë sesa ai i vete konvertuesit të përdorur.

Për të kuptuar plotësisht karakteristikat e ADC-ve Sigma-Delta është e nevojshme që të zhvillohet një model për karakteristikën e shdërimit të kuantizatorit. Ky model do të rimerret dhe do të plotësohet në Kapitullin 3 për analizën e hollësishme që gabimeve të ADC-ve. Jolineariteti i karakteristikës së shdërimit të një kuantizatori vështirëson analizën e thjeshtë të mënyrës së sjelljes

së tij. Sidoqoftë, një përafrim i vogël është gjithmonë i mundur për ta drejtuar analizën tek ajo e një sistemi linear: modeli i kuantizatorit shikohet si një burim gabimi (ose zhurme) që mblidhet me serinë e modulacionit të impulsit të hyrjes që është në ardhje nga përzgjedhësi i kampionëve, ashtu sikurse është treguar në mënyrë skematike në Figura 2.8.

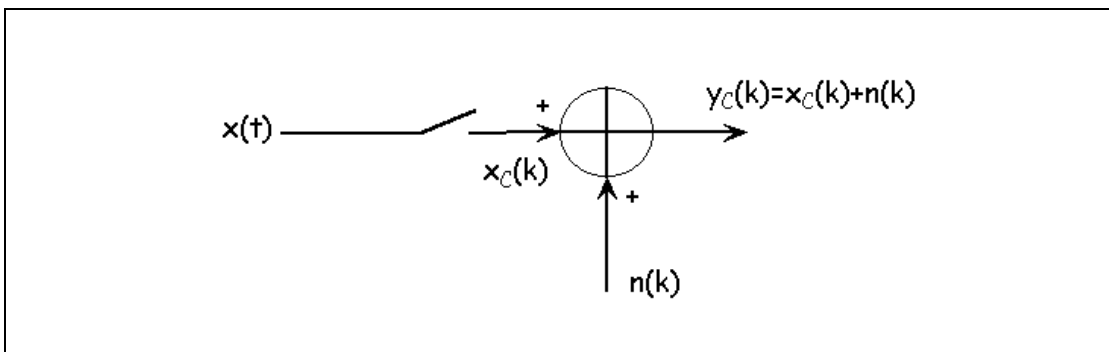


Figura 2.8 – Modeli i linearizuar i një kuantizatori.

Mund të verifikohet që në realitet janë të vlefshme kushtet që vijojnë:

- Seria $n[k]$ është rezultati i përzgjedhjes së kampionëve të një procesi të rastësishëm stacionar;
- $n[k]$ nuk është e lidhur në mënyrë të ndërsjelltë me serinë $x_c[k]$;
- funksioni dendësise probabilitetare të gabimit është uniforme në kufirin e veprimit të gabimit të kuantizimit që, ashtu sikurse do ta shikojmë më mirë në kapitullin 3, përkon me intervalin $[-1/2 \text{ LSB}, +1/2 \text{ LSB}]$;

Verifikohet edhe që varianca e zhurmës së kuantizimit është: $\sigma_e^2 = \frac{Q^2}{12}$,

duke pranuar $Q = 1 \text{ LSB} = \frac{V_{FSR}}{2^N - 1} \cong \frac{V_{FSR}}{2^N}$. Në qoftë se do të aplikohet një sinjal sinusoidal me amplitudë, të tillë që të ngacmojë të gjithë diapazonin e plotë të ADC-së, ose më saktë, me amplitudë baraz me $V_{FSR}/2$, raporti i sinjalit/zhurmë maksimal i ADC-së është e barabartë me:

$$SNR_{MAX} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{1}{2} \left(\frac{V_{FSR}}{2} \right)^2}{\frac{1}{12} \left(\frac{V_{FSR}}{2^N} \right)^2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{4}{3} \cdot 2^{2N} \right) = 6.02 \cdot N + 1.76 [dB]$$

Nga formula e mësipër mund të vërejmë që për çdo rritje të një njësie në numrin e bit-ëve të kuantizatorit fitohen 6.02 dB në raportin sinjal/zhurmë maksimale. Por ky relacion është përftuar në kushte ideale, domethënë, duke lënë mbas dore shkaqet e tjera të joidealitetit (si zhurmë me origjinë të ndryshme, jolineariteti, etj.), të cilat janë gjithmonë të pranishëm në sistemet reale. Duke marrë parasysh edhe këto terma shtesë, relacioni modifikohet si më poshtë vijon:

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_t^2} \right) [dB]$$

ku σ_t^2 është katrori i zhurmës së përgjithshme. Duke e barazuar formulën e mësipërme me termin e fundit të shprehjes së raportit sinjal/zhurmë ideal dhe duke nxjere prej andej vlerën e N -se mund të arrihet shprehja e numrit të bit-ëve efektivë të konvertuesit:

$$ENOB = \frac{SNR - 1.76}{6.02}$$

ku $ENOB$ është shkurtimi për: *Effective Number Of Bits (Numri Efektiv i Bit-ëve)*. Ky relacion përdoret gjerësisht në praktikat e aplikimeve për të dhënë specifike operative të një konvertuesi analogjiko/dixhital të caktuar.

Mund të rritim raportin sinjal-zhurmë të një konvertuesi “klasik” edhe pa shtuar numrin e bit-ëve të tijëkjo është e mundur në se aplikohen teknikat e thjeshta të përpunimit numerik të sinjalit mbi një seri të përftuar duke mbipërzgjedhur kampionët e sinjalit analog të hyrjes, domethënë, duke përzgjedhur kampionë me frekuencë shumë më të lartë sesa frekuenca minimale e përzgjedhjes së kampionëve, e diktuar nga teorema e Shannon-it.

Për të bërë të mundur llogaritjen e një shprehjeje të raportit sinjal zhurmë të përgjithësuar në rastin e konvertuesve me mbipërzgjedhje kampionësh, është e nevojshme që të kujtohet një teoremë themelore e teorisë së sinjaleve ([1]):

në qoftë se në hyrje të një filtri linear dhe të pandryshueshëm në kohë do të aplikojmë një sinjal të përshkruar si një proces të rastësishëm stacionar, në dalje do të përftojme përsëri një proces të rastësishëm stacionar; në qoftë se denduria spektrale e fuqisë së procesit të hyrjes është $P_x(f)$ dhe në qoftë se funksioni i trasmetimit shdërimit të filtrit është $H(f)$, dendësia spektrale e fuqisë së procesit të daljes është:

$$P_y(f) = P_x(f) \cdot |H(f)|^2.$$

Falë këtij rezultati, për të bërë të mundur llogaritjen e fuqisë që i takon zhurmës në dalje të një zinxhiri përpunimi do të na mjaftonte të njohim funksionin e trasmetimit, të cilit ajo i nënshtrohet. Duke qenë se bëhet fjalë për seri në kohe diskrete, përpunimet tona aplikohen në zonen e vlerave z ([2]). Duke aplikuar parimin e mbivendosjes së efekteve në bllok skemën në Figura 2.8, mund të nxjerrim me lehtësi funksionet e trasmetimit të zhurmës dhe të sinjalit. Ato janë që të dyja unitare, duke qenë se $x_c[k]$ dhe $n[k]$ nuk pësojnë asnjë përpunim të veçantë.

Fuqia e zhurmës në dalje të filtrit me brez kalimi të poshtëm do të jetë:

$$\sigma_n^2 = \int_{-B}^B P_n(f) \cdot H_n^2(f) df = 2 \int_0^B \frac{\sigma_e^2}{f_s} df = \sigma_e^2 \frac{2B}{f_s}$$

Sinjali, për hipotezën e pranuar për filtrin me brez kalimi të poshtëm, nuk pëson asnjë ndryshim ndërmjet hyrjes dhe daljes pra, fuqia e saj do të jetë e barabartë me atë të rastit të mëparshëm. Raporti sinjal zhurmë maksimale në dalje të filtrit do të jetë:

$$SNR_{MAX} = 6.02 \cdot N + 1.76 + 10 \log_{10} \left(\frac{f_s}{2B} \right) \quad [dB]$$

Në këtë rast SNR rritet me f_s . Në qoftë se shënojmë me $k=2^R$ raportin e mbipërzgjedhjes së kampionëve që është përdorur, ose më saktë, madhësinë brenda kllapave në relacionin e mësipërm, mund të shkruajmë:

$$SNR_{MAX} = 6.02 \cdot N + 1.76 + 3.01 \cdot R \quad [dB]$$

Arijmë në përfundimin se për çdo dyfishim të frekuencës së përzgjedhjes së kampionëve (domethënë, në çdo rritje me një njësi të R), raporti sinjal-zhurmë rritet me 3 decibel.

Seria e kampionëve pas filtrit me brez kalimi të poshtëm ka gjerësi bande të barabartë me atë të sinjalit të hyrjes e cila është shumë më e ulët sesa frekuenca e përzgjedhjes së kampionëve që është përdorur. Për këtë arsye mund të pranohet një zvogelim të frekuencës së përzgjedhjes së kampionëve, pa pasur frikë se mund të shkaktohet aliasing. Reduktimi i f_s përftohet duke ruajtur një kampion për çdo M të hyrjes. M është quajtur faktor i të ashtuquajturit *downsampling* dhe operacioni i përgjithshëm i filtrimit dhe i reduktimit të frekuencës së përzgjedhjes së kampionëve është quajtur pikërisht *downsampling*.

Aplikimi i këtyre rezultateve me qëllimin që të përftohen raporte të larta sinjal zhurmë thjesht duke vepruar mbi frekuencën e përzgjedhjes së kampionëve nuk është i leverdisshëm, meqenëse rezultati i marë edhe për vlera me të lartë të mbipërzgjedhjes së kampionëve është tepër modest. Duke përdorur shprehjen e numrit të bit-ëve efektivë, shikojmë menjëherë se në çdo dyfishim të frekuencës së përzgjedhjes së kampionëve fitohet pothuajse $\frac{1}{2}$ bit ekuivalent në rezolucion.

2.6.2 Modulatori sigma-delta të rendit të parë

Për të përftuar numer më të mëdha të bit-ëve efektivë është e nevojshme që të kryhet një ndryshim thelbësor i zinxhirit të përpunimit analog të sinjalit të Figura 2.8; Ndryshimi i realizuar në konvertuesit e llojit sigma-delta nga ana konceptuale është i thjeshtë: bëhet e mundur që funksioni i trasmetimit të jetë i tillë që ta ndryshojë funksionin e vet të dendësisë spektrale të fuqisë, duke e zhvendosur përmbajtjen harmonike në breza frekuence më të larta, në krahasim me atë të sinjalit. Kjo teknike e përpunimit të zhurmes merr emrin e *noise-shaping*.

Zinxhiri i përpunimit analog të këtij lloji konvertuesi është treguar me termin e *modulatorit sigma-delta*. Një konvertues sigma-delta i bazuar mbi një modulator të rendit të parë është treguar në Figura 2.9. Ne të, si kuantizatori ashtu edhe DAC-i janë vetëm me një bit. Ky kombinim është mjaft i përhapur në praktikën e aplikimeve, duke qenë se një DAC me një bit është një pajisje lineare dhe kuantizatori reduktohet në një krahasues të thjeshtë me vlerë pragu zero (karakteristika mid-rising). Përdorimi i teknikave të mbipërzgjedhjes së kampionëve me frekuencë me të lartë dhe të përpunimit numerik të serisë së kuantizuar në dalje të modulatorit (një stream serial i bit-ëve) bën të mundur që të përftohet në dalje të sistemit një seri e kuantizuar multibit me rezolucione të larta.

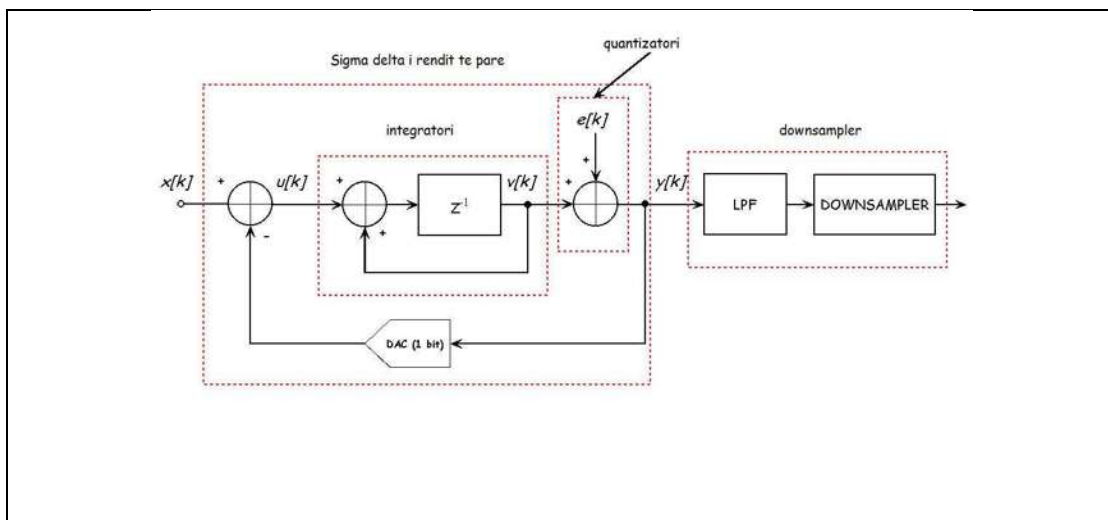


Figura 2.9 - Skema me blloqe e një konvertuesi sigma-delta të rendit të parë ([27]).

Duke aplikuar parimin e mbivendosjes së efekteve (sistemi kohë diskrete është sidoqoftë linear dhe invariant në kohë) mund të nxjerrim funksionet e transmetimit të sinjalit dhe të zhurmës. Integratori me kohë diskrete (laku i brendshëm) ka funksionin e transmetimit të barabartë me $H_I(z) = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}$. Në se pranojmë se DAC-i është ideal dhe ka një funksion transmetimi të barabartë me 1 $\forall z$. Duke aplikuar këto thjeshtëzime dhe duke pranuar zero zhurmat e kuantizimit, përftojmë skemën me blloqe të Figura 2.10 që na bën të mundur që të nxjerrim funksionin e shdërimit të sinjalit:

$$H_x(z) = \frac{Y_x(z)}{X(z)} = \frac{\frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}}{1 + \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}} = z^{-1}$$

Kjo është funksioni transferues i një vonuesi të theshtë me një hap të procesit të përzgjedhjes së kampionëve. Një funksion i tillë ndërhyr mbi përmbajtjen harmonike të sinjalit, duke vonuar, secilën luhatje sinusoidale në mënyrë proporcionale me frekuencën, gjë që nuk e ndryshon informacionin e origjinës.

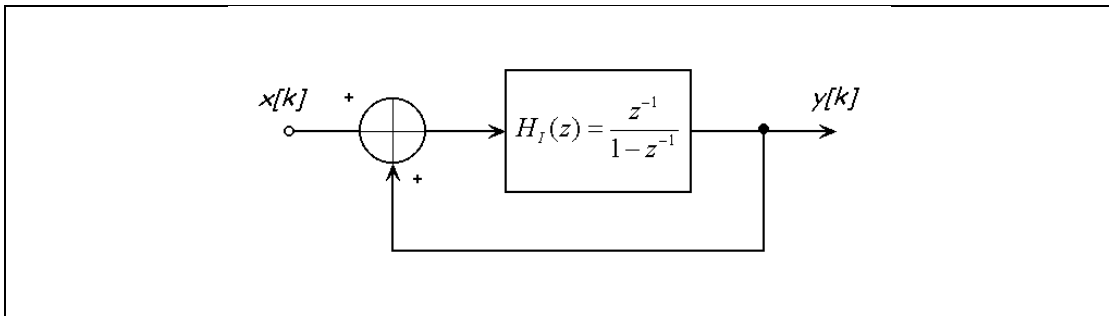


Figura 2.10 – Skema për përlogaritjen e funksionit të transmetimit të sinjalit për modulatorin e Figura 2.9 ($e[k] \equiv 0$).

Ndërsa duke e bërë zero hyrjen $x[k]$ mund të nxjerrim funksionin e transmetimit të zhurmës. Skema me blloqe në këtë rast thjeshtëzohet ashtu sikurse është paraqitur në Figura 2.11 dhe nxirret:

$$H_e(z) = \frac{Y_e[z]}{E[z]} = \frac{1}{1 + \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}} = 1 - z^{-1}$$

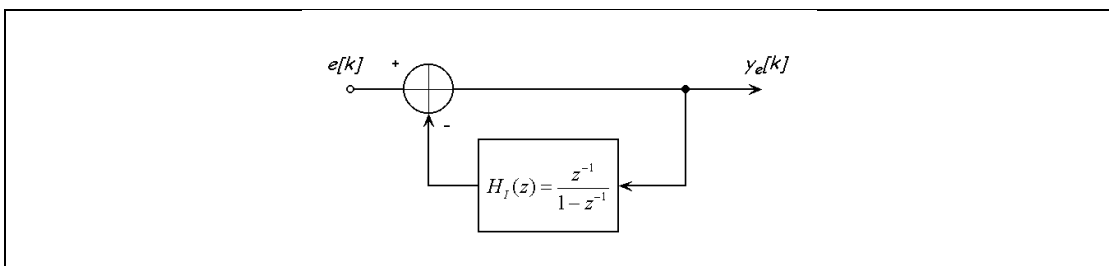


Figura 2.11 – Skema për përlogaritjen e funksionit të transmetimit të sinjalit të zhurmës për modulatorin e Figura 2.9 [$x[k] \equiv 0$].

Duke ndertuar diagramën e poleve-zero të këtij funksioni të transmetimit të sinjalit në planin z , dallojmë menjëherë që ai është një filtër të llojit me brez kalimi nga lart (Figura 2.12). Kjo do të thotë se zhurma e dixhitalizimit do të zvogelohet pak a shumë në mënyrë të theksuar në frekuencë të ulëta (pikërisht atje ku është vendosur spektri i sinjalit të dobishëm) dhe do të amplifikohet në frekuenca të larta.

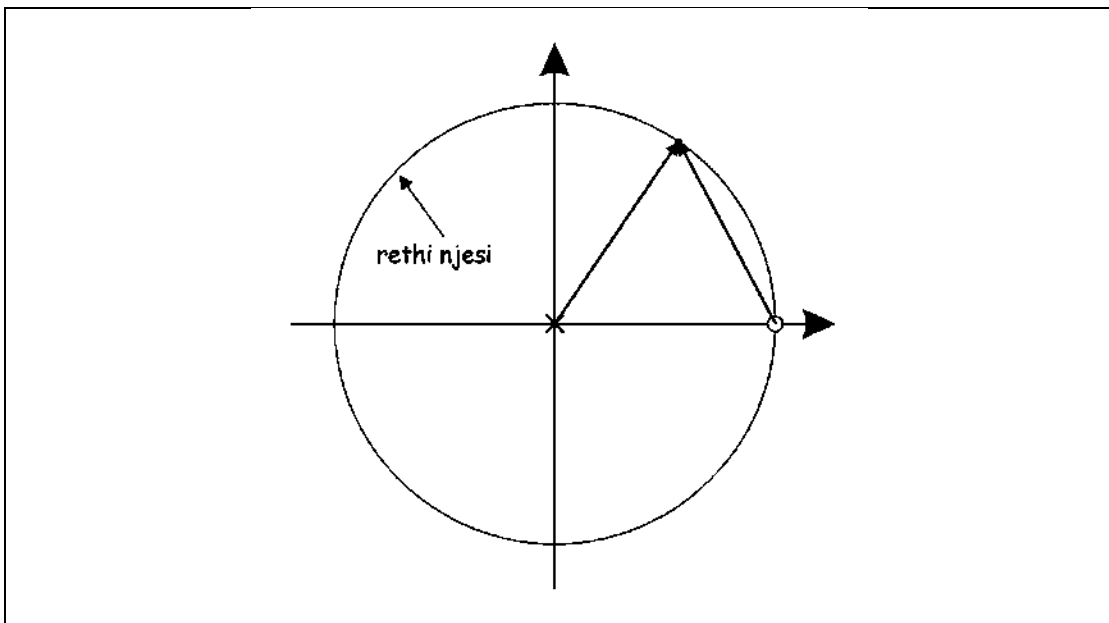


Figura 2.12 – Diagrami me pole-zero i frekuencës së transmetimit të sinjalit të zhurmës për modulatorin e Figura 2.9.

Si rezultat i sa më sipër në zonen e frekuencës dalja e modulatorit sigma-delta të Figura 2.9 shkruhet si në vijim:

$$\begin{aligned} Y(z) &= Y_x(z) + Y_e(z) = H_x(z) \cdot X(z) + H_e(z) \cdot E(z) \\ &= z^{-1} \cdot X(z) + (1 - z^{-1}) \cdot E(z) \end{aligned}$$

Ndërsa në zonen e kohës, do të ketë:

$$y[k] = x[k-1] + e[k] - e[k-1].$$

Në Figura 2.13 që vijon, janë paraqitur për te krahasuar modulet e funksioneve të transmetimit të zhurmës për një konvertues PCM me mbipërzgjedhje

kampionësh dhe për një konvertues sigma-delta me modulator të rendit të parë. Vërejmë se, ndërsa e para ka gjithmonë një modul njesi, e dyta vepron në mënyrë të dukshme me brez kalimi nga lart, ashtu sikurse është parashikuar tashmë nga diagrami përkatës me pole-zero.

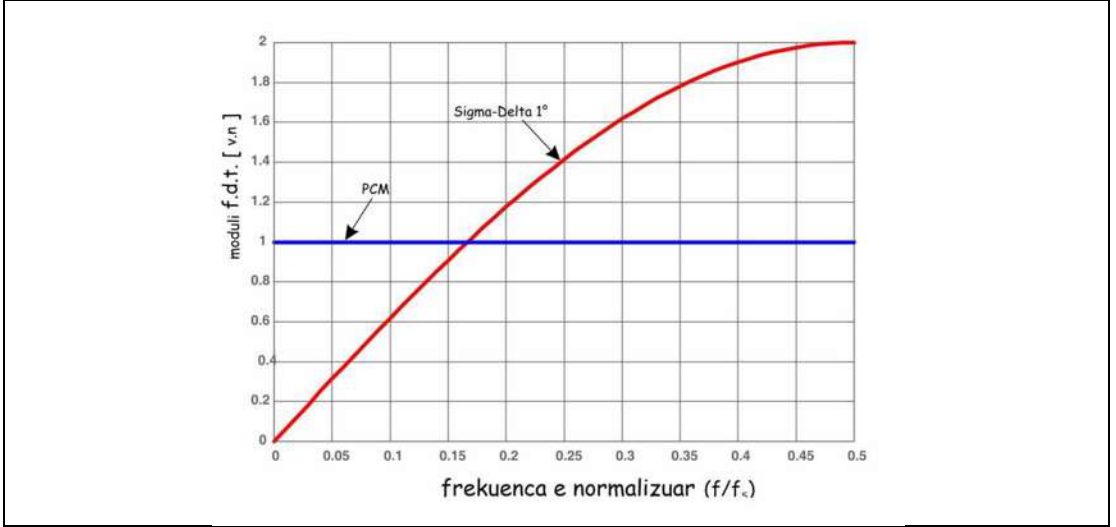


Figura 2.13 – Krahasimi ndërmjet funksioneve të transmetimit të sinjaleve të zhurmës së një konvertuesi PCM me mbipërzgjedhje kampionësh dhe e një konvertuesi sigma-delta të rendit të parë.

Për të plotësuar krahasimin ndërmjet konvertuesve PCM dhe konvertuesve sigma-delta është e nevojshme që të nxirret shprehja e fuqisë së zhurmës brenda në bandën e sinjalit. Për këtë qëllim fillojmë me përcaktimin e shpejtesisë të normalizuar $\Omega = 2\pi f / f_s$ dhe rishkruajmë në funksion të saj funksionin e transmetimit të sinjaleve të zhurmës:

$$H_e(\Omega) = 1 - e^{-j\Omega} = 1 - \cos(\Omega) + j\sin(\Omega) \Rightarrow |H_e(\Omega)|^2 = 2(1 - \cos(\Omega))$$

domethënë:

$$\begin{aligned} \sigma_{e, sd}^2 &= \int_{-\Omega_B}^{\Omega_B} \frac{\sigma_e^2}{2\pi} |H_e(\Omega)|^2 d\Omega = \frac{\sigma_e^2}{\pi} \int_0^{\Omega_B} |H_e(\Omega)|^2 d\Omega = \frac{2\sigma_e^2}{\pi} \int_0^{\Omega_B} [1 - \cos(\Omega)] d\Omega = \\ &= \frac{2\sigma_e^2}{\pi} [\Omega - \sin(\Omega)]_0^{\Omega_B} = \frac{2\sigma_e^2}{\pi} [\Omega_B - \sin(\Omega_B)] \end{aligned}$$

duke pranuar $\Omega_B = 2\pi B / f_s$ shpejtesia e normalizuar që përkon me kufirin e bandës së sinjalit. Në qoftë se $\Omega_B = 1$ mund të përdorim përafrimin

$$\sin(\Omega_B) \cong \Omega_B - \frac{\Omega_B^3}{6}$$

dhe të shkruajmë:

$$\sigma_{e, sd}^2 = \frac{2\sigma_e^2}{\pi} \cdot \frac{1}{6} \Omega_B^3 = \frac{\sigma_e^2}{3\pi} \cdot \left(2\pi \frac{B}{f_s}\right)^3 = \sigma_e^2 \cdot \frac{\pi^2}{3} \left(\frac{2B}{f_s}\right)^3$$

Në qoftë se, ashtu sikurse është bërë për konvertuesin PCM me mbipërzgjedhje kampionësh, mendojmë se filtri me brez kalimi nga poshtë është ideal dhe ka bandë kaluese B , fuqia e sinjalit është e pandryshueshme dhe raporti sinjal zhurmë maksimale do të jepet nga :

$$\begin{aligned} SNR_{MAX} &= 10\log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right) - 10\log_{10} \left(\frac{\pi^2}{3} \right) + 30\log_{10} \left(\frac{B}{2f_s} \right) = \\ &= 10\log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right) - 10\log_{10} \left(\frac{\pi^2}{3} \right) + 9.03 \cdot R \quad [dB] \end{aligned}$$

Duke futur përsëri në mënyrë të qartë faktorin e mbipërzgjedhjes së kampionëve $k=2^R$.

Shikojmë se kësaj rradhe një dyfishim i frekuencës së përzgjedhjes së kampionëve sjell një përfitim prej 9.03 *decibel* në raportin sinjal zhurmë ose, në mënyrë të barazvlefshme, prej 1.5 *bit* të rezolucionit ekuivalent shtesë.

2.6.3 Modulatorët sigma-delta të një rendi më të lartë

Duke futur në degën e drejtpërdrejtë të zinxhirit të përpunimit analog, të Figura 2.9 një tjetër integruues në kohë diskrete përftohet një modulator sigma-delta i rendit të dytë. Skema me blloqe e modulatorit është paraqitur në figurën e mëpasme.

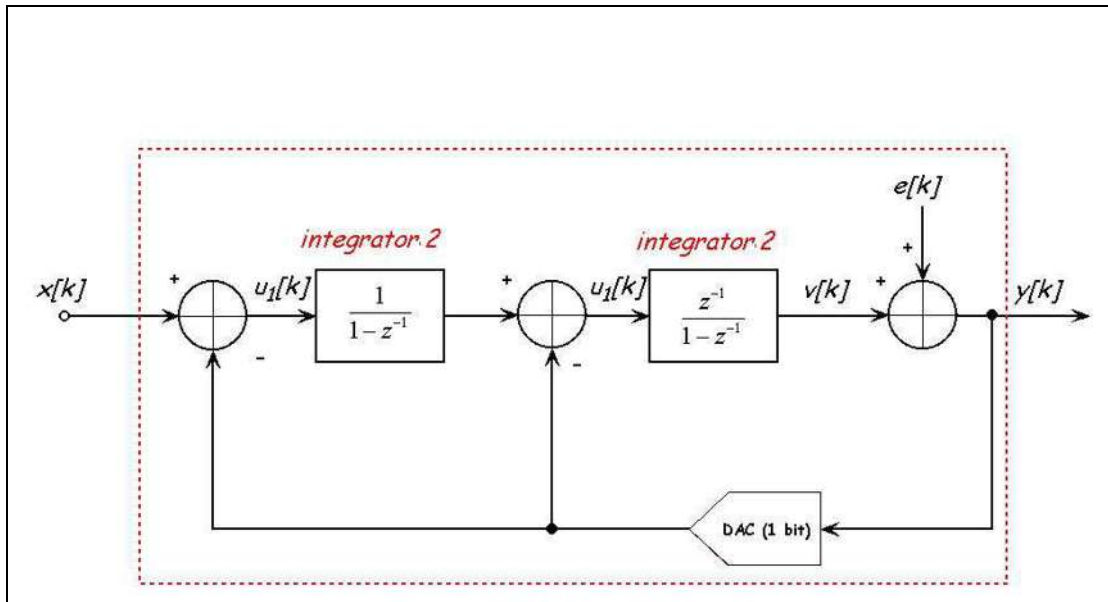


Figura 2.14 - Modulatori sigma-delta i rendit të dytë.

Duke vazhduar saktësisht si në rastin e modulatorit të rendit të parë, përftohet $H_x(z) = z^{-1}$, $H_e(z) = (1 - z^{-1})^2$ dhe

$$SNR_{MAX} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right) - 10 \log_{10} \left(\frac{\pi^4}{5} \right) + 15.05 \cdot R \quad [dB]$$

Dhe kësaj rradhe, për çdo dyfishim të frekuencës së përzgjedhjes së kampionëve, përftohet një rritje prej 15.05 *decibel* në raportin sinjal zhurmë ose, në mënyrë të barazvlefshme, rezolucioni shtohet me 2.5 bit.

Trajtimi i mëposhtem mund të përgjithësohet në rastin e një modulatori të rendit $L \geq 2$; Skema me blloqe e një modulatori të ngjashëm është paraqitur në Figura 2.17. Duke aplikuar rregullat e thjeshtimit arrihet në skemën e thjeshtezuar të paraqitur në Figura 2.15.

Funksioni i transferimit të bllokut në përftohet duke kujtuar relacionin që jep shuma e një numri të fundem elementësh të një serie fuqish:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{L-1} (1 - z^{-1})^k = \frac{1 - (1 - z^{-1})^L}{z^{-1}}$$

dhe, për pasojë, do të përftohet:

$$H_x(z) = \frac{\frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})^L}}{1 + \frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})^L} \cdot \left[\frac{1 - (1-z^{-1})^L}{z^{-1}} \right]} = z^{-1}$$

$$H_e(z) = \frac{1}{1 + \frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})^L} \cdot \left[\frac{1 - (1-z^{-1})^L}{z^{-1}} \right]} = (1-z^{-1})^L$$

Ndërsa raporti sinjal zhurmë maksimale që arrihet të përftohet është dhënë nga relacioni:

$$SNR_{MAX} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right) - 10 \log_{10} \left(\frac{\pi^{2L}}{2L+1} \right) + (6L+3) \cdot R \quad [dB]$$

Figura 2.18 tregon një grafik krahasues të raporteve sinjal/zhurmë që arrihen të përftohen me anën e konvertuesve sigma-delta të rendeve të ndryshme (me rezolucion të ADC-së së brendshme prej 1 *bit*) dhe një konvertuesi PCM me mbipërzgjedhje me $N = 8$ *bit*). Vija horizontale me ngjyrë lejla tregon përveçse SNR për një konvertues PCM pa mbipërzgjedhës me $N = 8$ *bit* gjithashtu bën të mundur të përcaktohet se cili duhet të jetë raporti i mbipërzgjedhjes në një konvertues sigma-delta të një rendi të caktuar për të përfutur të njejtin rezolucion.

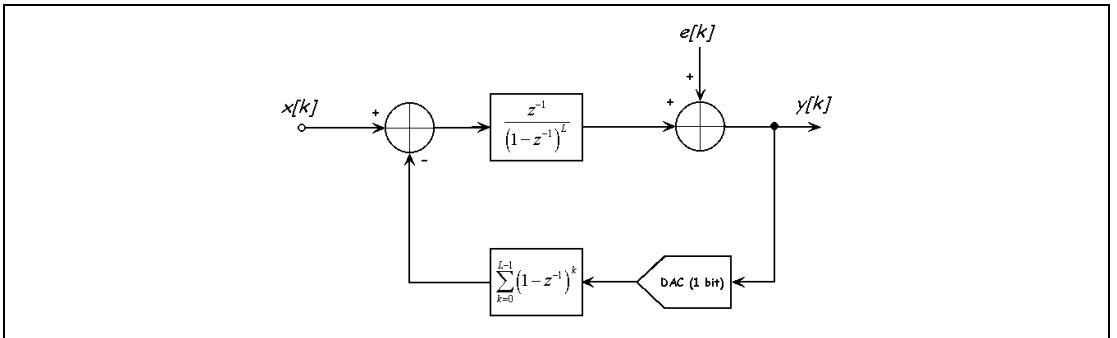


Figura 2.15 – Skema me blloqe e thjeshtëzuar e modulatorit të Figura 2.17.

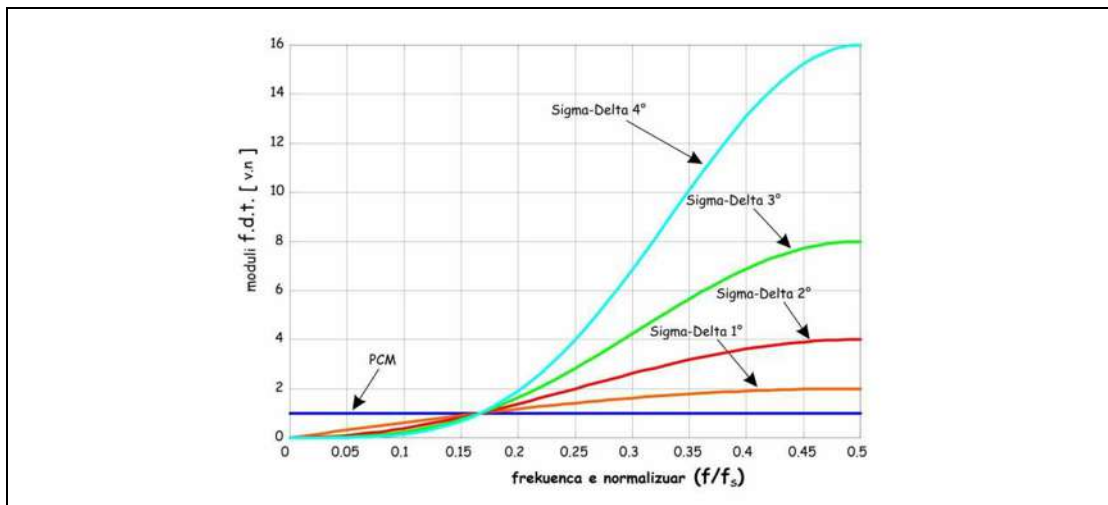


Figura 2.16 – Krahësimi ndërmjet funksioneve të transmetimit të zhurmës së kuantizimit për modulatorë të ndryshëm sigma-delta.

2.6.4 Përshkrimi cilësor i funksionimit të ADC Sigma-Delta

Një modulator sigma-delta mund të nënkuptohet si një konvertues i zakonshëm PCM i pajisur me lidhje te kundert. Ky i fundit bën përpjekje që të bëjë të mundur që dalja $y[k]$ të rezultojë e barabartë me hyrjen $x[k]$. Në qoftë se do t'i referohemi njërit prej cilitdo prej modulatorëve sigma-delta të përshkruar më përpara, kuantizuesi është vetëm me një bit dhe kjo nënkupton që $y[k]$ mund të marrë vetëm dy vlera (ose gjendje) të veçanta që, për thjeshtësi, mund t'i quajmë ± 1 ; Le të përfytyrojmë, se edhe kufiri i veprimit dinamik i $x[k]$ është $[-1, +1]$, kjo do të thotë që dalja e DAC-it (që për hipotezën e bërë mbi kuantizatorin përkon me $y[k]$) nuk do të mundet kurrë të barazojë me saktësi hyrjen, përveç rastit kur ky i fundit nuk merr pikërisht njërin prej dy vlerave ± 1 .

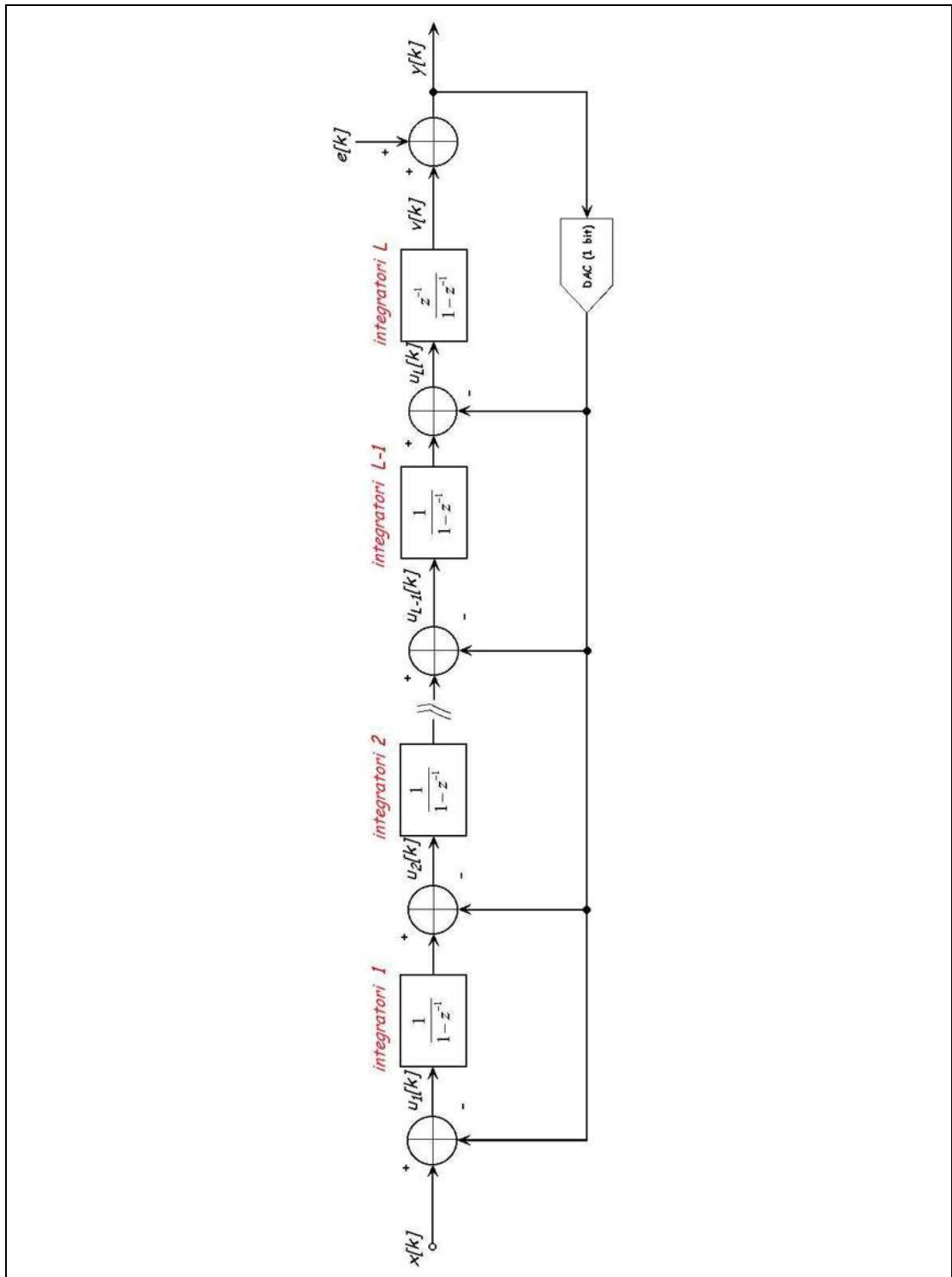


Figura 2.17 - Modulatori sigma-delta i rendit të përgjithshme L .

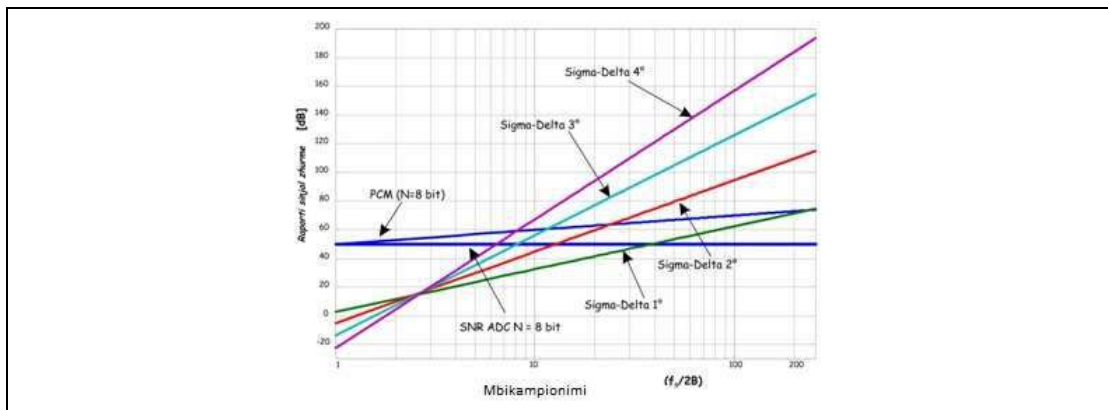


Figura 2.18 – Krahësimi i raporteve S/N të ADC-ve Sigma-Delta të rendeve të ndryshme dhe e konvertuesve PCM.

Për thjeshtësi në trajtim, i referohemi modulatorit të rendit të parë të Figura 2.9. Supozojmë se në hyrje është aplikuar një sinjal i vazhduar vlerash të cilat përfshihen ndërmjet intervalit 0 dhe +1. Në qoftë se do të nisemi nga kushti në të cilin $y[k]=+1$ gabimi $u[k]=x[k]-y[k]$ do të jetë negativ dhe dalja e integratorit do të zvogelohet në mënyrë progresive, derisa të marrë një vlerë negative, gjë që do të detyrojë $y[k]$ të ketë një vlerë të barabartë me -1. Gabimi në hyrje të integratorit, në këtë mënyrë do të kthehet në pozitiv dhe dalja e këtij të fundit do të fillojë të rritet përsëri, deri sa të shkaktojë një permbyrje të re të $y[k]$. Nga ky përshkrim i shkurtër kuptohet se në hyrje të filtrit me brez kalimi të ulët do të jetë i pranishëm një stream bit-ësh, në të cilin dendësia e +1 dhe -1 do të jetë në përpjestim pikërisht me vlerën e hyrjes. Ky lloj i veçantë i kodifikimit është quajtur si *PDM (Pulse Density Modulation)*. Duke marrë një mesatare të një numri të përshtatshëm kampionësh të stream-it të bit-ëve, në dalje të modulatorit, mund të përtohet një përafrim i mjaftueshëm i hyrjes. Në modulatorët sigma-delta operacioni i mesatares është implementuar nga filtri me brez kalimi nga poshtë që normalisht është i llojit FIR (Finite Impulse Response) por që në disa raste është edhe i llojit IIR (Infinite Impulse Response). Meqenëse filtri me baze kalimi nga poshtë e redukton në mënyrë të konsiderueshme bandën e dobishme të sinjalit të daljes, ai është gjithmonë i ndjekur nga një *downsampler* që e pakëson në mënyrë të përshtatshme frekuencën e përzgjedhjes së kampionëve të daljes. [25], [26].

2.6.5 Efektet e kufizimeve të hardware-ve

Në paragrafët e mëparshëm janë përshkruar modulatorët sigma-delta të rendeve të ndryshëm por janë lënë gjithmonë mbasdore efektet e kufizimeve të mundshme që mund të ketë hardware-t e përdorur në zinxhirin e përpunimit analog. Kufizimet e mundshme në modulatorët realë mund të jenë të ndryshme, ata mund të jënë si vijojnë:

- Integratori në degën e drejtpërdrejtë mund të ketë një perfitim(amplifikim) të ndryshëm nga njësia: $g_0 \neq 1$
- DAC-i i degës së lidhjes së kundërt të modulatorit mund të ketë amplifikim $g_{DAC} \neq 1$;

Duke marrë parasysh këta faktorë të rinj në analizën tonë, skema me blloqe e modulatorit të rendit të parë ndryshon ashtu sikurse është paraqitur në Figura 2.19 në vijim. Funkzioni i transmetimit të integratorit është në këtë rast:

$$H_I(z) = \frac{g_{INT} z^{-1}}{1 - \alpha z^{-1}}$$

dhe nxirren me lehtësi edhe funksionet e transferimit të sinjalit dhe të zhurmës :

$$H_X(z) = \frac{g_{INT} z^{-1}}{1 - (g_{INT} g_{DAC} - \alpha) z^{-1}}, \quad H_e(z) = \frac{1 - \alpha z^{-1}}{1 + (g_{INT} g_{DAC} - \alpha) z^{-1}}.$$

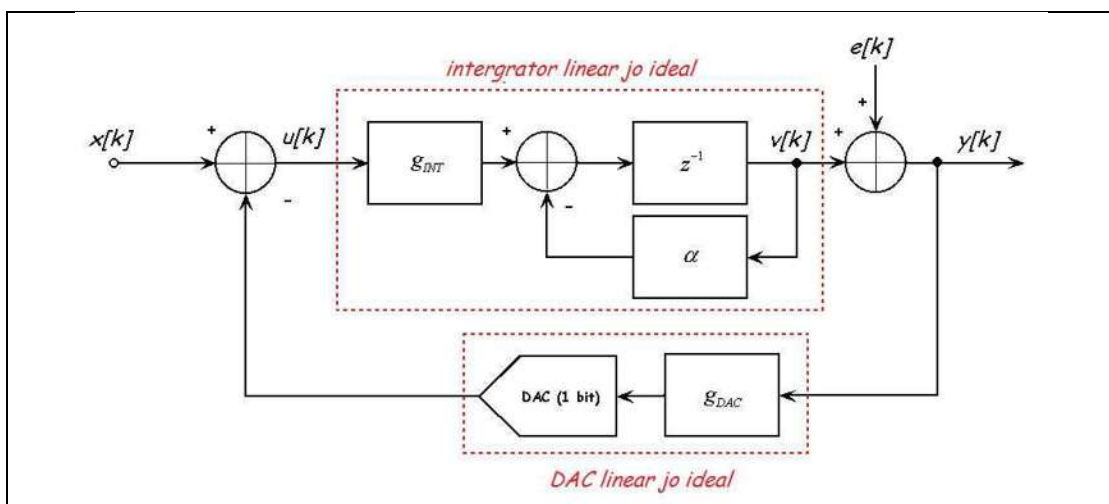


Figura 2.19 – Modulatori Sigma-Delta jo ideal i rendit të parë.

Koeficienti α i humbjes së integratorit është i bashkëlidhur në mënyrë të drejtpërdrejtë me amplifikimin në lak të hapur A të amplifikatorit operacional që përdoret në praktikë j me teknikën e kycjes së kapaciteteve, do të kemi $1 - \alpha$; $\frac{1}{A}$. Mund të verifikohet që emëruesi i $H_e(z)$ fut vetëm një ripple të vogël në sinjalin e daljes dhe mund të mos meret parasysh pa i ndryshuar rezultatet në mënyrë të ndjeshme. Duke llogaritur me këtë thjeshtëzim katrorin e zhurmës së kuantizimit në brezin e dobishme të sinjalit, do të përftohet :

$$\sigma_{e, sd}^2 = \sigma_e^2 \left(\frac{2B}{f_s} \right) \cdot \frac{1}{A^2} + \alpha \sigma_e^2 \frac{\pi^2}{3} \left(\frac{2B}{f_s} \right)^3$$

Shikojmë kështu që, në qoftë se aplifikimi A dhe faktori i mbipërzgjedhjes së kampionëve janë shumë të lartë, zhurma e kuantizimit nuk pëson përkeqësime të medha për shkak të humbjeve në integrator. Vërejmë, gjithashtu, me qëllimin që modulatori të jetë i qëndrueshëm, poli i vetëm i funksioneve të transmetimit të sinjalit dhe të zhurmës duhet të mbahet në rethin unitar të *planit* z dhe për këtë duhet të jetë $1 < g_{INT} g_{DAC} < 1 + \alpha$; 2 në qoftë se α është shumë afer njësisë Ky i fundit nuk është një detyrim i veshtirë dhe arrihet të përmbushet me lehtësi.

Shkaqe të tjera të joidealitetit mund t'i detyrohen kuantizatorit, i cili mund të ketë një offset dhe një jolinearitet jo zero dhe mundet të fusë edhe një zhurmë shtesë përveç asaj të kuantizatorit e/k . Për vlera të zakonshme të këtyre parametra në pajisjet reale, funksioni i *noise-shaping* i modulatorit i zbut në mënyrë të mjaftueshme efektet negative që shkaktohen prej tyre.

Efekte të joidealitetit që shpesh nuk mund të mos lihen mbas dore janë ato që i detyrohen strukturës së sistemit jolinear me lidhje të kundert të modulatorit. Ky është shkak i shfaqjes të toneve sinusoidale të pastër me frekuencë që janë funksion i nivelit të hyrjes. Modulatorët sigma-delta të rendit të parë dhe të dytë janë ata që paraqesin tone të një amplitude më të madhe në krahasim me modulatorët e rendeve më të lartë dhe kjo gjë pengon aplikimin e tyre në pajisje që janë të paracaktuara për përpunimin e sinjaleve audio. Për këto arsye, në praktikën e aplikimeve, modulatorët sigma-delta me kuantizator me një bit të vetëm të disponueshëm për aplikimet audio janë në një rend më të pakta e barabartë me tre. [22],[23],[24].

2.6.6 Modulatorët sigma-delta me kuantizatorë multibit

Në paragrafët e mëparshëm janë trajtuar vetëm modulatorët sigma-delta me kuantizatorë me një bit të vetëm. Por në praktikën e aplikimeve janë të disponueshëm edhe modulatorët me kuantizatorë multibit. Modulatorë të tillë bëjnë të mundur që të përfitohen rezultate të mira për frekuenca të njëjta të përzgjedhjes së kampionëve ose, të njëjtat rezultate, por me frekuenca më të ulëta të përzgjedhjes së kampionëve. Sigurisht, në një modulator me kuantizator multibit edhe DAC-i duhet të jetë multibit dhe me gjerësi “fjale” të barabartë me atë të kuantizatorit.

Modulatorët me kuantizatorë multibit i përshtaten më shumë modelit të linearizuar të thjeshtëzuar për analizën e zhurmës së kuantizimit dhe shfaqin probleme më të vogla të toneve të pastër. Ata paraqesin edhe disa dizavantazhe: për shembull, për ta kërkohet hardware-i i post-përpunimit (filtrimi dhe reduktimi) shumë më kompleks sesa ai që është i nevojshëm për modulatorët me një bit të vetëm. Në këtë rast, do të jenë të nevojshëm shumëfishuesit multibit. Përveç kësaj, lineariteti i kuantizatorëve dhe i DAC-ëve multibit kontrollohen jo me aq lehtësi dhe kjo mund të shkaktojë keqësim të madhë të rezultateve.

2.7 Krahësimi i Arkitekturave

Nga sa është thënë në paragrafët e mëparshëm në përgjithësi, konvertuesit me rezolucion të lartë kanë banda kaluese relativisht të reduktuara (konvertuesit e llojit SAR) dhe, anasjelltas, konvertuesit me rezolucion të ulët kanë banda kaluese më të larta konvertuesit e llojit Flash. Të gjitha teknologjitë realizuese që janë analizuar deri këtu, në të vërtetë, përcaktojnë një kompromis ndërmjet rezolucionit dhe bandës kaluese; as konvertuesit e sofistikuar *Sigma-Delta* nuk bëjnë përjashtim nga ky rregull edhe pse përdorin frekuenca të brendshme për përzgjedhjen e kampionëve shumë më të larta sesa frekuenca efektive e jashtme e përzgjedhjes së kampionëve. Figura 2.20 tregon në mënyrë skematike vendin e vendosjes së llojeve të ndryshme të konvertuesve në një diagram cilësor në planin e *frequencës së përzgjedhjes së kampionëve – rezolucionit* ([21]).

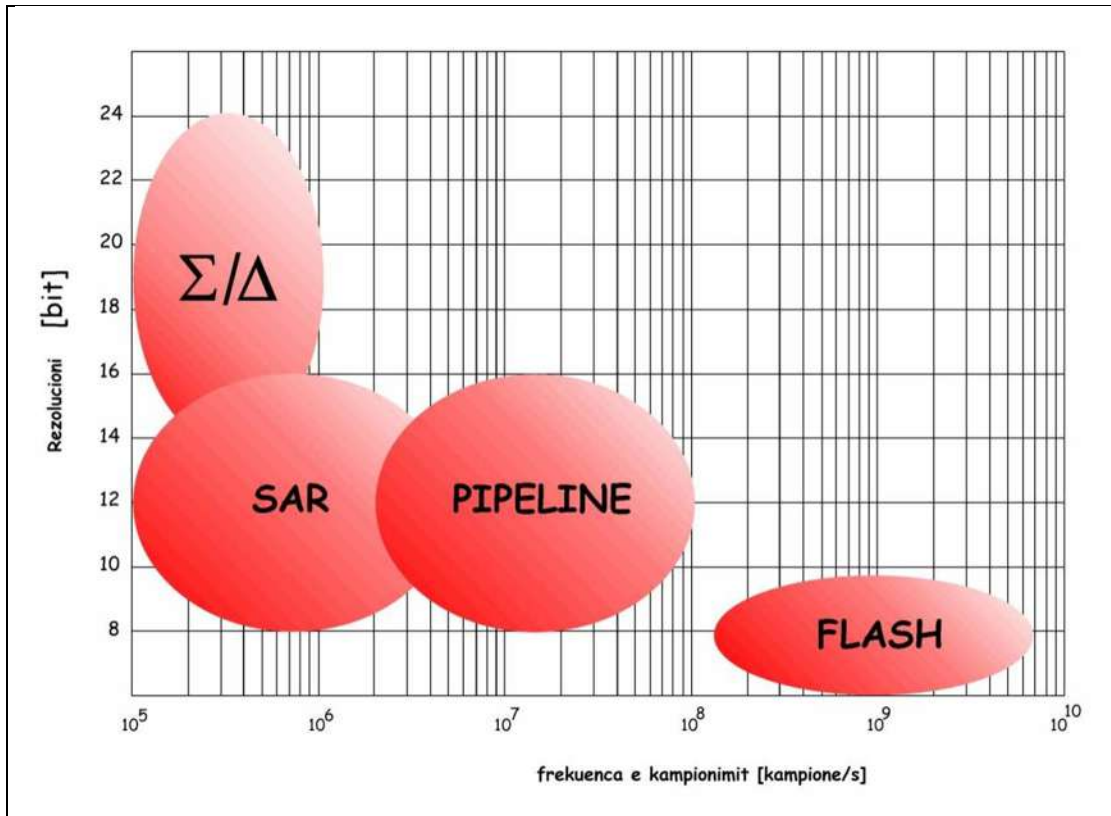


Figura 2.20 – Diagrama e krahasimit ndërmjet llojeve të ndryshme të ADC-ve.

Në figurë gjerësia vertikale të ratheve për teknologjitë të ndryshme, tregojnë rezolucionet minimale dhe maksimale me të cilat ato janë realizuar. Ndërsa gjerësia horizontale, tregojnë frekuencat tipike të përzgjedhjes së kampionëve. Por zhvillimi i vazhdueshëm i teknologjive realizuese i bën të pasakta diagramat e këtij lloji ato duhet të kuptohen vetëm si tregues krahasues të përgjithshëm.

KAPITULLI 3

Parametrat karakteristikë të ADC-ve

Hyrje

Duke shfletuar një katalog të çfarëdoshëm të një prodhuesi të konvertuesve analog/numerik ose të një flete të dhënash (data-sheet) të çfarëdoshëm të një produkti të veçantë, mund të gjenden terma të shumtë teknikë, të cilët shumë shpesh jepen në formën e shkurtimeve të vështira për t'u interpretuar. Ata shprehin numerikisht rezultatet dhe që do ti duhen një projektuesi hardware-sh analog/numerik që të zgjidhe pajisjen më të përshtatshme për aplikimin e tij. Sidoqoftë, përdorimi i termave jo standard, ashtu sikurse edhe i kushteve të provës jo të njëtrajtshme për përfitim të rezultateve të specifikuara, shpesh krijon vështirësi të konsiderueshme në interpretimin e të dhënave të vëna në dispozicion, ashtu sikurse edhe në vlersimin e një krahasimi të rezultateve ndërmjet pajisjeve të prodhuesve të ndryshme.

Të shumta kanë qenë dhe vazhdojnë të jenë edhe tani përpjekjet në nivel ndërkombëtar për të njësuar terminologjinë dhe mënyrat e testimeve të ADC-ve si : IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-To-Digital Converters 1241-2000 [30], IEEE Std 1057-2007 (Revision of IEEE 1057-1994) Standard for Digitizing Waveform Recorders, [31] IEC 60748-4-3 First edition 2006-08: Interface integrated circuits – Dynamic criteria for ADC, [32] IEC 62008 First edition 2005-07: Performance characteristics and calibration methods for digital data acquisition

systems and relevant software” [33], të botuara nga *IEEE (Institute of Electric and Electronic Engineers)*, instituti i njohur amerikano-verior i cili prej disa dhjetëvjeçarësh e zhvillon aktivitetin e vet në sektorë teknologjikë nga më të ndryshmit si organizëm që propozon dokumente standard që më mbrapa merren në shqyrtim nga Trupat e Standarteve kombëtare dhe ndërkombëtare. Këto të fundit, shpesh, i pranojnë dhe i zbatojnë ato, në pjesën më të madhe të rasteve, me pak ose me asnjë ndryshim.

Në këtë kapitull do të paraqitet një trajtim i përshtatshëm i parametrave të ndryshëm të gabimeve karakteristike të ADC-ve dhe do të bëhen përpjekje për të treguar, atje ku do të jetë e mundur, nomenklaturat e ndryshme ekzistuese për një parametër të caktuar; për një trajtim të njësuar, parametrat e ndryshëm janë grupuar në *statikë* (ose *në DC*) dhe *dinamikë* (ose *në AC*). Të parët specifikojnë rezultatet e pajisjes kur sinjali i hyrjes ka frekuencë zero ose sidoqoftë më të reduktuar në krahasim me bandën kaluese të dobishme; të dytët specifikojnë rezultatet e pajisjes kur frekuenca e sinjalit të hyrjes është e krahasueshme me bandën e dobishme. Bën përjashtim nga ky klasifikim *gabimi i kuantizimit*, i cili është gabimi i parë dhe i pashmangshëm i shkaktuar nga procesi i shndërrimit nga analog në numerik; kështu që ai do të trajtohet në mënyrë të veçantë, në paragrafin e dytë të këtij kapitulli.

3.1 Saktësia e Sistemit (System Accuracy)

Në kërkimin e një ADC-je për ta përdorur në një sistem matjeje, sigurisht që ka një rëndësi themelore të dihet dhe të vlerësohet saktësia që ai garanton. Meqenëse kjo varet nga faktorë të shumtë, secilit prej të cilëve i është bashkuar një fenomen i përcaktuar ose një pjesë përbërëse e sistemit, kjo saktësi tregon tregohet zakonisht me emërtimin *Saktësia e Sistemit (System Accuracy)*. Dy janë metodat që përdoren më gjerësisht në praktikën e aplikimeve për vlerësimin e këtij treguesi të rëndësishëm të rezultateve: metoda e gabimit mesatar kuadratik dhe metoda e rastit më të keq. Metoda e parë merr parasysh rrënjën katrore të shumës së katrore të të gjitha termave të gabimit, ndërsa metoda e dytë merr parasysh shumën e vlerave absolute të termave të veçantë. Që të dyja këto metoda kanë vlerat dhe të metat e veta: e para garanton një vlerësim të mirë të saktësisë përfundimtare në rastin e kontributeve të gabimit të koreluara ndërmjet tyre,

ndërsa e dyta bën të mundur që të përcaktohet pasaktësia maksimale e sistemit në çfardo kushtesh pune dhe, normalisht, jep një mbivlerësim (në disa raste edhe të tepruar) të gabimit përfundimtar.

Duke u nisur nga kekesat specifike të saktësisë së kërkuar është e mundur që të përcaktohet numri i bit-ëve ose rezolucioni i ADC-së që duhet të përdoret. Për këtë qëllim është e mjaftueshme që të llogaritet logaritmi në bazën 2 të inversit të rezolucionit të shprehur në bazën 10. Për shembull, në qoftë se për një aplikim kërkohej një saktësi sistemi (system accuracy) prej 0.1%, rezolucioni i shprehur në bazën 10 është i një pjese mbi 1000 ($1/1000$) pra rezolucioni i ADC duhet të jetë: $N > \log_2(1000) = 9.96$. Domethënë, numri i bit-ëve duhet të jetë të paktën i barabartë me 10. Në të vërtetë, ashtu sikurse do ta shikojmë me hollësi, në paragrafin 3.4.2, ai që përllogaritet në këtë mënyrë nuk është numri i bit-ëve nominalë të konvertuesit, por numri i bit-ëve efektivë ose ENOB (*Effective Number Of Bits*).

3.2 Gabimi i kuantizimit

Le të rimarrim modelin e jolinearizuar të një kuantizatori ideal, të paraqitur tashmë që më përpara në paragrafin 1.3. Në atë paragraf kemi thënë që jolineariteti i fortë i karakteristikës së shdërimit të një kuantizatori nuk bën të mundur që të kryhet një analizë e thjeshtë e sjelljes së tij por që me disa hapa mund të arrihet që të drejtohet analiza tek ajo e një sistemi linear. Modelohet kuantizatori si një burim gabimi (ose zhurme) shtesë mbi serinë e impulseve në hyrje të tije që mbërrijnë nga përzgjedhësi i kampionëve, ashtu sikurse është treguar në mënyrë skematike në Figura 3.1. Nga kjo figurë shikojmë që mund të shkruajmë :

$$n[k] = y[k] - x_c[k]$$

për një kuantizator njëdrejtimesh me karakteristikën e llojit mid-tread, ecuria e $n[k]$ në funksion të hyrjes është ajo e paraqitur në diagramën e Figura 3.2.

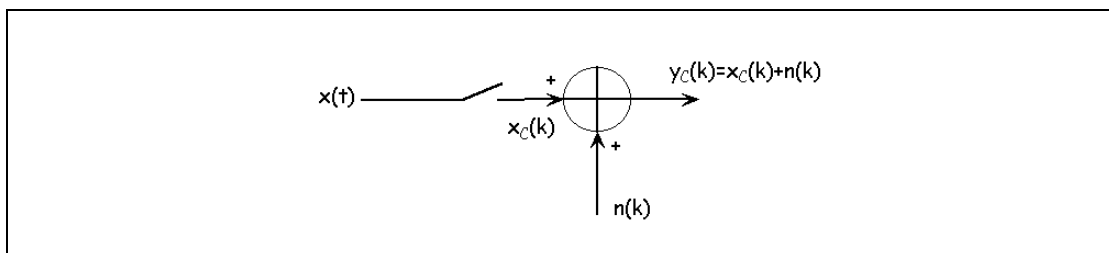


Figura 3.1 – Modeli i linearizuar i një kuantizatori.

Kemi thënë që vlejné kushtet si më poshtë vijnë :

- Seria $n[k]$ është rezultati i përzgjedhjes së kampionëve të një procesi të rastësishëm të pandryshueshëm;
- $n[k]$ nuk është e koreluar me serinë $x_c[k]$;
- funksioni i densitetit probabilitar të gabimit është i njëtrajtshëm në kufijte e gabimit të kuantizimit, domethënë në intervalin $[-1/2 \text{ LSB}, +1/2 \text{ LSB}]$;

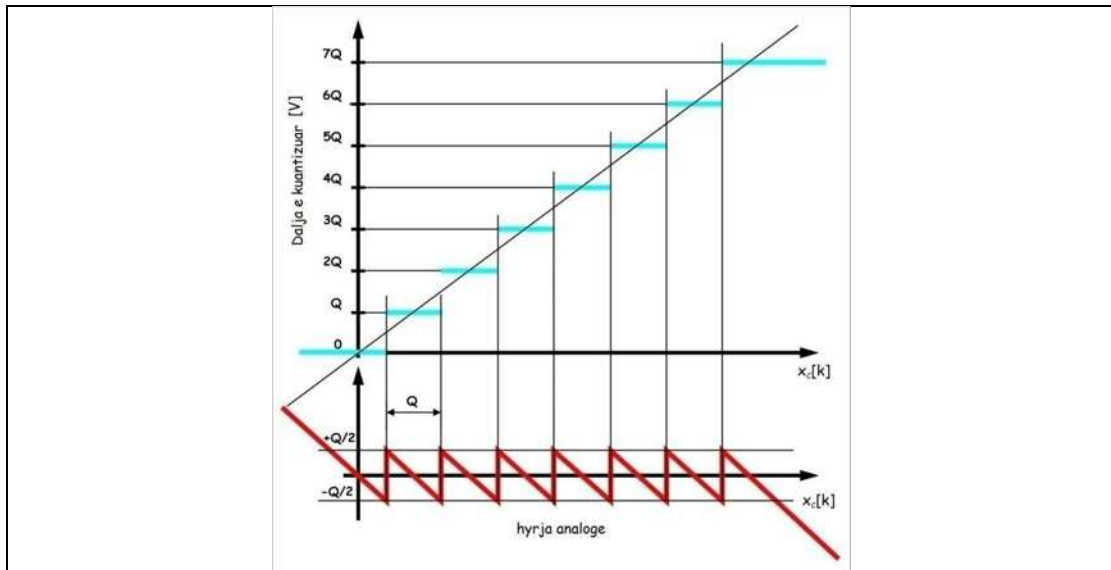


Figura 3.2 – Ecuria e gabimit të kuantizimit (e copëzuar, me ngjyrë të kuqe) për një ADC me 3 bit me karakteristikë të llojit mid-tread⁸.

Vërejmë se gabimi i kuantizimit divergjon në mënyrë pozitive apo negative kur sinjali i hyrjes del nga kufijte e veprimit dinamike e ADC-së. Në qoftë se do të lemë mënjane këto segmente, përllogaritja e vlerës efektive të gabimit të kuantizimit σ_n është (të krahasohet Figura 3.3):

⁸ SHËNIM: në këtë figurë, dalja e kuantizuar konsiderohet tashmë e shkallëzuar në kufirin e veprimit dinamik të hyrjes së ADC-së.

$$\begin{aligned}
\sigma_n &= \sqrt{\frac{1}{Q} \int_0^Q \left(\frac{Q}{2} - x \right)^2 dx} = \sqrt{\frac{1}{Q} \int_0^Q \left(\frac{Q^2}{4} - Qx + x^2 \right) dx} = \\
&= \sqrt{\frac{1}{Q} \left[\frac{Q^2}{4} x - \frac{Q}{2} x^2 + \frac{1}{3} x^3 \right]_0^Q} = \sqrt{\frac{1}{Q} \left[\frac{Q^3}{4} - \frac{Q^3}{2} + \frac{Q^3}{3} \right]} = \\
&= \frac{Q}{2\sqrt{3}}
\end{aligned}$$

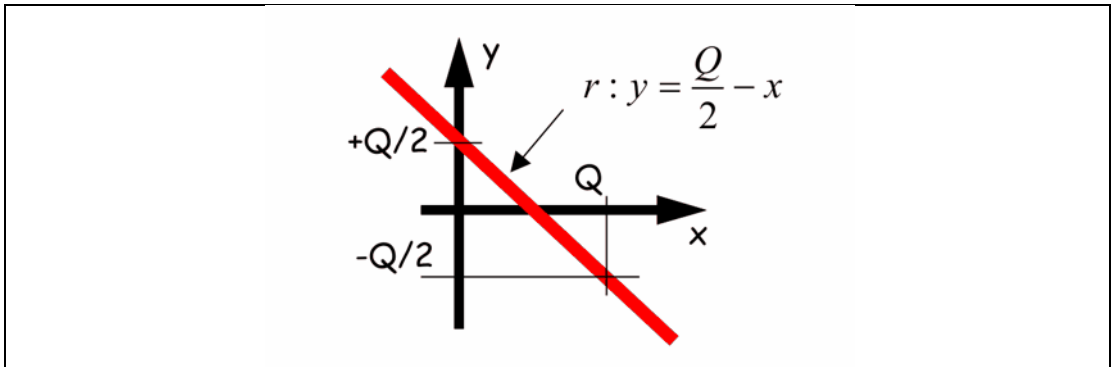


Figura 3.3 – Llogaritjen e vlerës efektive të gabimit të kuantizimit.

Në kapitullin e parshëm kemi gjetur se, nëse në zinxhirin e shderimit, zhurma e vetme do të ishte ajo e kuantizimit raporti sinjal zhurmë maksimale i përftuar nga një konvertues me N bit do të ishte:

$$SNR_{MAX} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2} \right) = 6.02 \cdot N + 1.76 \quad [dB]$$

Me perafirimet që janë bërë mbi karakteristikan e gabimit të kuantizimit, verifikohet në zonen e frekuencës prania e një “tapeti zhurmë” (*noise floor*), ose më saktë, të një zhurmë me dendësi fuqie të njëtrajtshme (*zhurmë e bardhë*) dhe fuqi të përgjithshme të barabartë me vlerën efektive të përlogaritur më sipër. Dendësia e fuqisë është e njëtrajtshme në intervalin e vlerave të frekuencës $[0, f_s/2]$, ku f_s është frekuenca e përzgjedhjes së kampioneve e përdorur nga përzgjedhësi i

kampionëve. Sikurse kemi analizuar në paragrafin 2.6, ky rezultat shfrytëzohet në konvertuesit PCM me mbipërzgjedhje të kampionëve dhe në konvertuesit e llojit Sigma-Delta për të përfutur një rritje të rezolucionit duke kryer një filtrim numerik të serisë së përfutur nga mbipërzgjedhja e kampionë të sinjalit të hyrjes me një frekuencë shumë më të lartë sesa ajo minimale e imponuar nga teorema e përzgjedhjes së kampionëve e Shannon-it.

Është mirë që të mbahet gjithmonë parasysh që ky relacion ka thjesht vlerë formale, duke qenë se shkaqet e joidealitetit të një konvertuesi janë të shumëllojshme dhe që të gjitha kontribuojnë për të ulur raportin sinjal zhurmë efektive. Relacioni i mëparshëm, ka vetëm kuptimin e një kufiri teorik të pakapërcyeshëm dhe mundet të shërbejë vetëm në një fazë të parë të vlerësimit të rezolucionit minimal që një konvertues duhet të ketë për të përmbushur kërkesat e një aplikimi të caktuar.

3.3 Parametrat kryesorë të pandryshueshëm (statike)

Saktësia e një ADC-je varet nga një numër i konsiderueshëm faktorësh dhe që të gjithë duhet të merren parasysh, qoftë që të mund të kryhet një krahasim i rezultateve ndërmjet dy apo më shumë ADC-ve, qoftë për të bërë të mundur që të përllogaritet saktësia e përgjithshme e shndërrimit (*System Accuracy*). Njohja e kësaj të fundit, për shembull, është e domosdoshme për vlerësimin e pasigurisë së matjes së një instrumenti që përmban ADC-në. [29],[30].

Në vlerësimin e rezultateve të një ADC-je është me vend që të nisemi nga marrja në shqyrtim e parametrave të saj të pandryshueshëm që janë : *jolineariteti diferencial (DNL)*, *jolineariteti integral (INL)*, *gabimi i fitimit*, *gabimi i offset-it*, *qëndrueshmëria e tensionit referues*, të rëndësishme mund të jenë edhe *efektet e variacioneve termike*. Jo më pak të rëndësishme janë edhe karakteristikat në rryme alternative, por, meqenëse për ato, në pjesën më të madhe të rasteve, nuk ekziston një mënyrë e vetme e përshkrimit të tyre , mund të jetë e vështirë që të kryhet një krahasim ndërmjet disa pajisjeve, duke u nisur pikërisht nga këto.

Për zgjedhjen e një ADC-je për një aplikim të caktuar, është me vend që të nisim duke përzgjedhur pajisjet e prodhuesve të ndryshëm që i përmbushin karakteristikat bazë, të cilat janë: *teknologjia e prodhimit*, *tensioni i ushqimit*, *kufiri dinamik*, *rezolucioni teorik*, *numëri i kanaleve*, *frekuenca e përzgjedhjes së*

kampionëve, etj. Me pas kalohet në krahasimin e karakteristikave në rrymën e vazhduar dhe përfundohet me atë të karakteristikave në rrymën alternative, duke u përpjekur, në qoftë se është e nevojshme, që të sillen përsëri këto të fundit në të njëjtat kushte të provës. Në disa raste për ato aplikime ku mund të kërkohet një gabim i përgjithshëm shumë i vogël dhe për të cilat kostoja është përgjithësisht një faktor jo i një rëndësie parësore, mundet të kryhen testime paraprake mbi vetë pajisjet.

3.3.1 Jolineariteti diferencial (DNL)

Jolineariteti diferencial (*DNL, Differential Nonlinearity*) mat shtrembërimin e gjerësive të veçanta të 2^N-1 intervale në të cilat është ndarë kufiri i veprimit dinamik të hyrjes së një ADC-je. Ku me N është shënuar numrin e bit-ëve ose rezolucioni i konvertuesit. Intervalet në një ADC ideale janë që të gjithë të barabartë ndërmjet tyre ose nivelet e pragut të kuantizatorit ndodhen të vendosura në largësi të barabarta nga njëra – tjetra në të gjithë rrezen e veprimit dinamik të hyrjes. Në Figura 3.4 është paraqitur karakteristika e I/O e pandryshueshme për një ADC me karakteristikë të llojit mid-tread, hyrje njëpolëshe dhe kodifikim në seri binare të pastër. E shprehur në volt gjerësia e këtyre intervaleve është $Q^{id} = V_{REF} / (2^N - 1)$, duke qenë V_{REF} tensioni i referimit të ADC-së që përkon, të paktën normalisht, pikërisht me rrezen dinamike të këtij të fundit.

Duke marrë t_k ($k \in [0, 2^N - 2]$) niveli e k -te te pragut të karakteristikës së shdërimit të ADC-së reale, Figura 3.6, gjerësitë e intervaleve realë të kuantizimit janë dhënë nga:

$$Q_k = t_{k+1} - t_k \quad [V] \quad k \in [0, 2^N - 3]^9$$

dhe jolineariteti diferencial i kalimit k të kuantizimit është përcaktuar si :

$$DNL_k = Q_k - Q^{id} = t_{k+1} - t_k - \frac{V_{REF}}{2^N - 1} \quad [V] \quad k \in [0, 2^N - 3]$$

⁹ Ky trajtim nuk është i vlefshëm vetëm për kuantizatorin me $N=1$ bit, që është vetëm një krahasues i thjeshtë. Për të jolineariteti shprehet si offset-i i pragut të vetëm të tranzicionit.

Ashtu sikurse edhe madhesi të tjera të ndryshme që kanë të bëjnë me ADC-të, shpesh DNL është dhënë në njësi *LSB* (*Least Significant Bits*) ose më saktë, është e normalizuar sipas gjerësisë së hapit të kuantizimit:

$$DNL_k|_{LSB} = \frac{Q_k - Q^{id}}{Q^{id}} = \frac{(t_{k+1} - t_k) \cdot (2^N - 1)}{V_{REF}} - 1 \quad k \in [0, 2^N - 3] \quad [LSB]$$

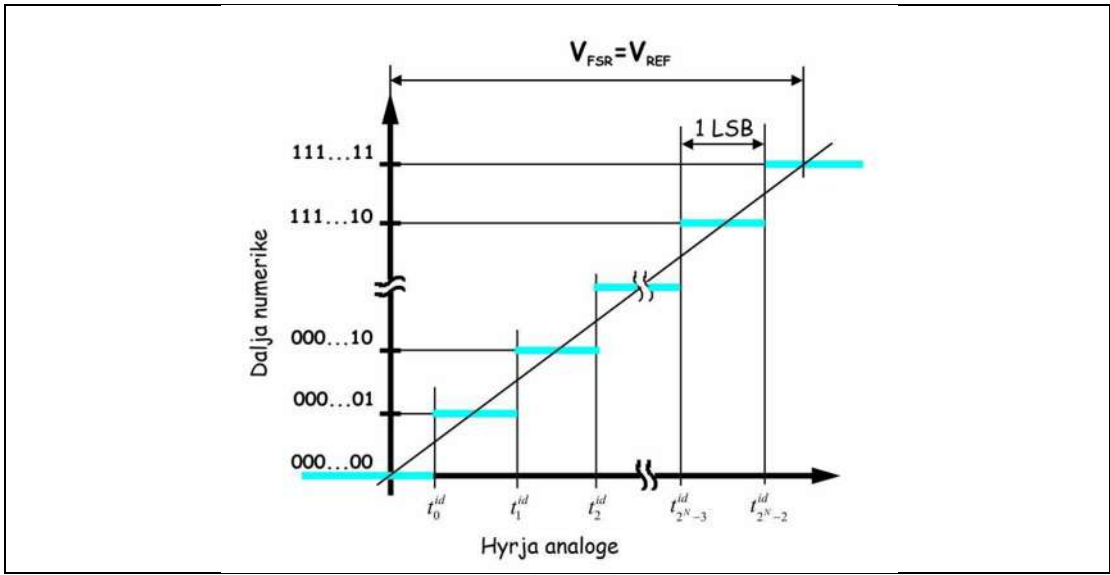


Figura 3.4 - Karakteristika e shdërimit statik të një ADC-je ideale; madhesite t_k^{id} ($k \in [0, 2^N - 2]$) tregojnë nivelet ideale të pragut të kuantizatorit.

Për kuantizatorin ideal të Figura 3.4, nivelet ideale të pragut mund të përlllogariten me lehtësi:

$$t_k^{id} = \left(k + \frac{1}{2}\right) \cdot Q^{id} \quad [V] \quad \Leftrightarrow \quad t_k^{id}|_{LSB} = k + \frac{1}{2} \quad [LSB]$$

dhe dalja e ADC-së mund të shprehet në mënyrë analitike si :

$$y^{id}(x) = \left\{ \left\lfloor \frac{x}{Q^{id}} \right\rfloor + \frac{1}{2} \right\} \cdot Q^{id} \quad [V]^{10}$$

Sigurisht, për një ADC të caktuar nuk jepen që të gjitha $2^N - 2$ DNL_k ose nivelet e pragut sepse ato (ashtu sikurse pjesa më e madhe e parametrave të pajisjeve me qarqe të integruara), ndryshojnë (të paktën pjesërisht) në mënyrë të rastësishme nga njëra pajisje në tjetrën.

Në disa raste, prodhuesit japin një grafik të jolinearitetit diferencial në funksion të kodit të daljes, ashtu sikurse është paraqitur në Figura 3.5. Grafikë si ky mund të duken si mbivendosje e një modeli referimi (pattern) periodik karakteristik i teknologjisë së realizimit dhe e një modeli të rastësishëm që varet nga ndryshimet parametrike. Në grafikun e Figura 3.5 modeli periodik nuk është i dallueshëm, për shkak të numrin e lartë të kodeve të daljes.

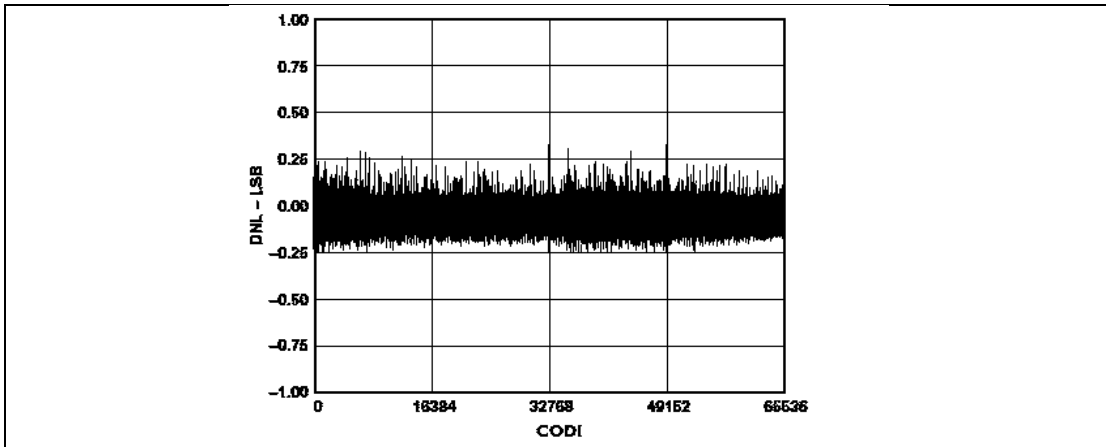


Figura 3.5 – Grafiku i DNL-së tipike të një ADC-je tregtare me 16 bit (Analog Devices AD7671, [34])

Ajo që jepet normalisht në fletët e të dhënave të ADC-ve tregtare është vlera maksimale absolute e jolinearitetit diferencial dhe është e rëndësishme që ajo të rezultojë $< 1 \text{ LSB}$ përndryshe, njëri ose disa kode daljeje do të mungonin, në kuptimin që një sinjal me ritje të njëtrajtshme në madhesi në mënyrë të tillë që e ngacmon ADC-në në të gjithë rrezën e vet të veprimit dinamik (për shembull, një sinjal me pjerrësi lineare e amplitude pik-pik, të barabartë me V_{FSR}) dhe me frekuencë mjaftueshmërisht të ulët (e tillë që nuk stimulon sjellje dinamike të

¹⁰ Simboli $\left\lfloor \cdot \right\rfloor$ tregon funksionin floor(.), ose funksionin që kthen mbrapsh një përafrimin të plote më të afërt të ndryshimit të hyrjes.

pajisjes) do të shkaktonte “kapërcimin” e një ose disa prej 2^N kodeve të mundshme të daljes. Për të treguar praninë e të gjithë kodeve të dalje në kushte testimi, ashtu sikurse sapo është përshkruar, në fletët e të dhënave të ADC-ve shpesh DNL është paraqitur si “no missing codes”, domethënë:

$$DNL \stackrel{\text{def}}{=} \max_{k \in [0, 2^N - 3]} |DNL_k| < 1 \text{ LSB} \quad \Leftrightarrow \quad \text{"no missing codes"}$$

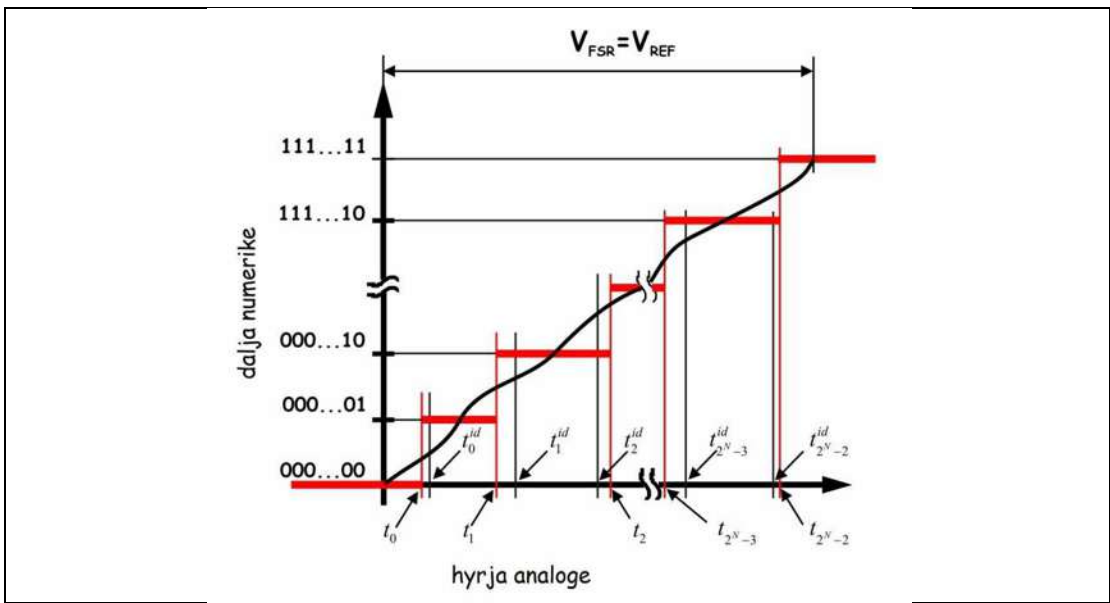


Figura 3.6 – Karakteristika statike e I/O të një ADC-je reale; nivelet reale të pragut janë treguar me t_k ($k \in [0, 2^N - 2]$).

3.3.2 Jolineariteti integral

Jolineariteti integral (INL, *Integral Nonlinearity*) është përcaktuar si diferenca ndërmjet karakteristikës së shdërimit real të ADC-së së pastruar nga gabimet e offset-it dhe të amplifikimit dhe drejtëza e përafëruar që kryen funksionin e karakteristikës së referimit, ose më saktë atë që kalon nëpërmjet pikave mesatare të shkallëve të karakteristikës së ADC-së ideale. Në qoftë se karakteristika ideale është e llojit *mid-tread*, kjo drejtëzë kalon nga origjina dhe ka pjerrësinë një.

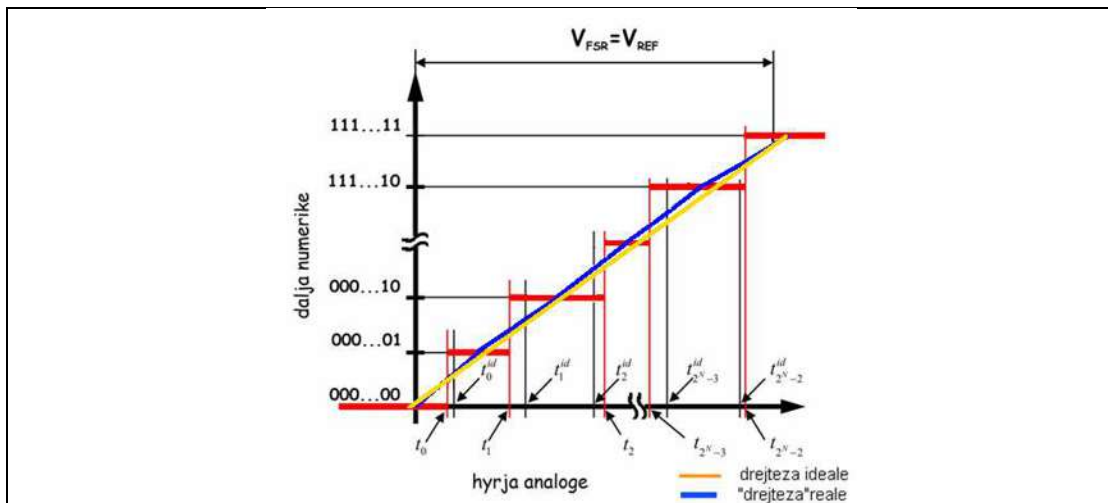


Figura 3.6.a Karakteristika “reale” dhe ideale e INL.

Përpara se të mund të kryejmë krahasimin ndërmjet karakteristikës së shdërimit real dhe asaj ideale është e nevojshme që të pastrohet e para nga gabimet e offset-it dhe i fitimit (aplikimit) që janë gjithmonë të pranishme. Kjo do të thotë se duhet të heqim në mënyrë paraprake karakteristikës reale një term konstant, *gabimi i offset-it* O , dhe një term proporcional në hyrje, *gabimit të fitimit* ΔG . [50]

Vlerësimi i të dyve këtyre madhesive mund të realizohet ose me metoda numerike iterative, duke kërkuar një drejtëzë përafëruese të karakteristikës reale që të minimizojë një indeks të përshtatshëm të gabimit, qoftë në mënyrë analitike. Për fat të keq nuk ekziston një mënyrë e vetme për përkufizimin e kësaj drejtëze përafëruese dhe kjo do të thotë se gabimet e offset-it, të fitimit dhe të jolinearitetit integral do të varen nga metoda e vlerësimit që është zgjedhur. Ky është njëri prej problemeve për të cilët kemi folur në fillim ku shpesh nuk ekziston një mënyrë e vetme në të cilën vlerat e disa parametrave janë përcaktuar dhe/ose janë vënë në dukje nga prodhuesit e ndryshëm.

Në rastin e *INL*-se përkufizimet më të përhapura për drejtëzën interpoluese janë në thelb dy: e para merr parasysh drejtëzën që bashkon dy pikat ekstreme të karakteristikës reale dhe është quajtur *drejtëza e ekstremeve*, e dyta merr parasysh drejtëzën që minimizon gabimin mesatar kuadratik ndërmjet kësaj dhe karakteristikës reale. Drejtëza e vlerësuar në këtë mënyrë të fundit është quajtur

drejtëza më e mirë interpoluar sipas kuadratëve më të vegjël dhe algoritmi numerik i dobishëm për kërkimin e tij mund të gjendet me lehtësi.

Në dokumentacionin teknik të një ADC-je si tregues i *INL*-së jepet normalisht vlera maksimale e modulit të ndryshimit ndërmjet karakteristikës reale të pastruar nga gabimet e offset-it dhe të fitimit dhe karakteristika ideale. Ajo shprehet në mënyra të ndryshme: në *LSB*, në përqindjen e fundit të shkallës (*%FSR* ose *%FSO*) ose edhe në pjesë për milion (*ppm*) që gjithmonë i referohen fundit të shkallës. Për ADC-të me precizion të lartë shpesh janë dhënë edhe ecuritë tipike të *INL*-së në funksion të kodit të daljes. Në Figura 3.7 dhe në Figura 3.8 janë paraqitur ecuritë e *INL*-ve të dy ADC-ve të mara nga të dhënat e prodhuesit të tyre Analog Devices. Në qoftë se mendohet për kurbën e *INL*-së si për një sinjal funksioni të kohë reale, mund të thuhet se ajo paraqet një përmbajtje luhatjesh sinusoidale harmonike me bandë të gjerë që i është mbivendosur një numri të fundem luhatjesh sinusoidale harmonike mbizotëruese.

Është e rëndësishme edhe që të mbahet mirë parasysh që *DNL*-ja dhe *INL*-ja janë dy mënyra të ndryshme për të treguar të njëjtin fenomen: variacionin e rastësishëm të pozicionit të niveleve të pragut të një ADC-je. Sidoqoftë, disa fenomene që çfaqen gjatë funksionimit të një ADC-je mund të përshkruhen me lehtësisht kur merret parasysh *DNL*-ja sesa *INL*-ja. Për shembull, shfaqja e një numri të konsiderueshëm luhatjesh sinusoidale harmonike me amplitudë të krahasuar me atë të tapetit të zhurmës së kuantizimit është teorikisht e justifikueshme duke përdorur analizën e jolinearitetit diferencial, ndërsa shfaqja e një numri të kufizuar luhatjesh sinusoidale harmonike me një rend mjaft më të lartë sesa ajo e tapetit të zhurmës së kuantizimit mund të justifikohet duke përdorur analizën e kurbës përafruese të *INL*-së.

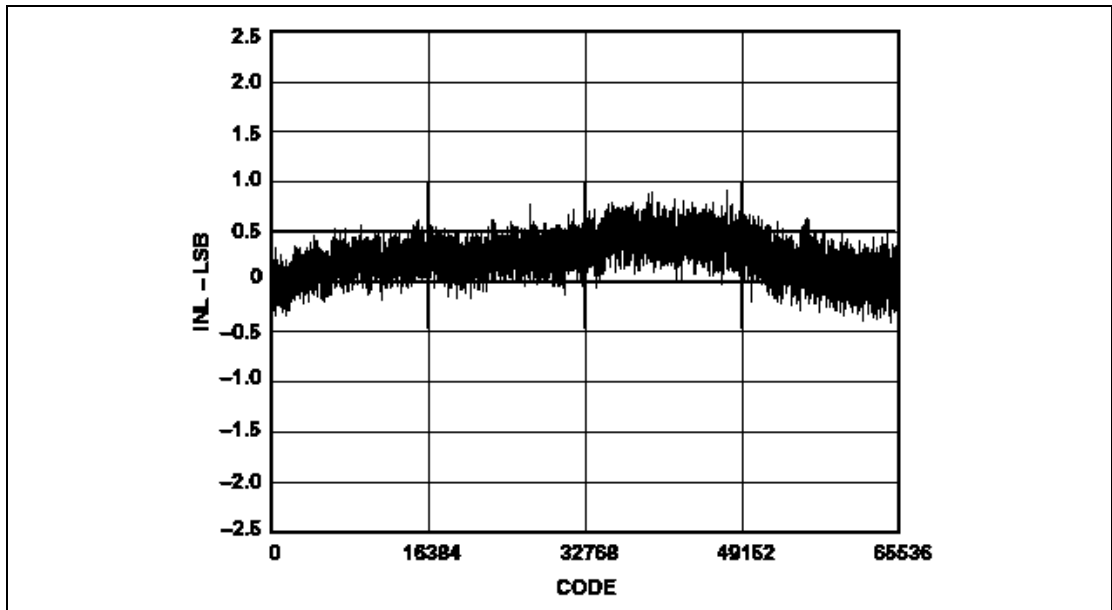


Figura 3.7 – Shembulli 1 i jolinearitetit integral të një ADC-je reale (Analog Devices AD7677, [35]) ku ecuria mesatare e kurbës tregon praninë e një shtrembërimit mbizotërues i rendit të dytë.

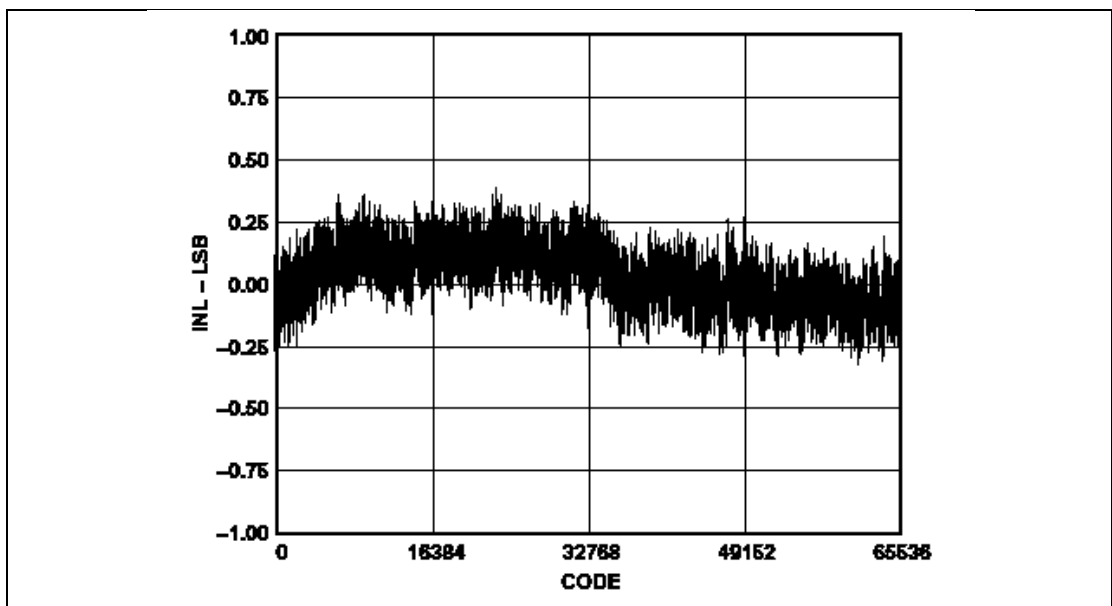


Figura 3.8 – Shembulli 2 i jolinearitetit integral të një ADC-je reale (Analog Devices AD7671, [34]) ku ecuria mesatare e kurbës tregon praninë e një shtrembërimit mbizotërues të rendit të tretë.

Duke u nisur nga përkufizimi, mund të shprehim INL -në në funksion të DNL -së për një hyrje të fiksuar x mund të shkruajmë:

$$inl(x) = (t_k - t_0) - y^{id}(x) = (t_k - t_0) - Q^{id} \left\{ \left\lfloor \frac{x}{Q^{id}} \right\rfloor + \frac{1}{2} \right\}$$

ku është pikërisht $k = \left\lfloor \frac{x}{Q^{id}} \right\rfloor$ (ku simbolit $\lfloor \cdot \rfloor$ është funksioni floor(.)).

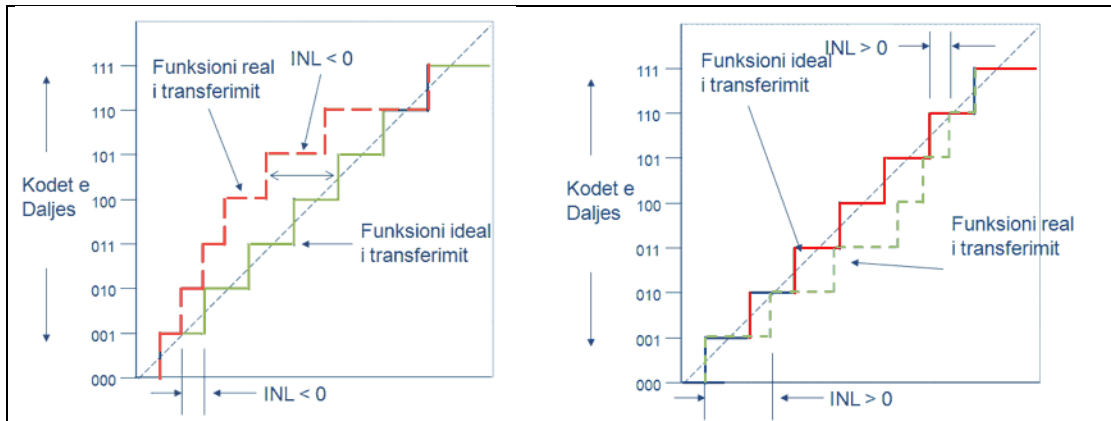


Figura 3.8.a,b Grafiket per $INL > 0$ dhe per $INL < 0$

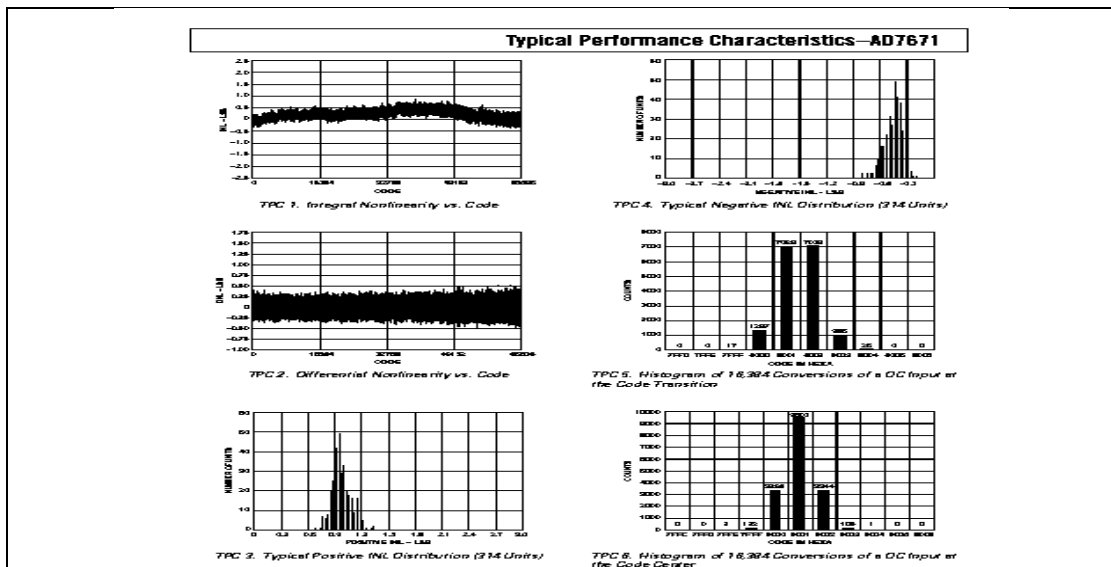


Figura 3.8.c – Shembulli per $INL > 0$ dhe per $INL < 0$ dhe te mara nga katalogu i AD7671

Kështu mund të shkruajmë:

$$\begin{aligned}
inl(x)|_{LSB} &= \frac{inl(x)}{Q^{id}} = \frac{(t_k - t_0)}{Q^{id}} - \left(k + \frac{1}{2}\right) = \sum_{n=0}^k \frac{(t_n - t_0)}{Q^{id}} - y^{id}(x)|_{LSB} \\
&= \sum_{n=0}^{k-1} DNL_n|_{LSB} - y^{id}(x)|_{LSB} \quad [LSB]
\end{aligned}$$

Relacioni i mësipërm shpjegon se përse në shumë botime teknike *INL*-ja është treguar si *integrali i DNL-së*.

Kurba përafruese (për shembull të kuadratëve më të vegjël) të grafikut të *INL-së* të një ADC-je të caktuar, mund të përdoret në mënyrë të dobishme për të identifikuar në mënyrë cilësore rendin e shtrembërimit mbizotërues. Në karakteristikat e Figura 3.7 dhe të Figura 3.8, për shembull, shtrembërimet mbizotëruese janë, përkatësisht, të rendit të dytë dhe të tretë. Shtrembërimi mbizotërues merr parasysh rendin dhe amplituden e luhatjeve sinusoidale harmonike me rend më të madhe që do të shfaqen në dalje nga ADC-ja, kur në hyrje të jetë aplikuar një sinjal sinusoidal i pastër. Në Kapitullin 5 do të analizojmë një metodë eksperimentale që, duke u nisur nga vlerësimi sasior i produkteve të shtrembërimit të një ADC-je reale, bën të mundur që të realizohet një vlerësim i shpejtë dhe i mire i *INL-së*. Do të shikojmë edhe që *INL*-ja e një ADC-je ndryshon (në disa raste edhe në mënyrë mjaft domethënëse) me ndryshimin e frekuencës së sinjalit të hyrjes.

Në Figura 3.10 është paraqitur rezultati i analizës në frekuencën e sinjalit të daljes së një ADC-je me 14 bit (Analog Devices AD7484, [28]) kur në hyrje është aplikuar një sinjal sinusoidal pothuajse sa i gjithë kufiri i frekuencës i barabartë me 10 kHz. Frekuenca e përzgjedhjes së kampionëve është e barabartë me 3 MHz. Në grafik është e mundur që të dallohet në mënyrë të qartë sinjali i dixhitalizuar dhe dy luhatjet e tij të para sinusoidale harmonike (20 kHz dhe 30 kHz), si edhe një tapet zhurme që i detyrohet gabimit të kuantizimit dhe pjesës “kokërrizore” të *INL-së*.

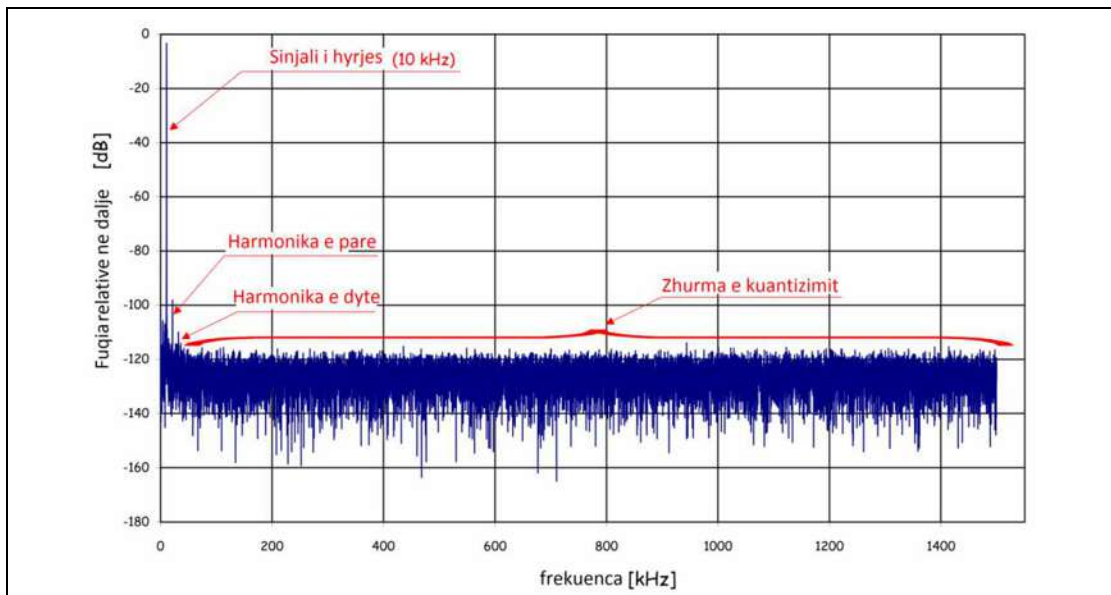


Figura 3.10 – Analiza në frekuencën e daljes së një ADC-je me 14 bit; hyrja është një sinjal sinusoidal me frekuencë $f=10$ kHz dhe frekuenca e përzgjedhjes së kampionëve është $f_s=3$ MHz.

3.3.3 Gabimet e amplifikimit dhe të offset-it

Gabimi i “Offset” është diferenca midis pikës së tranzicionit real dhe pikës së tranzicionit ideal të shprehur në LSB. Në figurën 11 është treguar gabimi i “offset”-it.

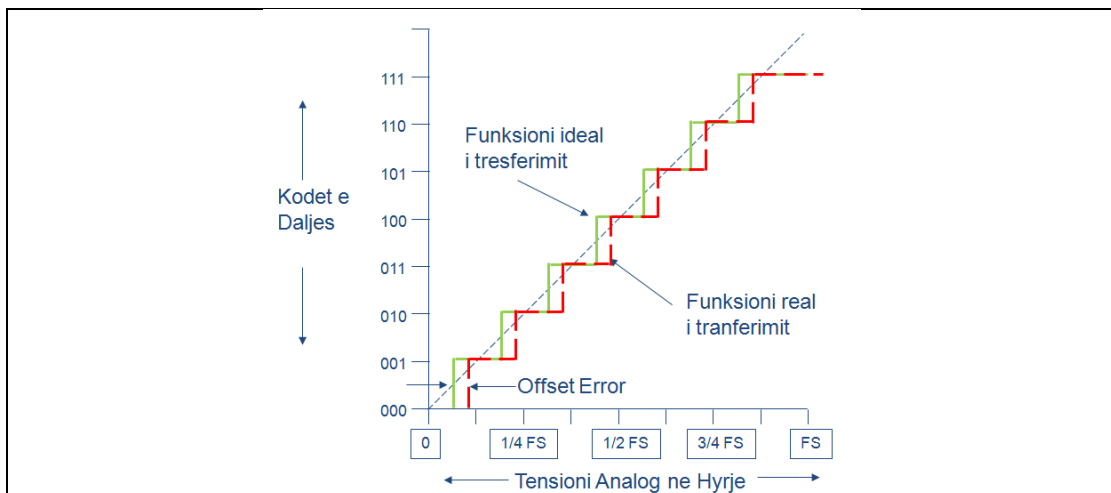


Figura 3.10.a Gabimi i “offset”-it

Nëse përkufizojmë si “Full Scale Range” (FS) diferenca midis pikës së parë dhe të fundit të tranzicionit, atëherë gabimi i amplifikimit përcaktohet si diferenca

midis kufirit ideal dhe atij real. “Gain error” shprehet gjithashtu në LSB, Figura 12 dhe Figura 13.

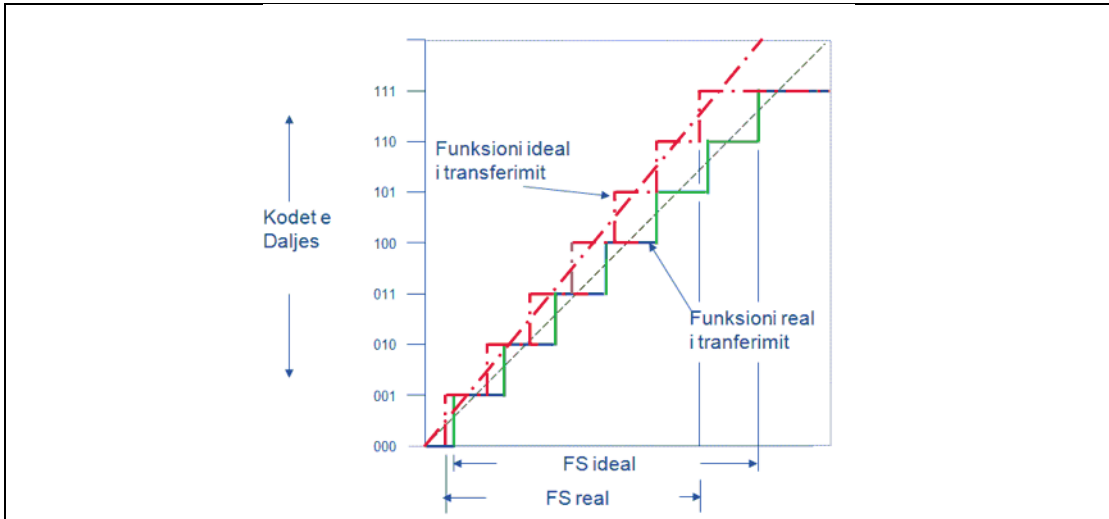


Figura 3.10.b Gabimi i aplifikimit.

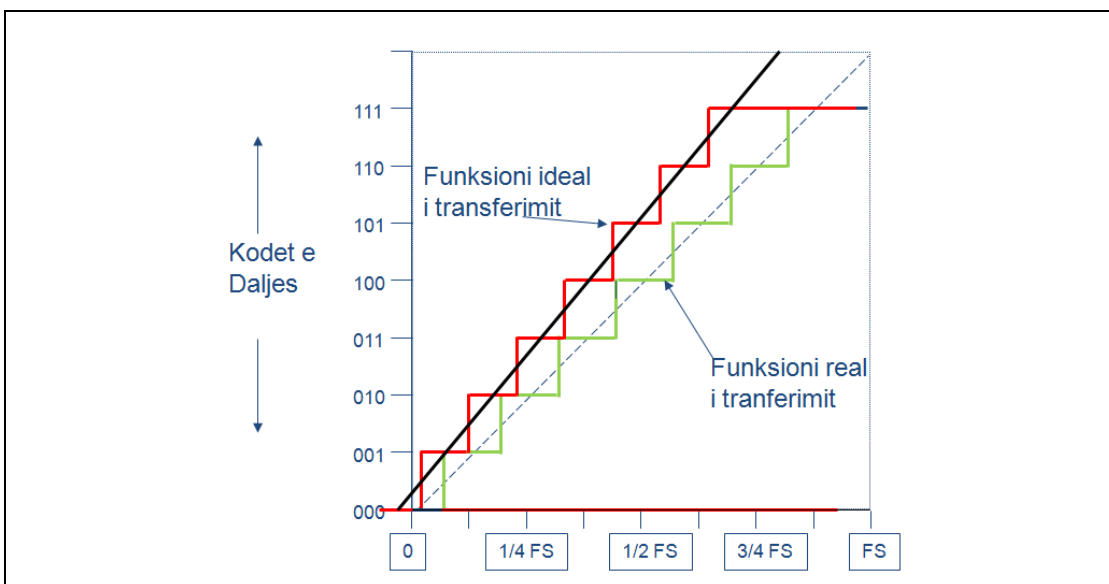


Figura 3.10.b Gabimi i aplifikimit dhe i offset-it.

Një bllokskemë që mban parasysh gabimet e jolinearitetit, të offset-it, të fitimit dhe të kuantizimit të një ADC-je është ai i Figura 3.2. Në këtë figurë, blloku $quant(x)$ është një kuantizator ideal, domethënë me jolinearitete diferencial/integral identikisht zero, ndërsa gjithçka që e paraprin përbën një sistem jolinear të pandryshueshëm me karakteristikë I/O që mund të shprehet në funksion të INL -së, të gabimit të offset-it O dhe e gabimit të fitimit ΔG : [56]

$$nlquant(x) = quant[G \cdot x + O + inl(x)] = (G_0 + \Delta G) \cdot x + O + inl(x) + e_q[x]$$

Parametri G_0 është amplifikimi nominal i konvertuesit dhe është pjerrësia e drejtëzës që kalon nëpërmjet pikave mesatare të pjesëve të veçanta horizontale që përbëjnë karakteristikën e shdërimit të kuantizatorit ideal. Në qoftë se kampionët e kuantizuar të daljes $y[k]$ janë mare në rrezen e veprimit dinamik të hyrjes së ADC-së, G_0 është e barabartë me 1. Në kapitujt pasardhës do të shikojmë me hollësi se si është e mundur që të përcaktohen parametrat ΔG dhe O njëkohësisht me jolinearitetin integral, duke aplikuar një metodë të thjeshtë perafrimi me kuadratët më të vegjël të të dhënave të nxjerra në mënyrë eksperimentale nga një ADC e ngacmuar në menyre te pershtatshme.

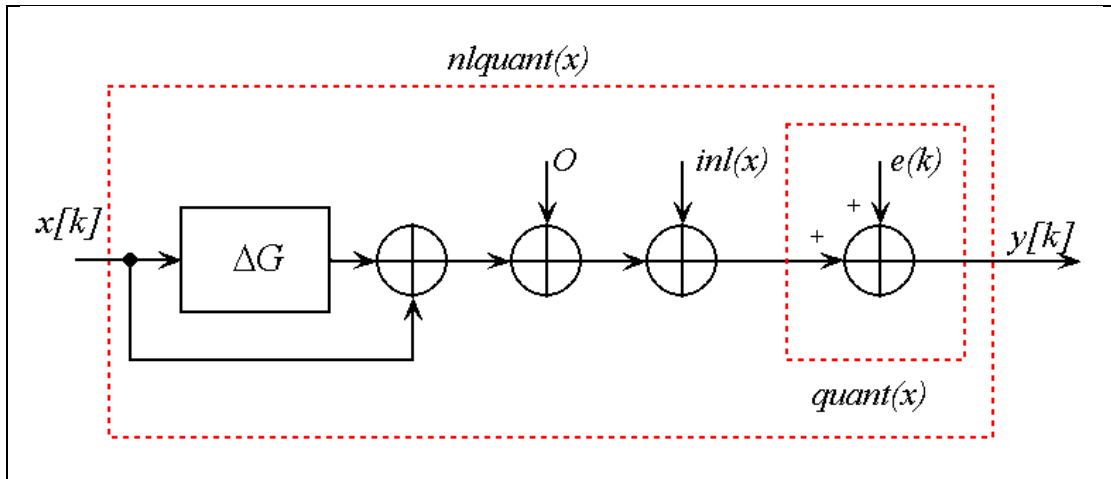


Figura 3.11 – Modeli i një kuantizatori jolinear.

Në një aplikim të caktuar të një ADC-je, gabimet e offset-it dhe të amplifikimit fitimit mund të kompensohen në fazën e kalibrimin nëpërmjet rregullimeve të duhura në qark. Si pasoje shpesh ata përjashtohen nga llogaritja e saktësisë së përgjithshme ose zëvendësohen nga gabimet të mbetura të fitimit dhe të offset-it ose të pakompensuar.

Në aplikime ku precizioni është i rëndësishëm duhet të merret parasysh varësia nga temperatura e gabimeve të fitimit dhe të offset-it. Shpesh në fletet e të dhënave të komponentëve, kjo varësi nuk jepet në menyre te dukshme. për shkak të kostos së lartë që duhet për vlerësimin të saj. Në sistemet e matjes, në të cilat

kërkohej një saktësi e lartë kryhet kompensimi i këtyre termave të gabimit në mënyrë periodike. Kompensimi mund të kryhet në mënyra të ndryshme, më e përhapura në ditët e sotme është ajo e përdorimit të *look-up tables*, ose e tabelave të shndërrimit të përpiluara në fazën e kalibritimit që japin vlerën e saktë të daljes, duke pasur parasysh kodin e kompensuar nga ADC-ja. Këto tabela janë integruar në brendësi të të njëjtit chip, së bashku me të gjithë tërësinë e qareqeve të nevojshme për përdorimin e tyre. Mundësia e kalibritimit on-system të ADC-së imponon aftësinë e riprogramimit të *look-up table* dhe kjo gjë nënkupton një rritje domethënëse të kostove.

3.3.4 Karakteristika të tensionit referues

Duke qenë se pragjet e karakteristikës së shndërrimit të ADC-së varen në mënyrë të qartë nga tensioni i referimit është e dukshme që saktësia e tij dhe qëndrueshmëria e këtij parametri në kohë janë të rëndësishëm për realizimin dhe për mbajtjen e saktësisë të komponenteve të ADC-se. Tensionet e referimit janë shpesh të integruara në të njëjtin chip të ADC-së, por mund të jenë edhe të jashtme. Ekzistojnë një numër i madh rregullues të tensionit me precizion të lartë, të cilët janë të njohur si *gjeneratorë të referimit*, tregtarë, të përgatitur në mënyrë specifike për ADC.

Të shumtë janë parametrat e një gjeneratori referimi, të cilët janë të nevojshëm të merren në shqyrtim për një përzgjedhje të mirë të komponenteve të përshtatshëm ndër to më kryesorët:

- PASAKTËSIA FILLESTARE. Normalisht është e specifikuar si shmangia maksimale e vlerës së tensionit të korigjuar në krahasim me atë nominale dhe është shprehur në përqindje ose në pjesë për milion të vlerës nominale.

Ekzistojnë sisteme të matjes, për të cilët saktësia e referimit nuk përbën një problem të madh siç janë *sistemet mates të raportit*, për të cilët dalja është në përpjestim me *tensionin e ngacimit*. Shembull tipikë janë sensorët me strukturë të llojit *Ura* e *Wheatstone*. Për dixhitalizimin e daljes së këtij lloji sensorësh është e mundur që të përdoren ADC-të që marrin të njëjtin tension referimi të përdorur për ushqimin e urës së

matjes. Në keto rastë është shumë më të rëndësishme qëndrueshmëria në kohe të shkurtër e tensinit referues dhe zhurmat e tij.

Një pasaktësi fillestare prej ± 5 mV për një tension referimi prej 5 V nënkupton një pasaktësi të një pjese mbi 1000 dhe kështu një rezolucion maksimal prej 10 bit-ësh. Një ADC me 16 bit do të kërkonte një tension referimi me pasaktësi maksimale më të vogël se ± 7.5 ppm (= $\pm Q/2$ e shprehur në ppm) Në qoftë se do të mbahet parasysh që pasaktesia e referimit të tensionit është vetëm njëra prej shkaqeve të shumta të pasaktësisë së një sistemi të shndërrimit, është e qartë se është e nevojshme që të zgjidhet një tension referim me pasaktësi maksimale shumë më të ulët sesa ky kufi, në se do të kërkohej të kemi një *rezolucion efektiv* prej 16 bit-ësh.

- DRIFT (QËNDRUESHMËRIA) PER KOHE TE GJATE (LONG TERM STABILITY LTS). Karakteristikat e të gjithë komponentëve elektronikë pësojnë ndryshime me kalimin e kohës (*fenomeni i ashtuquajtur aging*), mbi të gjitha, për shkak të streseve termike që ata pësojnë. Për qarqe analog me precizion, siç janë gjeneratorët e referimit, kjo shkakton një humbje të saktësisë cila mund të rezultojë e madhe në kohe për aplikime në të cilat nuk do të kene mundesi perdorimi të qarqeve të kalibrimit. Në rate të tilla do të jetë e rëndësishme që të përzgjidhen gjeneratorë me saktësi fillestare dhe me qëndrueshmëri të përshtatshme për një afat të gjatë kohor. Ky parametër është shprehur normalisht në $\text{ppm}/\sqrt{1000\text{ h}}$ për shkak të faktit që sjellja e tij është e llojit “*random walk*” dhe për këta lloj fenomenesh ndodh një ndryshim në përpjestim në rrënjën katrore të kohës që ka kaluar. Për të përcaktuar saktësinë absolute të një tensioni referimi në një distance kohore ΔT që nga kalibrimi i fundit, është e mjaftueshme që të aplikohet relacioni si më poshtë vijon :

$$\Delta V = \pm LTS \Big|_{\text{ppm}/\sqrt{1000\text{ h}}} \cdot \sqrt{\frac{\Delta T}{1000}} \cdot \frac{V_{REF}}{10^6} \quad [V]$$

- DRIFT (QËNDRUESHMËRI) NDAJ TEMPERATURËS (TC, KOEFICENTI I TEMPERATURËS). Temperatura është një tjetër parametër ndër më kryesorët me ndikim mbi karakteristikat e komponentëve elektronikë,

sidomos të atyre me gjysmëpërçues. Ky parametër është dhënë normalisht në pjesë për milion/gradë Celsius ($\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$) dhe për të përfutur pasaktësinë absolute mbas një variacioni të temperaturës Δt është e mjaftueshme që të aplikohet relacioni si më poshtë vijon:

$$\Delta V = \pm TC \Big|_{\text{ppm}/^{\circ}\text{C}} \cdot \Delta t \Big|_{^{\circ}\text{C}} \cdot \frac{V_{REF}}{10^6} \quad [V]$$

- RRYMA MAKSIMALE E NGARKESËS. Është rryma maksimale që del nga pajisja. Normalisht është e kufizur me pak *milliampere*, por ekzistojnë gjeneratorë të referimit në gjendje që të japin rryma të rendit prej qindra *milliampere*.
- KUFIRI I TENSIONIT TË USHQIMIT. Është kufiri i tensionit të ushqimit brenda së cilës pajisja punon në mënyrë të saktë. Për këtë parametër, ashtu sikurse edhe për rrymën maksimale të ngarkesës, është e domosdoshme që të mos kapërcehen kufijtë maksimalë, përndryshe një gjë e tillë do të rrezikonte punën e pajisjes.
- NDJESHMËRI NDAJ NGARKESËS. Është variacioni i tensionit të daljes, në përgjigje të një variacioni të ngarkesës. Është e shprehur në *milliohm* ose në *microvolt/milliampere*. Për aplikimet te vecanta për të cilat këto pajisje janë paracaktuar, është e rëndësishme që të mbahet parasysh rënia e tensionit shtesë që rryma e ngarkesës shkakton mbi përcjellësit e lidhjes. Disa gjeneratorë bëjnë të mundur që të kompensohet ky efekt, nëpërmjet qarqeve të posaçme të lidhjes se kundert, që duhet të lidhen në mënyrë të drejtpërdrejtë te garkesa.
- NDJESHMËRI NDAJ TENSIONIT TË USHQIMIT. Është variacioni i daljes në përgjigje të një variacioni të tensionit të ushqimit, normalisht është e shprehur në *mikrovolt/volt ne hyrje*.
- ZHURMA. E rëndësishme për aplikimet në sistemet e shndërrimit analog/numerik (A/D) me rezolucion të lartë, meqenëse zhurma që i mbivendoset sinjalit të tensionit të referimit kontribuon gjithmonë për të shtuar zhurmën e përgjithshme të sistemit, domethënë duke zvogëluar rezolucionin efektiv përfundimtar. Ky parametër nuk është i dhënë gjithmonë dhe është i shprehur në mënyra të ndryshme nga

prodhuesit e ndryshëm. Mënyra më e dobishme në të cilën mund të jepet, është në formë grafiku të dendësisë së spektrit të zhurmës në funksion të frekuencës. Për aplikimet me precizion është e rëndësishme që të verifikohet që amplituda maksimale e zhurmës pik-pik të jetë $< \frac{1}{2}$ LSB. Zhurma është një proces i rastësishëm dhe për këtë arsye është e nevojshme që të njihen karakteristikat e saj statistikore. Në shumë raste, funksioni dendësis probabilitare të amplitudes se çastit të zhurmës është shperndarje gausiane dhe me mesatare zero dhe për këtë lloj variabli të rastit, vlera pik-pik edhe mundet të jetë (nga pikëpamja teorike) e pafundme. Nga pikëpamja statistikore vlera më të medha sesa trefishi i vlerës gabimit mesatar kuadratik (standardid te variablilit së rastit) janë shumë të pamundura. Në qoftë se për vlerë maksimale pike-pike merret e barabartë me gjashtëfishin e variacionit, dhe në rast se dendësia e fuqisë së zhurmës është konstante në bandën kaluese të sistemit, mund te llogaritet :

$$6 \cdot E_n \big|_{nV/\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{\Delta f \big|_{Hz}} \cdot 10^{-9} = Q = \frac{VREF}{2^N - 1}$$

- KAPACITETI MAKSIMAL I PRANUAR NË DALJE. Normalisht, gjeneratorët e tensionit te referimit me precizion të madh përmbajnë disa qarqe me lidhje te kundert qe mund të bëhen të paqëndrueshëm në prani të ngarkesave të llojit kapacitiv, për shkak të ritjes se sfazimit te futur në lidhjen e kundert. Paqëndrueshmëria shfaqet me shfaqjen e një luhatjeje të pastër me frekuencë pak a shumë të lartë, e cila i mbivendoset sinjalit të daljes. Në dokumentat e të dhënave normalisht është paraqitur kapaciteti maksimal i pranuar në dalje, i shprehur në *picofarad* ose në *microfarad*.

Për një përshkrim të hollësishëm të arkitekturave kryesore të qarqeve, të cilat përdoren për realizimin e tensioneve referues i drejtohem referimit [36].

3.4 Parametrat kryesorë dinamikë

Parametrat dinamikë, me të cilët do të merremi në vijim, janë: *raporti sinjal-zhurmë + shtrembërim*, *numri i bit-ëve efektivë*, *shtrembërimi total i luhatjeve*

harmonike dhe i ashtuquajtur *spurious free dynamic range*. Megjithatë nuk janë krejtësisht të pavarur ndërmjet tyre dhe nga parametrat statikë të analizuar më përpara, njohja e tyre është themelore për vlerësimin e sjelljes të një ADC-je të caktuar, sidomos kur është përdorur në një sistem matjeje numerik.

3.4.1 Signal to Noise and Distortion Ratio (SINAD)

Ky parametër është përcaktuar si raporti ndërmjet vlerës efektive të sinjalit të hyrjes dhe vlerës efektive të zhurmës së përgjithshme të kuantizimit dhe të të gjithë produkteve të shtrembërimit që i detyrohen joidealitetit të pajisjes. Në disa përkufizime, luhatja sinusoidale harmonike me frekuencë zero (e cila i detyrohet gabimit të offset-it) është e përjashtuar nga përlogaritja ndërsa në të tjera ajo është e përfshirë. Normalisht *SINAD*-i zvogëlohet me ritjen e frekuencës së sinjalit në raport me frekuencën e përzgjedhjes së kampionëve. Kjo do të thotë se, për një frekuencë të caktuar të përzgjedhjes së kampionëve, rezultatet e ADC-së përkeqësohen në mënyrë progresive me ritjen e frekuencës së sinjalit. Ecuria e këtij parametri me ndryshimin e frekuencës së sinjalit nuk përcaktohet me lehtësi, duke qenë se varet shumë nga teknologjia realizuese e ADC-së. Në Figuren 3.12 është paraqitur si shembull ecuria e *SINAD*-it për një ADC AD7671 tregtare me 16 bit e prodhuar nga Analog Devices.

Në praktikën e aplikimeve bëhet një dallim i qartë ndërmjet raportit sinjal zhurmë (*SNR*) dhe *SINAD*. I pari nënkuptohet si raport i vlerës efektive të sinjalit të hyrjes dhe i vlerës efektive të zhurmës së kuantizimit. Sipas këtij përcaktimi, *SNR*-ja e një ADC-je reale nuk varet nga frekuenca e sinjalit të hyrjes. Mund të vëzhgohet ecuria e kurbës së këtij parametri, ashtu sikurse është paraqitur në Figuren 3.11.

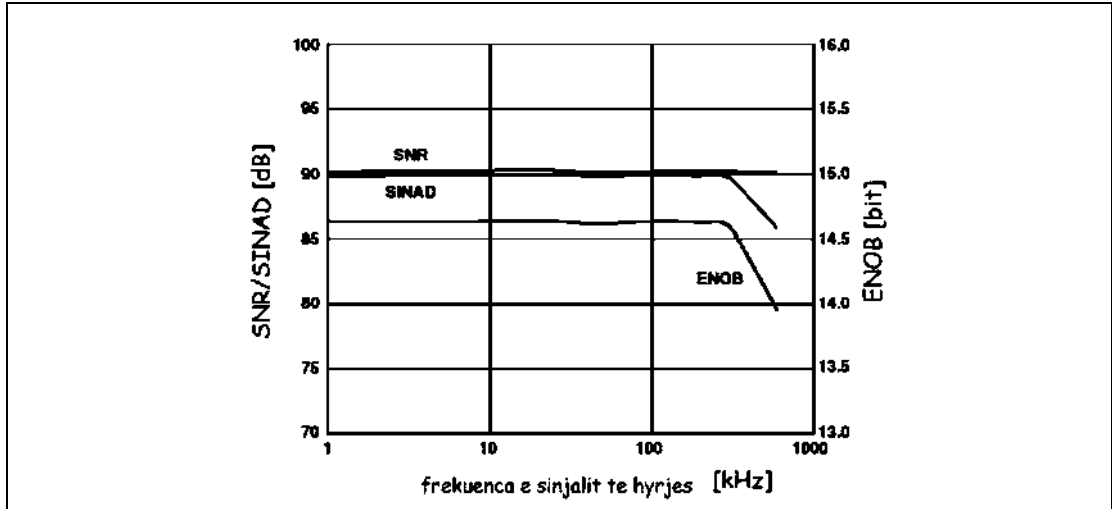


Figura 3.12 – Ecuria e SINAD-it dhe e ENOB-it për një ADC tregtare me 16 bit (Analog Devices AD7671, [34]) për frekuencë të përzgjedhjes së kampionëve 3 MHz.

3.4.2 Numri efektiv i Bit-ëve (Effective Number of Bits [ENOB])

Në paragrafin që i kemi kushtuar analizës së zhurmës së kuantizimit pamë se një ADC ideale me N bit garanton një raport sinjal-zhurmë maksimale të barabartë me :

$$SNR_{MAX} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_{x,MAX}^2}{\sigma_n^2} \right) = 6.02 \cdot N + 1.76 \quad [dB]$$

ku $\sigma_{x,MAX}$ është vlera maksimale efektive e një sinjali sinusoidal dhe σ_n është vlera efektive e zhurmës së kuantizimit. Megjithatë, në qoftë se duhet të mbahen parasysh të gjitha kontributet që mbeten të joidealitetit të ADC-së, duhet të shkruhet përsëri relacioni i mësipërm duke e zëvendësuar raportin sinjal-zhurmë ideal maksimal me *SINAD-in* e përcaktuar në paragrafin e mëparshëm dhe numrin e bit-ëve nominale N me një numër bit-ësh efektivë *ENOB*:

$$SINAD = 6.02 \cdot ENOB + 1.76 \quad [dB]$$

pra:

$$ENOB = \frac{SINAD - 1.76}{6.02} \quad [bit]$$

Numri i bit-ëve efektivë normalisht është gjithmonë më i vogël sesa N . Mundemi të themi se, mbasi përcaktohet frekuenca e përzgjedhjes së kampionëve, $ENOB$ -i zvogëlohet me rritjen e frekuencës së sinjalit. Në është paraqitur ecuria e $ENOB$ -it për një ADC tregtare me 16 bit (Analog Devices AD7671).

3.4.3 Shtrembërimi total harmonike (Total Harmonic Distortion [THD])

Ky parametër është përcaktuar si raporti ndërmjet vlerës RMS të përgjithshme të luhatjeve sinusoidale harmonike të pastra të sinjalit, të nxjerra në dalje të konvertuesit dhe vlerës efektive të sinjalit të hyrjes. Mënyra e saktë për vlerësimin e këtij parametri, është ajo e marrjes parasysh të të gjitha luhatjeve sinusoidale harmonike të sinjalit të hyrjes, të cilat e kapërcejnë tapetin e zhurmës së kuantizimit. Disa prodhues të ADC-ve marrin parasysh një numër të përcaktuar të luhatjeve sinusoidale harmonike për të gjitha pajisjet e tyre dhe kjo, normalisht, mund të jete shkak i nënvlerësimeve të THD -së. THD -ja normalisht është e dhënë në *decibel* dhe ajo ndryshon duke u përkeqësuar në funksion të frekuencës së sinjalit të hyrjes; Figura 3.4 tregon ecurinë e këtij parametri për një ADC tregtare me 16 bit.

Ky parametër merr një rëndësi të konsiderueshme në aplikimet e përpunimit të sinjaleve audio ose video pasi veshi dhe syri njerëzor paraqesin aftësi të medha për dallimin e toneve harmonikë të pastëra.

3.4.4 Spurious Free Dynamic Range (SFDR)

Ky parametër përcaktohet si raporti ndërmjet madhësisë së luhatjes sinusoidale të pastër me rend më të madh në dalje të ADC-së dhe e madhësisë së sinjalit të hyrjes. Kur ky parameter është i shprehur me *decibel*, ai rritet në kuptimin relativ, ose më saktë, përkeqësohet me ritjen e frekuencës së sinjalit të hyrjes. Në Figura 3.13 është paraqitur SFDR-ja në të njëjtat kushte si ato të Figura 3.11.

Për një ADC ideale, sigurisht SFDR-ja është e barabartë, nga pikëpamja numerike, me raportin sinjal-zhurmë maksimale, ose me $6.02 \cdot N + 1.76$ *decibel*. Figura 3. paraqet ecurinë e SFDR-së për një ADC tregtare me 16 bit e tipit AD 7671.

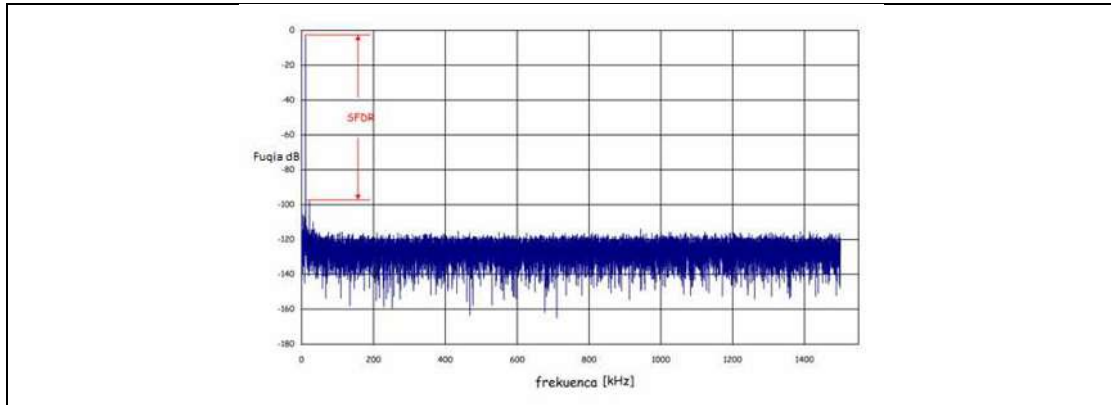


Figura 3.93 – Ilustrimi i SFDR-së

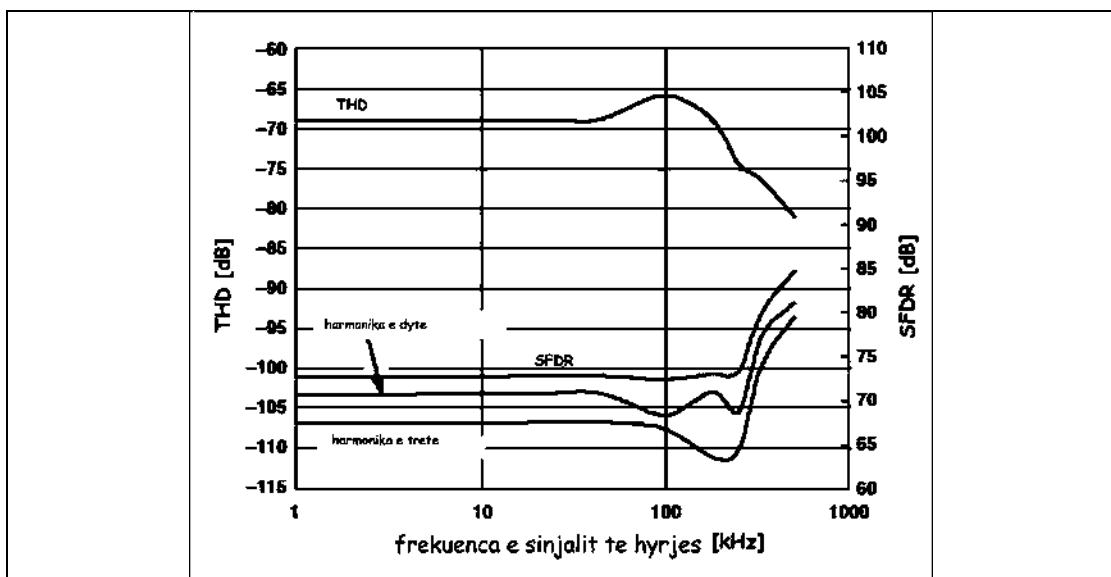


Figura 3.14 – Ecuria e THD-së dhe e SFDR-së për një ADC tregtare me 16 bit (Analog Device AD7671[34]).

3.4.5 Full Power Bandwidth (FPBW)

Është frekuenca e sinjalit të hyrjes përtej së cilës raporti sinjal zhurmë dobësohet më shumë se 3 *decibel* nën vlerën maksimale. Ky parametër është i kushtëzuar, në thelb, nga tërësia e qarqeve të përzgjedhjes së kampionëve dhe, në mënyrë të veçantë, nga slew-rate e kufizuar e buffer-it të hyrjes së SHA-së. Aplikime

për të cilat *FPBW*-ja është një parametër shumë i rëndësishëm janë të gjitha ato që parashikojnë frekuenca të larta të sinjalit të hyrjes

FPBW-ja merr rëndësi të konsiderueshme edhe në aplikime të tilla si oshiloskopët numerike ose pajisjet *DAQ* (*Data Aquisition*), për të cilat kërkohen banda të gjera kaluese.

KAPITULLI 4

Metodat e testimeve të ADC-ve sipas metodës së Histogramës

Hyrje

Në këtë kapitull do të analizohen metodat kryesore të testimeve të përdorura për karakterizimin statik dhe dinamik të ADC-ve. Në mënyrë të veçantë, do të trajtohen variantet e ndryshme të metodave klasike të *servo-loop*-it dhe të histogramit për përcaktimin e niveleve të pragut të karakteristikës së shdërimit. Do të shikohet edhe sesi, duke u nisur nga rezultatet e këtyre testimeve, të bëjmë të mundur përcaktimin e parametrave, si: gabimi i offset-it dhe gabimi i amplifikimit.

4.1 Karakteristikat e përgjithshme të metodave të testimeve të ADC-së

Metodat e testimeve për konvertuesit analog-numerik janë mjaft të shumta në numër dhe shpesh kanë si synim përcaktimin e parametrave të veçantë karakteristikë. Metodat më të rëndësishme janë ato që shpien, edhe pse në mënyrë jo të drejtpërdrejtë, në përcaktimin e parametrave statike, si: *INL*-ja ose *DNL*-ja, gabimi i offset-it dhe gabimi i fitimit (aplikimit). Ndër këta të fundit, në mënyrë të veçantë, metodat e *servo-loop*-it dhe ajo e histogramës bëjnë të mundur që të

arrihet në vlersimin e jolinearitetit e ADC-së nëpërmjet përcaktimit të pragjeve të veçanta të tranzicionit të karakteristikës. Këto metoda aplikohen në kushte pothuajse të pandryshueshme duke ngacmuar hyrjen përkatësisht me një sinjal në madhesi të programueshme ose me një sinjal në formë vale të përshtatshme me frekuencë mjaftueshmërisht të ulët, të tillë që të mos stimulojë sjellje dinamike të pajisjes në provë. [43]

Në thelb, është e mundur që të klasifikohen metodat e testimeve në funksion të llojit të sinjalit që është përdorur për të ngacmuar ADC-në në provë:

- *TESTIME ME FORMË VALE SINUSOIDALE* (Figura 4.1), të dobishme për përcaktimine parametrave të pandryshueshëm, frekuenca e sinjalit të ngacmimit është në këtë rast shumë e ulët, Edhe për përcaktimin e parametrave dinamikëku frekuenca e sinjalit të hyrjes ndryshohet mbi të gjithë kufirin e dobishëm të veprimit dhe shikohet se si ndryshon parametri i interesuar. Ky lloj setup-i paraqet avantazh, mbasi bën të mundur një verifikim të shpejtë të cilësisë së sinjalit të testimit, duke përdorur një analizues të thjeshtë të spektrit. Në Figura 4.1 vërejmë praninë e :
 - o një apo më shumë gjeneratorëve të sinjalit sinusoidal të përdorur për të prodhuar sinjale të veçanta të ngacmimit, të cilët mund të mblidhen për të prodhuar forma vale më komplekse me përmbajtje harmonike të kontrolluar.
 - o filtra me kalim nga poshtë, të cilët shërbejnë (në qoftë se është e nevojshme) për të përmirësuar pastërtinë spektrore të sinjaleve;
 - o një gjenerator i trigger-it, i cili shërben për të sinkronizuar aparatet e ndryshme;
 - o një gjenerator i clock-ut, i cili është kushtuar kontrollit të bazës së kohëve të ADC-së në provë;
 - o një gjenerator me vonesë të programueshme, i cili është i dobishëm për të fiksuar marrëdhënien e duhur të fazës ndërmjet sinjaleve të prodhuara nga gjeneratorët e veçantë sinusoidalë;

- o një buffer i memories së dobishme në rastin e ADC-ve shumë të shpejta;
- o një data logger (normalisht një personal computer i pajisur me një software të kontrollit), i cili shërben për mbledhjen dhe për përpunimin e të dhënave;

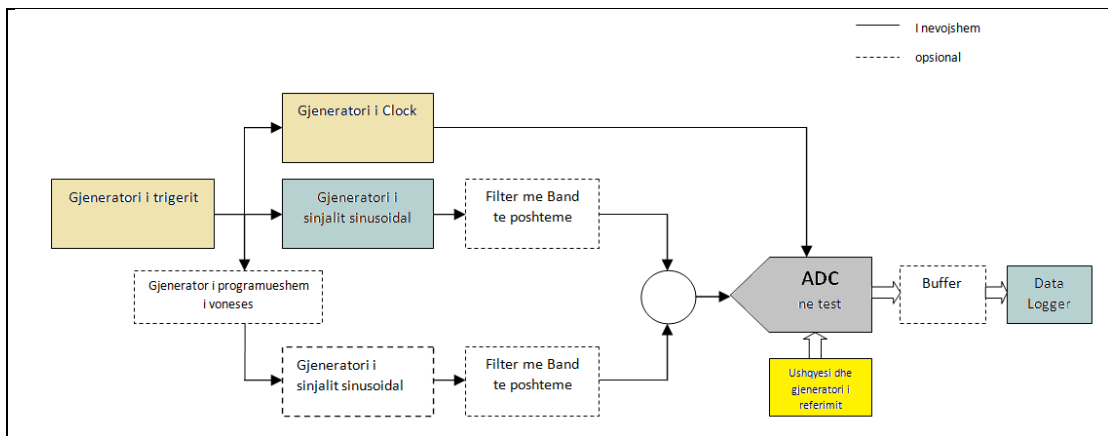


Figura 4.1 – Skema me blloqe e përgjithshme të setup-it për testimet me sinjale hyrjeje sinusoidale.

- **TESTIME ME FORMË VALE ARBITRARE** (Figura 4.2). Ky lloj testimi është i dobishëm kur forma e valës së kërkuar është komplekse (e llojit të pjerrësirave lineare, shkallëve, etj.); gjeneratori i sinjalit është në këtë rast i llojit me sintezë dixhitale të drejtpërdrejtë (*DDS, Direct Digital Synthesis*) dhe bën të mundur që të programohet me lehtësi forma e valës së daljes nëpërmjet programeve të posaçme me të cilat është i pajisur gjeneratori.

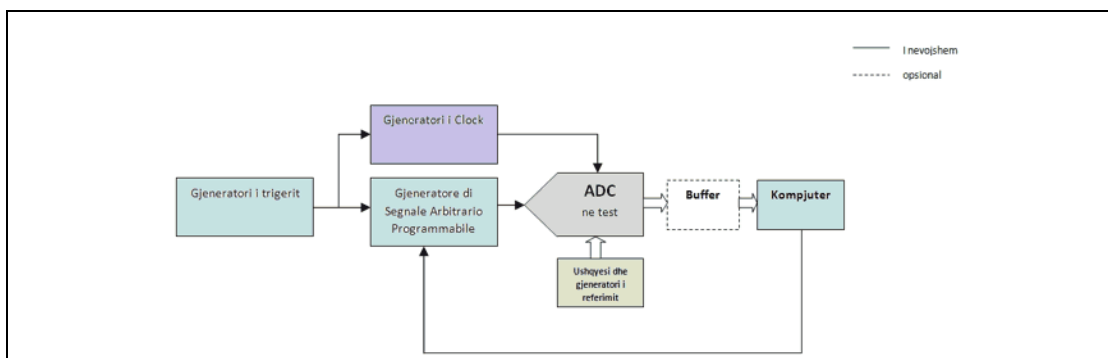


Figura 4.2 – Skema me blloqe e përgjithshme e setup-it për testime me forma vale arbitrare.

- *TESTIME ME FORMA VALE IMPULSIVE* (Figura 4.3). Ky lloj setup-i përdoret për të kryer testime me sinjale të llojit impulsiv, të cilët me vështirësi mund të prodhohen me teknikën DDS. Falë këtij lloji testimesh është e mundur që të maten qoftë parametrat në zonen e vlerave të kohës si përgjigja ndaj impulsit, koha e përgjigjes, koha e vendosjes, etj.), qoftë parametrat në zonen e vlerave të frekuencës si përgjigje e fazës dhe brezi i kalimit cilësia e përgjigjes në frekuencë, etj.

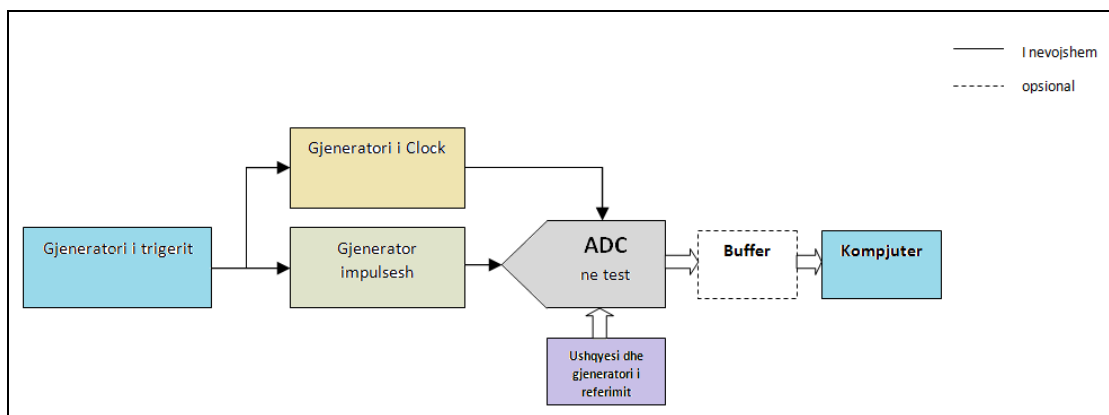


Figura 4.3 – Skema me blloqe e setup-it eksperimental për testimet me formë valësh impulsive.

4.2 Përcaktimi i niveleve të pragut

Ashtu sikurse është shikuar në mënyrë të hollësishme në paragrafët 3.3.1 dhe 3.3.2, parametrat kryesorë të gabimit të pandryshueshëm të një ADC-je reale janë *DNL* ose *INL*, që të dyja përcaktohen menjëhershëm mbasi të jenë përcaktuar nivelet e tranzicionit të karakteristikës së shdërimit. Metodat klasike për përcaktimin e niveleve të tranzicionit janë ato të *servo-loop*-it në të dyja variantet, analog apo numerik, si edhe ajo e *histogramit* në variantet me sinjal të hyrjes me pjerrësi të lineare ose sinusoidale

4.2.1 Metoda e servo-loop-it analog

Mënyra më e thjeshtë për kërkimin e niveleve të tranzicionit të karakteristikës së një ADC-je është ajo e të pasurit në dispozicion të një burimi

tensioni, i cili mund të ndryshohet me imtësi, por me saktësi shumë më të madhe sesa ajo e ADC-së në provë.

Idealisht do të ishte e mjaftueshme që të rritej në mënyrë progresive tensioni i aplikuar në hyrje të ADC-së duke mbikëqyrur në të njëjtën kohë daljen numerik të ADC-se deri sa të përcaktoheshin të gjitha nivelet e veçanta të tranzicionit. Në qoftë se karakteristika e shdërimit të burimit të tensionit nuk është e njohur ose nuk është e kalibrueshme me saktësi të mjaftueshme, është gjithashtu e nevojshme që të vihet në skemë një voltmetër për matjen e tensionit të hyrjes tek ADC-ja. Edhe ky instrument do të duhet të ketë saktësinë e përshtatshme për këtë qëllim. Për shembull, për karakterizimin e një ADC-je me 14 bit do të ishte e nevojshme të kihej në dispozicion një gjenerator i tensionit i programueshëm dhe mundësisht edhe një voltmetër, të cilët të mund të garantojnë një pasaktësi të përgjithshme të sistemit, më të ulët sesa $1/2^{14}$ ose më saktë, të një pjese mbi 16384. E gjitha kjo, është e nevojshme sepse gabimet e futura në procesin e karakterizimit të ADC, nga vetë instrumentet e përdorura, të mos jenë të tilla që të ndikojnë në mënyrë domethënëse mbi rezultatet.

Nga pikëpamja formale është e mundur që të realizohen instrumente matjeje dhe gjeneratorë me kontroll numerik, të cilët të jenë të përshtatshëm për këtë qëllim, me çfarëdoq rezolucioni, edhe pse kjo sjell përdorimin e teknikave të rafinuara të linearizimit dhe reduktimit të efekteve të zhurmës. Duhet të kihet parasysh se me rritjen e rezolucionit rritet edhe koha e nevojshme për ekzekutimin e çdo matjeje të veçantë me voltmetër dhe çdo vendosjeje të tensionit të daljes në gjeneratorin e programueshëm. Në rastin e voltmetrit shdërimit do të jetë e nevojshme që të përdoret mesatarja në kohe të një numri të konsiderueshëm kampionësh të matjes për ta reduktuar në një nivel mjaftueshmërisht të ulët ndikimin negativ të zhurmës. Në rastin e gjeneratorit faktori dominues është i ashtuquajtur *settling time* i gjeneratorit, ose më saktë, koha që kërkohet që tensioni i daljes të vendoset dhe mbetet i qëndrueshëm brenda kufijve të saktësisë.

Është e nevojshme, gjithashtu, edhe që të mbahet parasysh se për arsye të ndryshme rastesore, pragjet e ndryshme të tranzicionit nuk janë të përcaktueshëm me saktësi, në kuptimin që duke vendosur tensionin e hyrjes të ADC-së në afërsi të një niveli të çfarëdoq dhe duke kryer në mënyrë të përsëritur shndërrimit analog/numerik (A/D), rezultatet nuk do të jetë kostante, por do të jenë të ndryshueshëm në mënyrë të rastësishme ndërmjet dy kodeve që ndodhen ngjitur

me njeri tjetrin. Kjo gjë i detyrohet faktit që, edhe në sistemin elektronik më të mirëmbajtur, kanë gjithmonë të pranishme *zhurma* që ndryshojnë në mënyrë të rastësishme në kohë. Edhe në qoftë se burimi i tensionit të hyrjes së ADC-së në provë të ishte ideal (me zhurmën në dalje identikisht zero), sidoqoftë, do të kishim të bënim me zhurmën e futur në sistem për shkak të vetë funksionimit të pajisjes. Nga gjithë sa kemi parë në kapitullin e dytë është e qartë se edhe arkitektura më e thjeshtë e ADC-ve parashikon qarqe dixhitale komplekse, të cilat, ashtu sikurse është e njohur, janë mjaft kritike për sa i përket prodhimit të zhurmës që i detyrohet punës të portave të veçanta logjike në përbërje të tyre.

Në metodën e *servo-loop-it* analog, përcaktimi i saktë i pragjeve të tranzicionit është realizuar nëpërmjet një tërësie qarqesh analoge me precizion të lartë, skema me blloqe e të cilëve, e thjeshtëzuar, është paraqitur në Figura 4.4. Në këtë qark, integruesi operacional është përdorur për të prodhuar sinjalin e hyrjes së ADC-së. Rryma e hyrjes në nyjen invertuese është prodhuar nëpërmjet dy burimeve me precizion, të kontrolluara nga daljet e një krahasuesi numerik që merr ne hyrjen A kodin që rezulton nga shndërrimi i realizuar nga ADC-ja dhe ne hyrjen B kodin e referimit të cilit do t'i përcaktohet pragu.

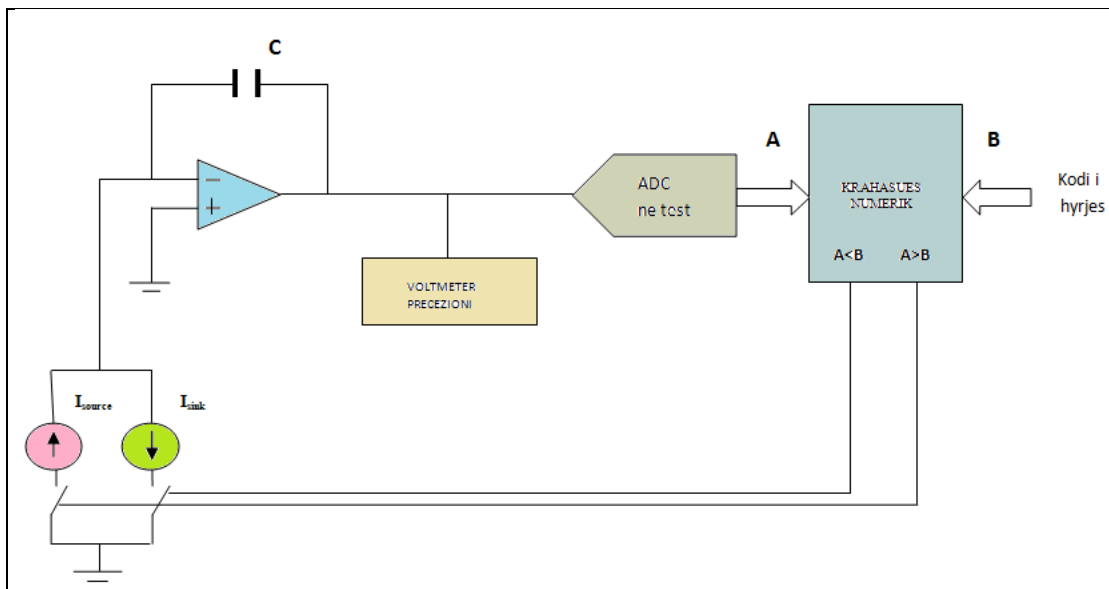


Figura 4.4- Skema e parimit të metodës së servo-loop-it analog.

Tensioni i daljes së integruerit merr një ecure me pjerrësi lineare në ngritje apo në zbritje, në funksion të marrëdhënies që ekziston ndërmjet kodit që është në dalje të ADC dhe kodit të referimit. Kur tensioni i daljes së integruerit është në

afërsi të pragut që përkon me kodin e hyrjes, do të kemi një ecuri me valë trekëndore në amplitudë dhe frekuencë, funksione të faktorëve të ndryshëm, ndër të cilët modulët e rrymave të dy gjeneratorëve dhe slew-rate të krahasuesit. Vlera mesatare e sinjalit të hyrjes tek ADC-ja në këtë gjendje do të përkojë pikërisht me vlerën e pragut.

Kjo metodë kërkimi, edhe pse mundet që të garantojë saktësi shumë të larta, ka dhe të meta të ndryshme, ndër të cilat: kohë mesatare të gjata për karakterizimin e ADC-së me rezolucion të lartë, paqëndrueshmëri në rastin e ADC-së me karakteristika jo të njëtrajtshme, kosto të lartë të implementimit, etj.

4.2.2 Metoda e servo-loop-it numerik

Kjo metodë parimisht është shumë e ngjashme me atë të servo-loop-it analog me ndryshimin e rëndësishëm që pjesa analog e rastit të mëparshëm (integrator + burime të rrymës me precizion) tashmë është zëvendësuar nga një qark shumues/zbritës numerik dhe nga një DAC me rezolucion $N_{DAC} > N$ (Figura 4.5). Kodet N_1 dhe N_2 janë që të dyja me bit sa të N_{DAC} dhe më të mëdha ose, më e shumta, të barabarta me 1.

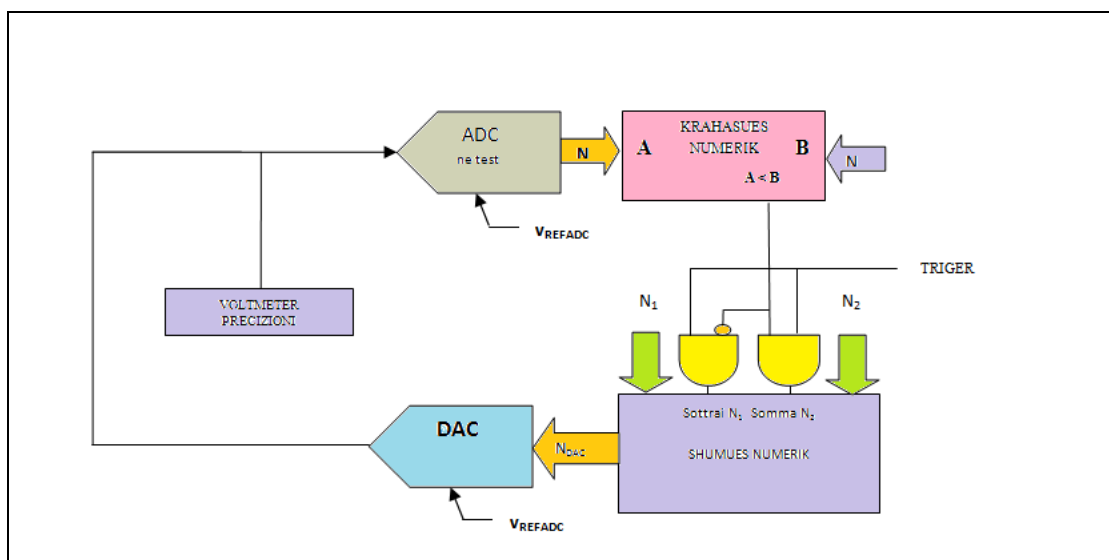


Figura 4.5 – Skema e parimit të metodës së servo-loop-it numerik.

Funksionimi i sistemit është mjaft i thjeshtë, le të hamendësojmë që kodi i hyrjes në DAC është fillimisht i tillë që të shkaktojë një kod daljeje tek ADC-ja më e

vogël e kodit të hyrjes . Sinjali $A < B$ do të jetë, në këtë mënyrë, në nivel të lartë. Me marjen e impulsit të radhes të *trigger*-it, DAC-i do të marrë një kod hyrjeje të rritur me N_2 , pasi porta logjike AND 2 do të hapet ndersa porta AND 1 do të bllokohet. Kjo do të bëjë që kodi i daljes tek ADC-ja të rritet dhe kjo do të përsëritet derisa rritja e përfutur të jetë e mjaftueshme për të bërë të mundur që kodi i daljes tek ADC-ja të jetë $\geq$ sesa ai i hyrjes. Mbasi të arrihet regjimi, do të kemi, ashtu sikurse edhe në rastin e *servo-loop*-it analog, një ecuri të karakterizuar nga luhajtje përreth vlerës së tensionit që përputhet me kodin e hyrjes. Niveli i pragut do të jetë i ndërmjetëm ndaj vlerave të tensionit që i takojne dy kodeve të DAC-it që shkaktojnë luhajtjen. Rezolucioni në kërkimin e nivelit të pragut është:

$$\Delta V = \frac{V_{REFDAC}}{2^{N_{DAC}} - 1} |N_2 - N_1|$$

dhe është, sigurisht aq më i mirë, sa më të afërt të jenë ndërmjet tyre kodet N_1 dhe N_2 dhe sa më i lartë të jetë N_{DAC} . $N_2 - N_1$ mund të jetë, sigurisht, i barabartë me një vlerë minimum prej 1.

Avantazhi thelbësor i kësaj metode qëndron në fleksibilitetin e saj. Në sajë të programueshmërisë së N_2 dhe N_1 , është e mundur që të implementohen algoritma inteligjente të kërkimit të niveleve të pragut, të cilët, , janë të ndodhen në diapazonin rrezën e veprimit dinamik të hyrjes së ADC-së. Në një fazë fillestare të kërkimit të nivelit të pragut mund të mbahet diferenca $N_2 - N_1$ e larte deri sa të përcaktojë një dritare të ndodhjes së pragut jo perfundimtare, që përmban pragun e tranzicionit. Më pas mund të kufizohet në mënyrë progresive dritarja duke zvogeluar diferençën $N_2 - N_1$, deri sa të arrihet kufiri i rezolucionit të setup-it

$$\Delta V_{min} = \frac{V_{REFDAC}}{2^{N_{DAC}} - 1}.$$

4.2.3 Metoda e histogramit

Duke përlogaritur histogramin e kodeve të daljes së një ADC-je të ngacmuar në mënyrë të përshtatshme, mund të përftohet një vlerësim shumë i saktë i jolinearitetit diferencial, pra, edhe e jolinearitetit integral dhe e niveleve të tranzicionit. Kjo gjë me kusht që të mbledhet një numër mjaftueshmërisht i lartë kampionësh të sinjalit të hyrjes. Sinjali i hyrjes zakonisht është një sinjal me pjerrësi të linearë ose nga një sinjal sinusoidal. Përcaktimi i gabimeve të offset-it

dhe i gabimeve të fitimit kërkon realizimin e matjeve absolute në skajet ekstreme të shkallës.

Problemi kryesor i kësaj metode të testimit është kohëzgjatja e saj e gjatë, e cila mund të bëhet me të vërtetë e madhe në rastin e konvertuesve me rezolucion të lartë (disa orë për ADC-të me rezolucion > 16 bit). Është e rëndësishme që të vërehet se numri i kampionëve që duhet të maten është në përpjestim të drejte me numrin e kodeve të daljes së ADC-së dhe sinjali i testimit duhet të ketënje frekuencë shumë të ulët për të shmangur çfaqjen e sjelljeve dinamike të pajisjes në provë, gjë që do të shtrembëronte rezultatet. Sidoqoftë është e mundur që të përcaktohet në mënyrë eksperimentale një kufi maksimal për frekuencën e sinjalit të ngacmimit përtej të cilit do të ketë gabime të medha. Keto gabime shkaktohen nga fenomene dinamike, si për shembull: histereza. Do të jetë e mjaftonte që të krahasonim dy histogramat e veçanta ndërmjet tyre të përfutuara për kodet që janë mare në pjesët rritese dhe me ato në pjesë zbritese të sinjalit ngacmues në forme trekëndëshi. Prania e sjelljeve dinamike, domethënë, përdorimi i një frekuence të lartë të ngacmimit do të dukej menjehere nga një ndryshim thelbësor ndërmjet dy histogramave të mara për të njëjta kode.

Metoda e histogramit mund të japë rezultate të gabuara, në rast se karakteristika e ADC-së në provë nuk është i njëtrajtshe. Në këto raste, rezultatet janë të sakta vetëm në dukje, por janë të prekur nga gabime të mëdha në vlerësim. Për të vlerësuar aspektin efektiv të mirë të rezultateve të mara nga një testimi të histogramit, është e nevojshme që të kryhet një testim shtesë në zonën e vlerave të frekuencës për vlerësimin e *SINAD-it*. Një vlerë e madhe e këtij parametri do të nënkuptonte shtrembërime të larta të luhatjeve sinusoidale harmonike pra, edhe pabesueshmërinë e rezultateve të testimit të histogramit.

4.2.3.1 Metoda e Histogramit me sinjal të testimit me pjerrësi lineare

Në këtë metodë sinjali i ngacmimit është një sinjal me pjerrësi lineare i tipit dhemb share linear në rritje (ose në zbritje) në mënyrë të përsëritur i krijuar nëpërmjet një DAC-i me rezolucion të përshtatshëm dhe me gabim lineariteti mjaft të vogël. Nëse mblidhen kampione nga ADC me një kohë kampionimi konstante dhe numëri i ndodhive të çdo kodi i paraqiten si histogramë atëherë kemi marrë histogramën e kodeve për ngacmim linear në hyrje.[55]

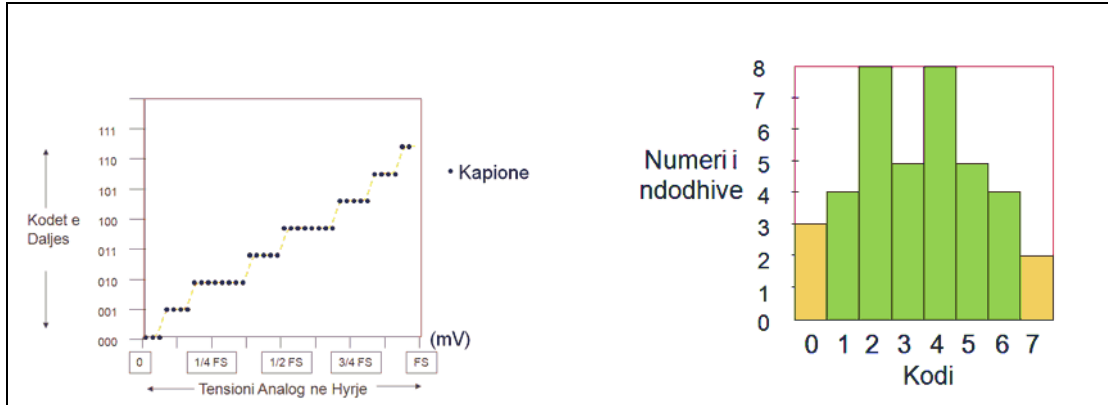


Figura 4.6 – Histograma kur ne hyrje aplikohet tension linear.

Niveli i k-të i tranzicionit të ADC-së mund të përcaktohet nëpërmjet relacionit :

$$T[k] = C + A \cdot H_C[k-1] \quad k = 1, 2, \dots, 2^N - 1$$

ku :

- A është koeficienti i amplifikimit .
- C është faktori i offset-it;
- $H_C[k] = \sum_{i=0}^{k-1} H[i]$ është histogrami përmbedhës i hyrjes;
- $H[i]$ është numri i kampionëve të kodit i të ADC-së;

Në qoftë se do të tregojmë me $S = H_C[2^N - 1] = \sum_{k=0}^{2^N - 1} H[k]$ shumën e

histogramit, e cila përputhet edhe me numrin e përgjithshëm të kampionëve të mbledhur, mund të nxjerrim se se:

$$A = \frac{T[2^N - 1] - T[1]}{S - H[2^N - 1] - H[0]}$$

$$C = T[1] - \frac{H[0] \cdot (T[2^N - 1] - T[1])}{S - H[2^N - 1] - H[0]}$$

Vlerësimi i A dhe i C , sidoqoftë, kërkon matjen e drejtpërdrejtë dhe të pavarur të dy niveleve ekstreme të pragut $T[1]$ e $T[2^N-1]$.

Saktësia me të cilën arrihen që të përcaktohen nivelet e pragut varet nga numri i përgjithshëm i kampionëve të mbledhur dhe është një funksion në rritje i këtij numri. Ky gabim varet edhe nga zhurma e pranishme në sistem. Pasiguria që i bashkohet zhurmës për një nivel të pragut, është dhënë në mënyrë të përafërt nga:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{\sigma}{H}} \quad [LSB]$$

ku σ është shmangia standard e zhurmës së shprehur në LSB dhe H është numri mesatar i kodeve të histogramit që bien në kufirin që bashkëndajnë nivelin e pragut të marrë në shqyrtim.

4.2.3.2 Metoda e Histogramit me sinjal të testimit sinusoidal

Sinjali i hyrjes së ADC-së në provë merret sinusoidal me vlerë majë-maje, paksa më të lartë sesa rrezja e veprimit të ADC-së. Frekuenca e tij duhet të zgjidhet në mënyrë të përshtatshme, në mënyrë që të shmangen shtrembërime domethënëse në rezultatet e marra. Forma e sinjalit do të jetë një sinjal sinusoidal të llojit $x(t) = A\cos(2\pi ft + \varphi) + C$, ku: A është amplituda, C zhvendosja dhe φ faza fillestare. Në qoftë se do të pranojmë zero fazën fillestare të hyrjes, atëherë shprehja e sinjalit të hyrjes thjeshtohet në: $x(t) = A\cos(2\pi ft) + C$.

Metoda e histogramës është një metodë statistikore. Histograma perfaqëson propabilitetin e vlerës së çastit të sinjalit sinusoidal të hyrjes. Përgjatë periodës $(1/f)$ sinjali kalon nëpër vlerat nga $(-A+C)$ në $(A+C)$. Densiteti probabilitar që sinjali të ekzistojë ndërmjet vlerave V_1 and V_2 mund të shprehet: $p = \frac{1}{\pi} \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{V_2-C}{A} \right) - \sin^{-1} \left(\frac{V_1-C}{A} \right) \right\}$ dhe forma e tij tregohet në Figurën 4.7.

Vlera maksimale e ADC-së është FS (Full Scale). Kur analizojmë linearitetin e saj të gjitha kodet e vlefshme duhet të ngacmohen, si rrjedhojë sinjali sinusoidal në hyrje duhet të ketë një amplitudë pak më të madhe sesa FS e ADC-se. Kjo shprehet në kushtet që duhet të plotësohen $2A > FS$, $(A+C) > FS/2$ dhe $(-A+C) < (-FS/2)$. Vlerat $\pm (FS/2)$ janë identike me Q_{2n-1} dhe Q_0 të ADC-se.

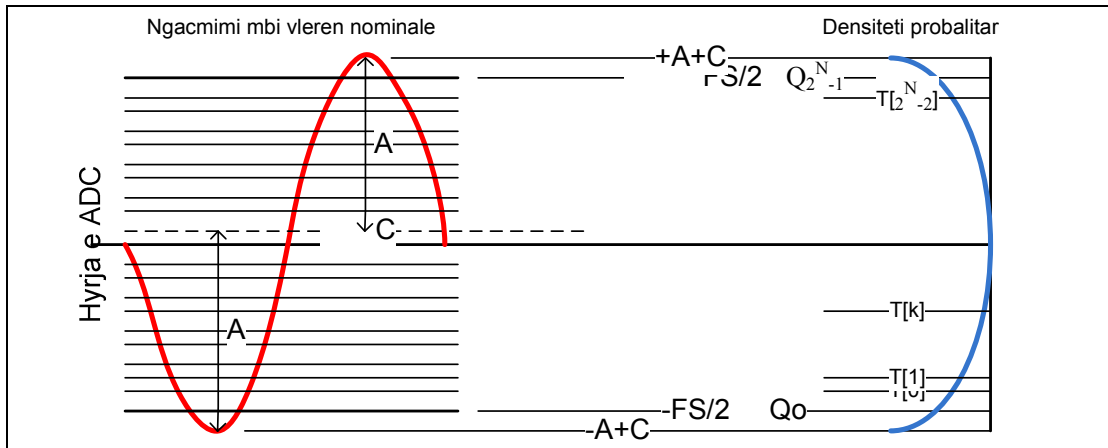


Figura 4.7 : Sinjali ngacmues i hyrjes së ADC-së dhe densiteti probabilitar i tij

Në se do të shënojmë me M gjatësinë e secilës tërësi vargu të të dhënave të mbledhura dhe me J numerin (e plotë) të cikleve të sinjalit të testimit që përmbahet në to, është e nevojshme që M dhe J të mos kenë asnjë faktor përpjestimi të përbashkët. Në qoftë se M është një fuqi e 2-it, është e mjaftueshme që J të jetë një numër tek. Për të minimizuar gabimet në vlerësim, vlera minimale e këshilluar për J -në është 5.[60],[61]

Duke shënuar me f_i frekuencën e sinjalit dhe me f_s frekuencën e përzgjedhjes së kampioneve, lidhja midis tyre jepet nga:

$$f_i = \frac{J}{M} f_s$$

Në qoftë se A dhe C janë përkatësisht amplituda dhe offset-i i sinjalit të testimit, nivelet e tranzicionit janë dhënë nga:

$$T[k] = C + A \cdot \cos\left[\frac{\pi H_c[k-1]}{S}\right] \quad k = 1, 2, \dots, 2^N - 1$$

- $H_c[k] = \sum_{i=0}^{k-1} H[i]$ është histogrami përmbedhës i hyrjes;
- $H[i]$ është numri i kampioneve të kodit i të ADC-së;
- $S = H_c[2^N - 1] = \sum_{k=0}^{2^N-1} H[k]$ shuma e histogramit, e cila përputhet edhe me numrin e përgjithshëm të kampioneve të mbledhur $S = M \cdot J$

Gabimet në vlerat e A dhe C ndikojnë në vlerat e llogaritura të amplifikimit dhe offset-it të ADC-se por nuk kanë efekt mbi vlerat e DNL dhe INL.

Sinjali i testimit duhet të jetë e tillë që të garantojë marjen e të paktën një kampion të vlefshëm për kodet ekstreme të rrezes së veprimit të ADC-se. Në të vërtetë, në prani të zhurmës, ndryshon probabiliteti i ndodhjes për kode të veçantë dhe efekti është shumë më i ndjeshëm pikërisht në kodet ekstremeale kufitare ku kurbatura e funksionit të dendësisë probabilitare është më e lartë.[62],[63]

Në qoftë se shënojmë me σ vlerën efektive të zhurmës së përgjithëshme të sistemit, me B tolerancën e kërkuar të madhësive të kodeve binare dhe me V_0 mbingacmimin (ose më saktë, gjysmën e diferencës ndërmjet madhësive majë-majë të sinjalit të hyrjes dhe rrezes e veprimit dinamik të ADC-së), atëhere për të përcaktuar gjerësinë e kodeve binare me tolerance B duhet të marim overdrive e tensionit të hyrjes me vlerën:

$$V_0 \geq \max \left[3\sigma, \sigma \cdot \sqrt{\frac{3}{2B}} \right]$$

Ndërsa në qoftë se duam të shprehim overdrive-in në funksion të tolerancës mbi vlerën e niveleve të tranzicionit, ai duhet të jetë [1]:

$$V_0 \geq \max \left[2\sigma, \frac{\sigma^2 \cdot 2^N}{V^{FSR} \cdot B} \right]$$

Zakonisht ka një ndryshim midis tolerancës që kerkohet në përcaktimin e gjerësisë së kodeve binar DNL dhe asaj për përcaktimin e INL, p.sh. për DNL me $\pm 5\%$ ($B = 0.05$), ndërsa për INL mund të jetë ± 1 gjerësia e nje kodi bin ($B = 1$).

Kur në hyrje të ADC-se zbatohet një sinjal sinusoidal, për shkak të zhurmave rastësore, në rezultatet e matjes shfaqet një gabim, i cili bëhet i madh në vlerat e pikut të sinjalit. Ky gabim mund të zvogëlohet sa të duam nëse zgjedhim një mbingacmim (overdrive) të përshtatshëm për ADC-në. Nga J.Blair[60] janë dhënë formulat për llogaritjen e mbingacmimit (overdriving) në funksion të saktësisë së kërkuar.

Numri minimal i vlerave që duhet të mblidhen për të arritur një nivel të përcaktuar sigurie të gjerësisë së intervaleve të karakteristikës varet nga faktorë të shumtë si: nga vlera efektive e zhurmës së përgjithshme të sistemit, nga niveli i përgjithshëm i dëshiruar i siguriës, nga fakti që ky nivel i siguriës duhet të

kërkohej për një nivel të veçantë të tranzicionit ose për të gjitha nivelet, etj. Relacioni që jep numrin minimal të tërësisë së informacioneve është dhënë nga Jerome Blair [60] dhe në standardin IEEE 1241-2010, [30].

4.2.3.3 Ndërtimi i histogramës për oshiloskopin HP 54603b

Regjistruueset numerikë të formave të valës, Oshiloskopët dixhital, janë instrumenta që përdorin shnderuesat ADC si elementi kryesor i tyre. Shumë nga testet që përcaktojnë Standardi IEEE 1057-2007 dhe IEEE 1241-2010 dhe në veçanti testi me histograme, si në këtë artikull, është më i thjeshtë të ekzekutuar mbi oshiloskopët numerikë sesa në një ADC të vecantë, sepse shumica e paisjeve që duhen për testin, p.sh: burimi i ushqimit, orët (clock), memoriet janë brenda oshiloskopit ndërsa në rastin e një ADC të veçantë ato duhet të ndërtohen nga vetë testuesi.[37],[38],[45]

Për këtë arsye të gjitha testet janë bërë mbi oshiloskopin HP54600B të disponuar nga laboratori i Matjeve elektrike pranë FIE si në Figurën 4.8.

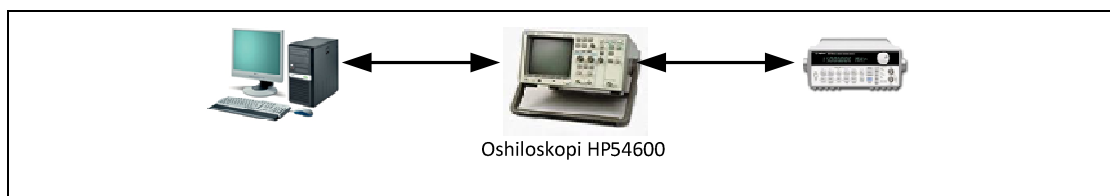


Figura 4.8 Skema eksperimentale për nxjerrjen e Histogramës.

Si objekt i testimit kemi marrë Oshiloskopin numerik HP54603B i cili mund të komandohet nëpërmjet ndërfaqes së tij GPIB. Sinjali i testimit prodhohet nga gjeneratori i saktësisë të lartë i tipit HP33120A edhe ky i kontrolluar nëpërmjet ndërfaqes GPIB. Skriptet e komandimit të të dy instrumentave janë realizuar në ambientin MatLab.

Në testet e realizuara është pranuar se ADC e marrë në shqyrtim është monotone dhe nuk ka kërcime të kodeve në dalje të sajë si edhe nuk ka histerezë në sjelljen e saj.

Në testet e zhvilluara pikat e kampionimit janë marre me frekuencë kampionimi konstante. Në këtë rast janë zgjedhur dy grupe kampionesh njëri me

numër $N=2000$ kampione dhe i dyti me $N=4000$ kampione. Numëri i periodave të sinjalit për secilin grup kampionësh (recordesh) i barabartë me tre. Ndarja minimale e kohës e marrë në oshiloskop është 10^{-6} s. Për të marrë gjithë fushën e ekranit të oshiloskopit (për 10 ndarje) është zgjedhur koha e kampionimit 10^{-7} s që i përgjigjet numrit të zgjedhur të kampionëve. Vlera minimale e ndarjes së tensionit të ADC-së së oshiloskopit është marrë e barabartë me 200 mV ndërsa vlera maksimale e tij e barabartë me 1.6 V. Duke patur parasysh marrëdhënien midis frekuencës së kampionimit dhe asaj të ngacmimit të sinjalit të hyrjes rezulton se frekuenca e ngacmimit është 15 kHz.

Në figurën 4.9, është paraqitur sinjali i hyrjes të ADC-së për 2000 kampionët e marrë në dalje të tij. Në figurën 4.10 a,b janë paraqitur Histograma e ndërtuar për rastin e marjes së grupit me 2000 kampione dhe 4000 kampione. Në figurën 4.11 është paraqitur INL e llogaritur mbi bazën e grupit me 2000 kampione.

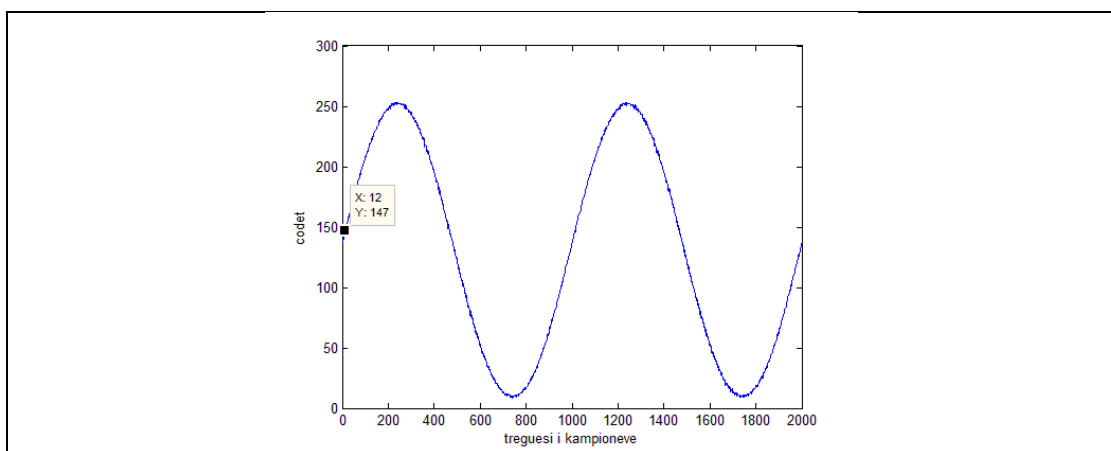


Figura 4.9 Sinjali i ngacmimit të hyrjes së ADC-se për 2000 kampione për frekuencë 15KHz.

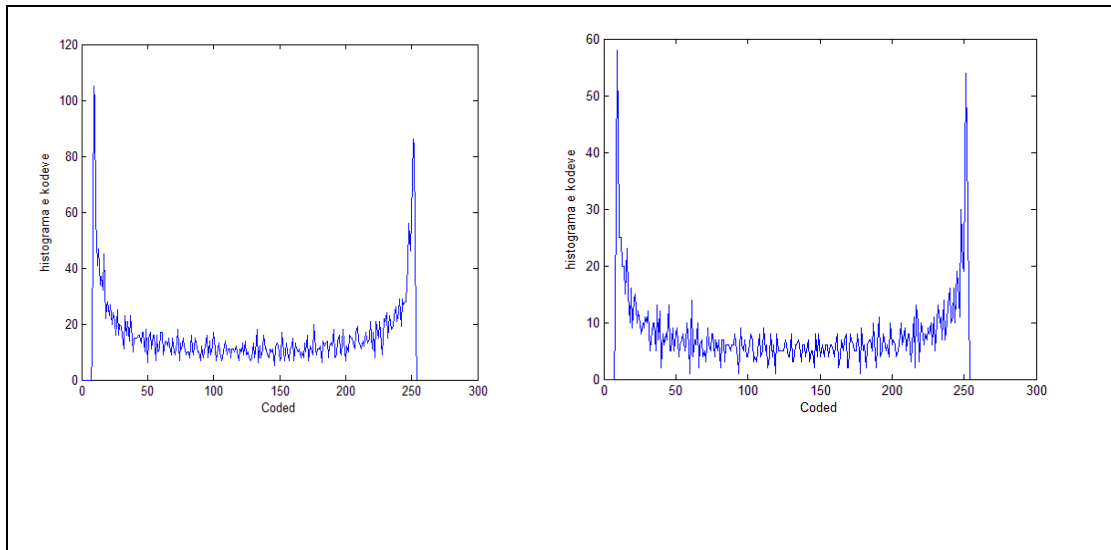


Figura 4.10 a) Histograma e grupit për 4000 kampione b) Histograma e grupit për 2000 kampione.

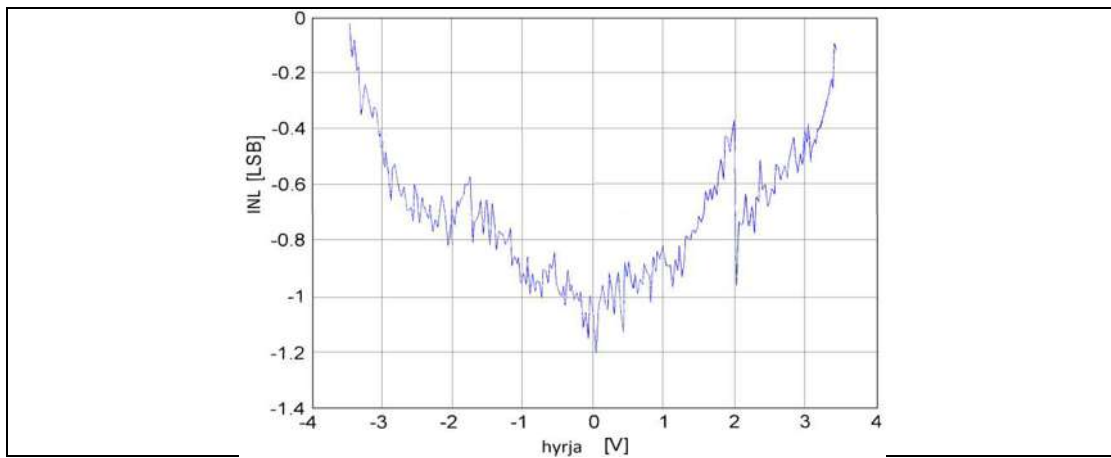


Figura 4.11 INL në dalje të ADC-se për 2000 kampione.

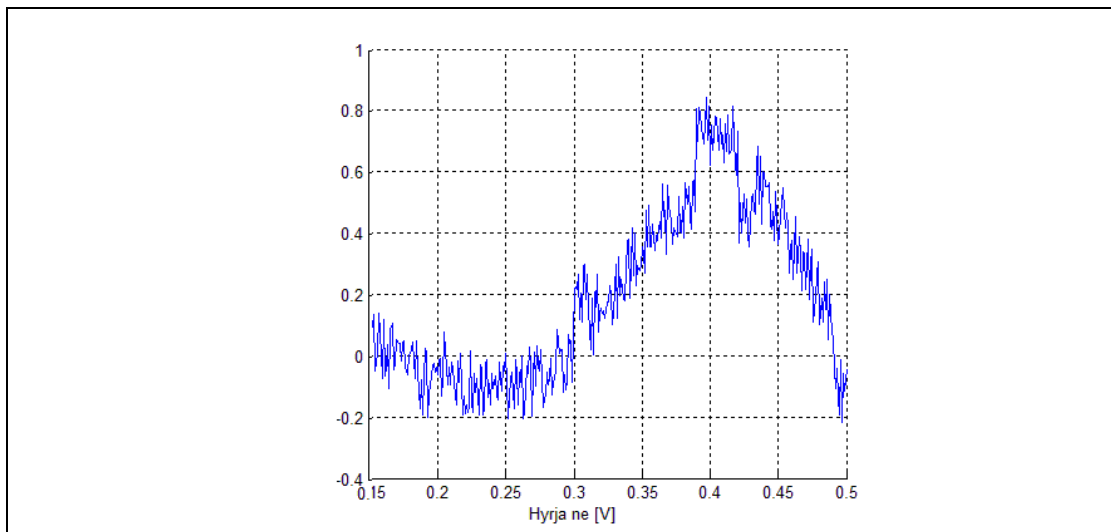


Figura 4.12 INL në dalje të ADC-se për 2000 kampione, tensioni i ngacmimit 0.5 V.

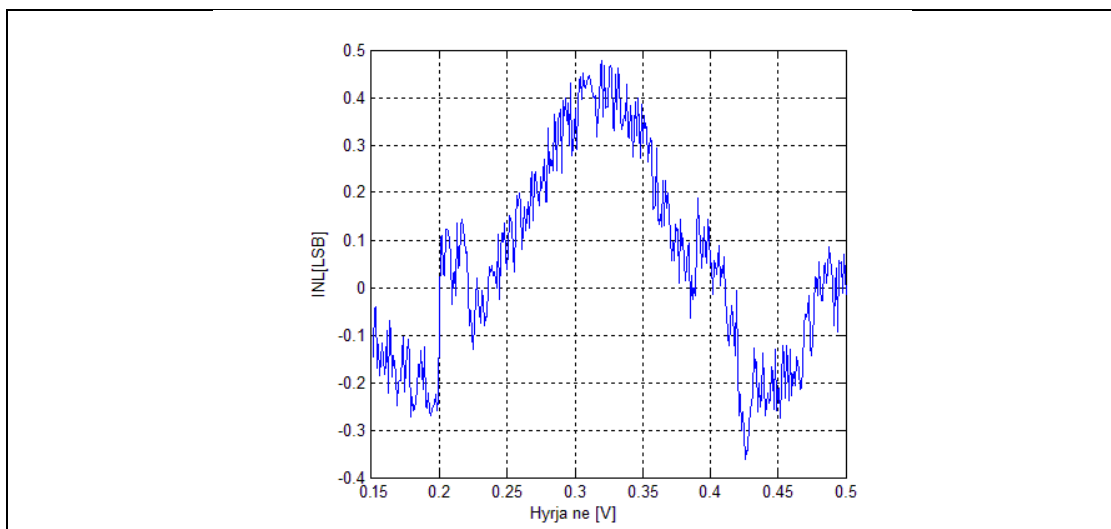


Figura 4.13 INL në dalje të ADC-se për 2000 kampione, tensioni i ngacmimit 0.5 V.

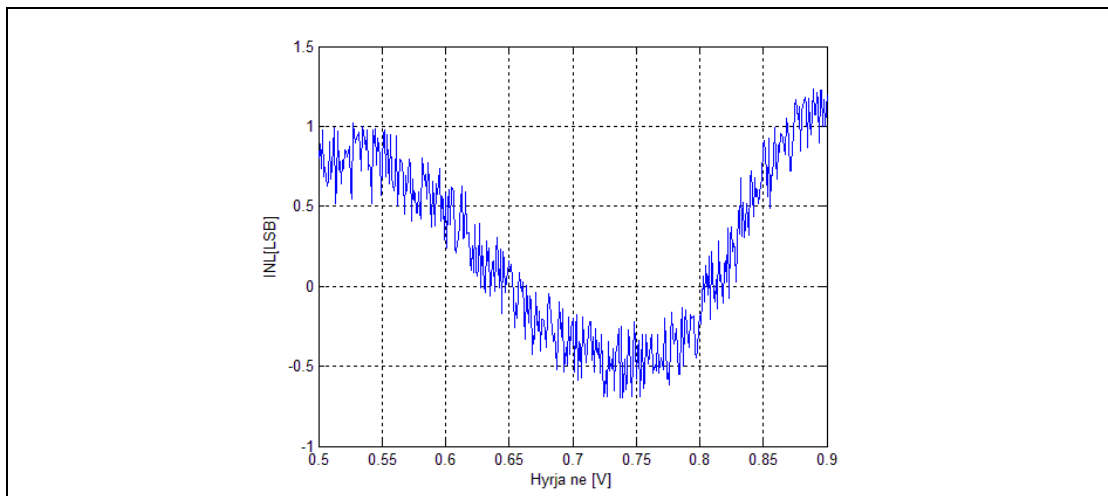


Figura 4.14 INL në dalje të ADC-se për 4000 kampione, tensioni i ngacmimit 1.0 V.

Metoda e histogramit mund të japë rezultate të gabuara, në rast se karakteristika e ADC-së në provë nuk është i njëtrajtshme. Në këto raste, rezultatet mund të jenë të sakta vetëm në dukje, por janë të prekur nga gabime të mëdha në vlerësim. Për të vlerësuar aspektin efektiv të mirë të rezultateve të mara nga një testimi të histogramit, rekomandohet të kryhet një testim shtesë në zonën e vlerave të frekuencës për vlerësimin e SINAD-it.

4.3 Përcaktimi i gabimeve të amplifikimit dhe të offset-it

Mbasi të jenë përcaktuar nivelet e tranzicionit të karakteristikës së shdërimit të ADC, përcaktimi i gabimeve të amplifikimit dhe i offset-it behet duke përcaktuar me:

- $T[k]$ - nivelin e pragut që përkon me tranzicionin ndërmjet kodeve $k-1$ dhe k ;
- T_1 - niveli e pragut ideal që përkon me $T[1]$;
- O - gabimi i offset-it;
- G - koeficienti i amplifikimi real (vlera nominale e barabartë me 1, por në të vërtetë me një gabimim ΔG).
- Q - gjerësia nominale e kalimit të kuantizimit

- $\varepsilon[k]$ - gabimi që përkon me nivelin k të tranzicionit;

mund të shkruajmë:

$$G \cdot T[k] + O + \varepsilon[k] = (1 + \Delta G) \cdot T[k] + \varepsilon[k] = Q \cdot (k - 1) + T_1$$

Gabimet ΔG dhe O mund të përcaktohen qoftë në formë analitike, qoftë nëpërmjet algoritmave të thjeshta numerike iterative të minimizimit të gabimit mesatar kuadratik; që të dyja japin rezultate të sakta, por metoda iterative mund të mos konvergojë në të njëjtin rezultat në rast se vlerat fillestare do të kishin gabime të medha. (vlerat fillestare janë të nevojshme për nisjen e procesit të iteracionit.

Në formë analitike do të kemi :

$$\Delta G = \frac{Q \cdot (2N - 1) \cdot \left(\sum_{k=1}^{2^N-1} kT[k] - 2^{N-1} \cdot \sum_{k=1}^{2^N-1} T[k] \right)}{(2N - 1) \cdot \sum_{k=1}^{2^N-1} T^2[k] - \left(\sum_{k=1}^{2^N-1} T[k] \right)^2} - 1$$

$$O = T_1 + Q \cdot (2^{N-1} - 1) - \frac{1 + \Delta G}{2^N - 1} \cdot \sum_{k=1}^{2^N-1} T[k]$$

Vlerat e ΔG dhe të O të përlogaritura në këtë mënyrë i kemi quajtur të *pavarura*, për t'i dalluar nga vlerat që u referohen *ekstremit*, të cilat janë ato që i bëjnë zero gabimet në ekstremet $\varepsilon[0]$ dhe $\varepsilon[2^N-1]$.

4.4 Përcaktimi i jolinearitetit integral

Ashtu sikurse kemi thënë më përpara, jolineariteti integral (*INL*) është diferenca ndërmjet karakteristikës së shdërimit real të pastruar nga gabimet e offset-it dhe nga gabimet e amplifikimit dhe karakteristikës së shdërimit real. Meqenëse gabimet e fitimit dhe gabimet e offset-it mund të vlerësohen sipas dy formulave të nxjerra më sipër, edhe *INL*-ja do të quhet e *pavarur* ose që i referohet ekstremeve sipas metodës së përdorur. *INL*-ja në funksion të kodit të daljes të shprehur në përqindjen e vlerave dinamike të veprimit të ADC-së jepet nga:

$$INL[k] = \frac{\varepsilon[k]}{V_{FSR}} \cdot 100$$

Kur duam të japim një vlerë e vetme të INL -së ajo është

maksimalja absolute e $INL[k]$ -ve.

4.5 Përcaktimi i jolinearitetit diferencial

DNL -ja është ndryshimi ndërmjet gjerësisë reale të një intervali të kuantizimit $W[k]$ dhe gjerësisë nominale, ajo normalisht është e shprehur në LSB :

$$DNL[k] = \frac{W[k] - Q}{Q} = \frac{T[k+1] - T[k] - Q}{Q}$$

Domethënë, edhe ky parametër është i njohur mbasi janë përcaktuar vlerat e pragut të ADC-së. Normalisht jepet vlera maksimale e DNL -së, por në disa raste është treguar vlera në RMS.

4.6 Scriptet e vlerësimit të jolinearitetit sipas metodës së Histogramës

Bllok diagrama e realizuar për programimin e ndërfaqeve të oshiloskopit dhe gjeneratorit të sinjalit, gjenerimin e sinjalit të ngacmimit, dixhitalizimin e formës së vales në dalje të ADC-së, vlerësimin e histogramës dhe të jolinearitetit integral është paraqitur në figurën 4.15.

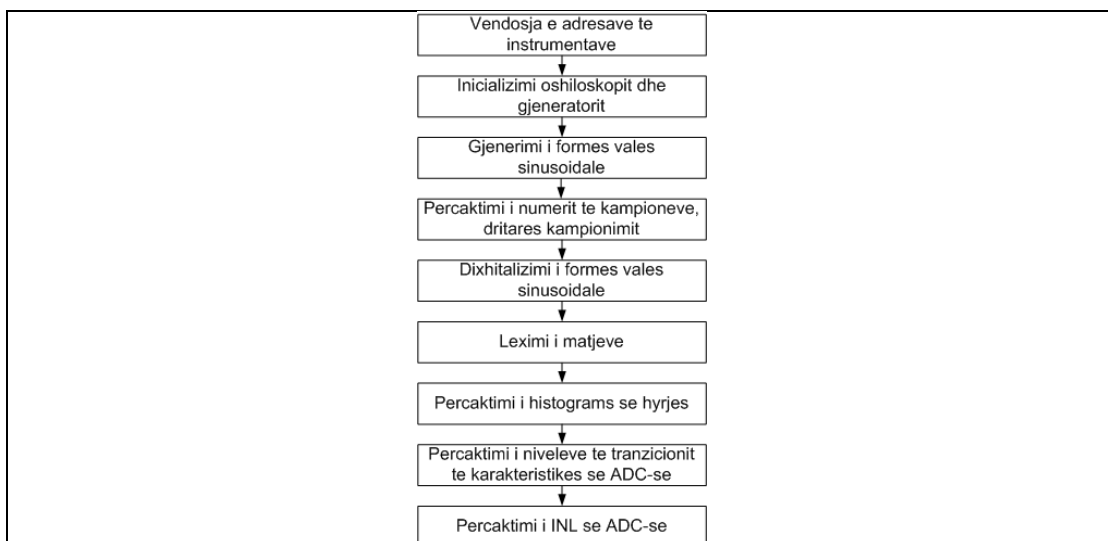


Figura 4.15. Bllok diagrama për vlerësimin e jolinearitetit integral të Oshiloskopit HP 54603B

```

%% Marja e formes se vales nga nje oshiloskop HP54603B nepermjet
Instrument Control Toolbox ne Matlab
% programi sherben per marjen e e te gjithë kampioneve te formes se
vales
% te mare nga nje oshiloskop.

%% 1) Hyrja e programit (zerimi i variablave)
clear, clc, close all, format compact
delete(instrfind)
%% 2) Vendosja e adresave te instrumentave
IDC = 0;          % controlleri
PADosc = 7;       % PAD (adresa primare) e oshiloskopit HP 54603B
PADawg = 10;      % PAD gjeneratori i sinjalit HP 33120A(arbitrary
waveform generator - awg)
%% 3) Inicializimi i oshiloskopit dhe i gjeneratorit
% Krijojme instrument objektet:
osc = gpib('ni', IDC, PADosc);
awg = gpib('ni', IDC, PADawg);
%%
% Per objektet ne Matlab, si "osc", i bashkengjitet nje buffer me
nje madhesi standarde 512 byte
% per te bere te mundur shkembimin e informacionit ne hyrje
(InputBuffer)
% ose ne dalje (OutputBuffer). Madhesi e ketyre bufferave
percaktohet nga (InputBufferSize, OutputBufferSize)
% per ti verifikuar shtyp:
osc.InputBufferSize %
%%
% Percaktimi i madhesis se bufferave nuk lidhet me punen e
instrumentit por
% me aftesine e Matlabit per te shkëmbyer te dhena eme instrumentat.
% Megenese ky program instrumenti dergon ne dalje te gjithë formen e
vales e perbere nga mijra byte
% na duhet te risim madhesis e InputBuffer. Sipas instruksioneve te
% meposhteme:
osc.InputBufferSize = 5000;
% ose:
% set(osc, 'InputBufferSize', 5000);
%%
% mund ta verifikojme nepermjet:
osc.inputbuffersize
%%
% Ne se per ndonje aresye vonohet pergjigjja e oshiloskip per
Matlabin atehere koha e
% parametrin 'Timeout' na lejon ta vendosim ne menyre qe te mos
marrim gabimin timeout.
% Koha standard eshte:
osc.timeout
awg.timeout
%%
% duke qene e madhe mundet ta shkurtojme ne:

```

```
osc.Timeout = 3;
awg.Timeout = 3;
%%
% Vendosim komunikimin midis instrumentave
fopen(osc);
fopen(awg);

%% 4) Vendosja fillestare per instrumentat Reset dhe Clear
fprintf(osc, '*rst; *cls');
fprintf(awg, '*rst; *cls');
fprintf(awg, 'output:load inf');

%% Gjenerojme nje forme vale
% Aplikojme ne gjenerator nje forme vale sinusoidale me
% frekuence f_gen, Amplitude V_gen/2 dhe offset C_gen
Vpp_gen = 1;      % Aplituda tensionit pik-pik [V]
f_gen = 1e6;      % frekuenca e sinusoides ne [Hz]
C_gen = 0;        % offset i sinjalit [V]

s = sprintf('apply:sin %f, %f, %f', f_gen, Vpp_gen, C_gen)
fprintf(awg, s);

%% Paraqitja e formes vales
% Ne fillim zgjedhim vlerat e V/div dhe time/div:
Yfsr = 1.6;      % kufiri maksimal ne aksin Y [V]
                % ne kete rast eshet 0.2 V/div)

Tfsr = 2e-6;     % kufiri maksimal i boshtit te kohes [s]
                % ne kete rast eshte 200 us/div)

%%
% Vendosim oshiloskopin sipas parametrave tane :
fprintf(osc, ':channel1:range %f', Yfsr); % Vendosja e FSR (full
scale range ) ne boshtin e aplitudes (vertikale)
fprintf(osc, ':timebase:range %f', Tfsr); % Vendosja e FSR ne
boshtin e kohes

%% Percaktimi i numerit te kampioneve
% Ne kete faze zgjedhim disa parametra qe nuk kane efekti mbi
paraqitjen
% por jane te rendesishem per kampionizimin
N = 2000;        % numer i kampionve te kampionimit
%%
% Vlerat standarte te ketij parametri per Agilent 546xx, jane :
% N = 500, 1000, 2000, 4000

fprintf(osc, ':display:connect off');
% percaktojme paraqitjen e formes vales pa bere interpolime lineare
midis pikave
%%
% Ky instruksion eshte i nevojshem ne se duhet te marim numerin
maksimal te
% pikave 4000. Kjo ka nj eefekt mbi paraqitjen ne oshiloskop pasi
per te rezervuar memorje per formen e vales
% oshiloskopi nuk ben interpolimin e pikave ne ekranin e tije.
```

```
fprintf(osc, ':waveform:points %d', N); % percaktojme numerin e
kampioneve (N)
fprintf(osc, ':acquire:complete 100'); % Vendosja e perqindjes
minimale te kampioneve qe duhen mare (100%)
%%
% Ka raste ku instrumenti nuk jep numrin maksimal te pikave te
mundeshme
% dhe kjo ndodh kur kampionimi eshte ne kohe ekuivalente dhe
instrumentit nuk
% i dergohen impulset e trigger-it ne numer te mjaftushem.
%
% Kmpionimi ne kohe equivalente eshte nje teknike nete cilen nje
sinjal periodik
% kapionohet (matet, ruhet) ne disa "time sweep"( perioda,
spazzolate), per te mare
% nje paraqitje me te detajuar te sinjalit. Ne secilen "time sweep"
ruhet vetem nje pjese
% e numerit maksimal te kampioneve te cilet mund te dergohen
(rikthehen). Instrumenti vazhdon
% te kryeje matje ne cdo periode derisa t eplotesohet kriteri i
vendosur ne
% "acquire:complete". Ne rastin e vecante kur opsioni i trigerit
eshte "single shot",
% instrumenti eshte ne gjendje te percaktoje vetem nje cikël
triggerimi si pasoje
% marja ne kohe ekivalente nuk eshte e mundur dhe pikat e mara nga
% instrumenti do te jene vetem ato te mara ne nje "time sweep" te
vetem. Ne se ky numer pikash
% nuk do te kenaqe kriterin "acquire:complete", instrumenti futet ne
gjendje te papercaktuar.
%
% si pasoje ne rastin e marjes te nje "single shot",
"acquire:complete"
% duhet te jete vendosur ne vleren 0.

%% Dixhitalizimi
fprintf(osc, ':digitize channel1'); % kodifikimi i te dhenave
%%
% Ne se kjo komande GPIB ekzekutohet korekt ateherë ne ekran te
% oshiloskopit shkruhet "|completion = 100% on ch1|".
% Dergimi i kesaj komande keshillohet per te qene te sigurte qe
komanda
% query e meposhteme e cila pyet instrumentin per te mare formen e
vales, te na
% japi te dhena qe jane efektivisht koherente me ato te mara nga
% oshiloskopi. Ne se marja e te dhenave (kampionimi ) behet me
shpejtesi te
% ulet te sweep (gjeneratorit te kohes), cifti i komandave
:ACQUIRE:COMPLETE dhe :DIGITIZE,
% mundet te mos perdoret pasi per cdo sweep (spazzolata) te vecante
do te
% kemi marje korekte dhe complete te formes se vales, po nese
punohet ne
% frekuece te larte ose sinjali nuk eshte periodik ateherë rezulton
qe
% duhet patjeter te keto komand aperi te mare matje te regullta.
```

```
%  
% Nga manuali i oshiloskopit:  
% |"If you change an oscilloscope setting after acquiring data  
% (:DIGitize),  
% any query to the WAVEform subsystem will return an error because  
% the  
% data in the oscilloscope does not match the setup with which it  
% was  
% acquired. After making any changes to the setup, re-acquire the  
% data and  
% then immediately read it before making any new changes to the  
% setup."|  
  
query(osc, ':acquire:points?') % numeri i kampioneve te memorizuar  
ne instrument  
query(osc, ':waveform:points?') % numeri i kampioneve qe do te  
nxiren nga komanda query  
%%  
% numeri i kampioneve te memorizuar nga instrumenti eshte 4000  
% nesaje te vendosjes |:display:connect off|), ndersa numeri i  
kampioneve  
% qe do te meren nga query eshte 2000 , vlere e vendosur  
nga |:waveform:points <n>|.   
  
%% Marja e formes se vales - transferimi i te dhenave  
% ne transferimin e nje forme vale finksioni matlab query eshte jo  
shume i  
% besushem pasi mund te kete humbje te te dhenave. Menyra corekte e  
transferimit te te dhenave  
% eshte nga cifti i meposhtem i komandave:  
fprintf(osc, ':waveform:data?');  
samples = fread(osc, N+11, 'uchar');  
  
%%  
% Instruksioni (fprintf) dergon ne oshiloskop kerkesen qe kerkon te  
dhenat  
% e formes se vales: rezultati i kerkeses nuk shkruhet ne nje  
variabel te jashtem  
% sic eshte rasti i instruksioni query , por shkruhet ne "objektin"  
osc.  
%  
% Instruksioni (fread) do te provoje te lexoje ne menyre korekte te  
dhenat  
% e objektit osc.  
%  
% Parametri i dyte qe tregon numerin e te dhenave qe duhen mare  
eshte i barabarte me  
% N+11 sepse sekuenca e kampioneve eshte paraprire nga nje koke  
(header0 me dhjete karaktere  
% qe permbajne informacion mbi te dhenat e derguara, si dhe sekuenca  
perfundon me nje karakter mbyllje.  
% Mundemi t averifikojme kete duke printuar 11 kampionet e pare,  
% interpretuar si karaktere ASCII:  
char(samples(1:11))'  
%%
```

```
% shikohet qe i fundit eshet nje e dhene binare ndersa 10 te paret
jane nje
% mesazh qe mund te interpretohet ne menyren e me poshteme:
%
% # = fillimi i te dhenave ,
% 8 = numeri i karakrereve pasues qe perbejne hederin : keto
karaktere tregojne
% gjatesine e formes se vales se mare ne byte,
% 00002000 = gjatesi a formes se vales (2000 byte = 2000 campioni,
nje byte/kampion)
%
% karakteri i fundit eshte nje line-feed (LF, kodi ASCII = 10):
samples(end)
%%
% si pasoje dimensionit i vektorit te kampioneve eshte i barabarte me
N+11:
size(samples)
%%
% dhe te dhenat e vlefshme meren nga :
samples = samples(11:end-1);
%%
% paraqitja e kampioneve :
figure, plot(samples)
xlabel ('treguesi i kampioneve')
ylabel ('codet')

%% Marja e formes se vales - konvertimi i te dhenave
% te dhenat e mara nga instrumenti nepermjet query :waveform:data?
jane numera te plote
% ndermjet 0 dhe 255, qe do te thote se jane "codet" e daljes se
ADC. Cdo
% Codi i pergjigjet nje vlere e tensionit sipas nje ligji te tipit:
%
% |y = (samples - code _ ref ) * Q + y _ orig|
%
% Kjo eshte nje transformim linear i thjeshte i cili asocion cdo
vlere te numerit te plote 0-255 te kodit
% me vleren koresponduese te tensionit, per shembull midis -0.8 dhe
0.8 V
% si ne rastin tone. Parametrat Q, code_ref, y_orig meren nga
instrumenti me query:

% Parametrat e aksit y
Q = query(osc, ':wav:yinc?', '%s', '%f')           % hapi i quantizimit
y_orig = query(osc, ':wav:yor?', '%s', '%f')        % vlere e tensioni
ne qender te ekranit
code_ref = query(osc, ':wav:yref?', '%s', '%d')      % vlere e kodit
korespondues ne qender te ekranit
%%
% me marjen e parametrave forma e vales se matur e paraqitur ne Volt
eshte:
y = (samples - code_ref) * Q + y_orig;              % vlerat e
kampioneve ne [V]

%%
```

```
% Per sa i takon aksit te kohes duhet te bejme te njejten procedure,
ku ne kete rast
% ekuacioni qe na jep castet e kohes se kapionimit eshte:
%
%  $t = (n - \text{index\_ref}) * T_s + t\_orig$  .
%
% Numri i plote n treguesi i kampioneve ndryshon nga vlera index_ref
(normalisht e barabarte me zero) deri ne
% index_ref + N - 1 (normalishte e barabarte me N-1). pra kemi:

% Parametrat e aksit t
Ts = query(osc, ':wav:xinc?', '%s', '%f') % hapi i kmapionimit
t_orig = query(osc, ':wav:xor?', '%s', '%f') % vlera e e kohes ne
anen e MAJTE te ekranit.
index_ref = query(osc, ':wav:xref?', '%s', '%d') % indeksi i
kampioneve ne anen e DJATHTE te ekrannit( eshte gjithmone 0)
n = [index_ref:index_ref+N-1]'; % treguesi i
kampioneve
t = (n - index_ref)*Ts + t_orig; % castet e kohes te
kampioneve [s]

%%
% Tashme eshte e mundur ndertimi i grafikut te formes vales.
% ne menyre besnike me ate te mare ne ekranin e oshiloskopit:
figure, plot(t,y)
xlabel ('caste e kohes se kampioneve [s]')
ylabel ('vlera e kampioneve [V]')
%%
% Kjo figure ndrushon nga ajo e ndertuar me pare vetem nga vlerat e
akseve.

%% Mbyllja e kanalit te komunikimit me instrumenta dhe eliminimi i
%% objekteve te instrumentave
fclose(osc)
fclose(awg)
delete(instrfind)
% HP54600_NL_Test
% Scripti per ekzekutimin e testit te jolinearitetit per
oshiloskopin HP54600
%
% kushtet e proves
% - sinjali i hyrjes aplikuar ne hyrjen 1
% - sinjali i triggerit nr. 1 (zhurma e bardhe gaussiane) aplikuar ne
hyrjen EXT (per proven e histogrames)
% - sinjali i triggerit nr. 2 (dalja sync e gjeneratorit te
funksionit ) aplikuar ne hyrjen e dyte(per proven e DFT)

try
clear all;
close all;
scopePAD = 1; % PAD i oshiloskopit HP5460xy(DUT)
fgPAD = 2; % PAD i gjeneratorit te fumksionit HP33120A
format compact;
format long;
```

```

% Inicializimi i instrumentave
[scopeID, fgID] = HP54600_InitInstr(scopePAD, fgPAD);

% vendosja e oshiloskopit
N = 2000; % numeri i kampioneve
Np = 3;   % num. I periodave per nje record
VG = 1;   % amplifikimi vertikal [V/div]
VP = 0;   % pozicioni vertical [V]
HS = 100e-6; % gjeneratori i zberthimit [s/div]
Hfsr = 10*HS; % vlere maksimale ne zberthim [s]
HP = 0;   % pozicionimi ne qender te ekranit[s]

% vendosjet ne DUT
[M, Q, yq1, Ts, tq1, VG, VP, HS, HP, N] = HP54600_DUTInit(scopeID,
VG, VP, HS, HP, N);
Write_To_GPIB(scopeID, ':TRIG:SOUR EXT'); % vendoset burimi i
trigerimit ne EXT

% parametra ndihmes
A = M*Q; % kufiri i plote i ADC
yqM = yq1 + (M - 1)*Q;
fs = 1/Ts;
Tr = N*Ts;

% parametrat e gjeneratorit
Vout = 0.95*A; % amplituda
Cout = (yqM + yq1)/2; % offseti i sinjalit
fxout = fs/N*Np; % frekuenca e sinjalit per kampionim sinkron
[Vgen, Cgen, fxgen, Vout, Cout, fxout] = HP54600_GenSetting(fgID,
scopePAD, Vout, Cout, fxout, N, fs);

% Prova e histogrames
Vout = 1.05*A; % amplituda e sinjalit
[Vgen, Cgen, fxgen, Vout, Cout, fxout] = HP54600_GenSetting(fgID,
scopePAD, Vout, Cout, fxout, N, fs);

opt = optimset;
opt.TolX = 1e-6;
opt.TolFun = 1e-6;
opt.Display = 'off';
x2 = linspace(1*(-Vgen + Cgen), 1*(Vgen + Cgen), M - 1);
y2 = zeros(size(x2));
figure;
plt = plot(x2, y2, 'b-');
set(plt(1), 'LineWidth', 1);
NDataStreams = 10;
HP54600_Hist_Test;
V = Vgen;
C = Cgen;
h = h2;
yq = tidn + Q/2;
Vfshigh = tidn*(M - 1) + Q;
Vfslow = tidn(1) - Q;
fx = fxgen;

```

```
save 'HP54600_HIST_TEST.mat' V C tidn tn h Q M yq Vfshigh Vfslow
fx fs N NDataStreams timedomain

% HP54600_Hist_Test
% Testi Histogrames per HP5460xy

x = yq1:Q:yqM;
tidn = x + Q/2;
tidn = tidn(1:M - 1);
h2 = zeros(1, M);

Write_To_GPIB(scopeID, ':TRIG:SOUR EXT'); % triggerim nga EXT
timedomain = [];
for i = 1:(NDataStreams/10)
    for k = 1:10
        Write_To_GPIB(scopeID, ':RUN');
        yqk = MatScope_HP54600(scopePAD, 1, N);
        h2 = h2 + hist(yqk, x);
    end
    timedomain = [timedomain, yqk]; % marja e formes se vales ne zonen
    e kohes
    ch = cumsum(h2);
    tn = -Vgen/2*cos(pi*ch/sum(h2)) + Cgen;
    tn = tn(1:end-1);
    [dG, 0] = reglin(tn, tidn, 'mss', opt);

    set(plt(1), 'xdata', tn);
    set(plt(1), 'ydata', (tidn - tn*dG - 0)/Q);
    title(sprintf('NL pas %d recorde', i*10));
    xlabel('hyrja [V]');
    ylabel('INL [LSB]');
    drawnow;
end;

inl_hist = (tn - tidn)/Q;
```

KAPITULLI 5

Metodat e testimeve të ADC-ve sipas testeve të Chebyshev-it.

Hyrje

Në këtë kapitull do të paraqitet një përshkrim i metodës të testimeve të zhvilluara sipas metodës së Chebyshev-it, gjithashtu do të paraqitet edhe një përshkrim i setup-eve eksperimentale dhe e software-ve të përdorura për mbledhjen dhe për përpunimin e të dhënave të nevojshme për përfitim e rezultateve.

Të gjitha testimet eksperimentale që janë kryer mbi ADC-të reale janë realizuar duke përdorur sisteme ATE (*Automatic Test Equipment*) të llojit *IEEE 488.1* ose të njohur si: *GPIB, General Purpose Interface Bus*), të një kompleksiteti mesatar.

Software-i i supervizionit të këtyre sistemeve është zhvilluar krejtësisht në mjedisin e njohur të përpunimit numerik *MATLAB* (MathWorks Inc.). Kjo gjë ka bërë të mundur që të përftohet një fleksibilitet i madh në ekzekutimin e të gjitha testimeve, meqenëse që të gjitha operacionet e nevojshme nga kontrolli i instrumenteve, në mbledhjen e të dhënave dhe në përpunimin përfundimtar të këtyre të fundit janë kryer në një mjedis të vetëm software-i, duke na çliruar nga procedura të ndërlikuara dhe të ngadalshme të shkëmbimit të të dhënave ndërmjet disa mjediseve software-ike.

5.1 Përcaktimi i INL-së nëpërmjet analizës në zonën e frekuencës

Në këtë paragraf do të paraqitet një metodë analize, e cila bën të mundur që të jepet një paraqitje parametrike e një kurbe përafruese, duke përdorur vleresimet e kuadratëve minimalë, në vleresimin e jolinearitetit integral të një ADC-je. Ashtu sikurse do ta shikojmë në vijim, kjo paraqitje qëndron në bazën e një metode korigjuese të gabimit të jolinearitetit e ndryshme nga metoda klasike e *look-up table*.

5.1.1 Hyrje

Procedura e përcaktimit të INL-së na jep mundësinë të nxirret ky parametër i rëndësishëm nëpërmjet analizës së përmbajtjes harmonike të daljes së ADC-së të marrë në shqyrtim si përgjigje e një ngacmimi sinusoidal me frekuencë të ulët dhe me amplitudë paksa më të vogël se kufiri i veprimit dinamik të ADC-se. Kjo teknikë është shumë më e shpejtë sesa teknika standard e histogramit, e cila është paraqitur tashmë që më përpara në paragrafin 4.2.3, në mënyrë të veçantë kur aplikohet te konvertuesit me rezolucion të lartë ($N \geq 14$ bit). Ajo është në gjendje që të japë një kurbe përafruese të INL-së reale të ADC-së. Ashtu sikurse është analizuar me hollësi në paragrafin 3.3.2, INL-ja e një konvertuesi A/D është e përbërë në mënyrë tipike nga një komponent “e copezuar”, të cilis i është mbivendosur një komponente me ecuri më “të butë”. Në atë paragraf kemi analizuar edhe se komponentja e parë është përgjegjëse për shfaqjen e një numri të konsiderueshëm luhatjesh harmonike të pastra me fuqi që krahasueshme me atë të dyshemese të zhurmës së kuantizimit. Ndërsa komponentja e dytë është përgjegjëse për shfaqjen e një numri të kufizuar luhatjesh harmonike me fuqi shumë më të lartë. Këto luhatje sinusoidale harmonike të fundit janë përgjegjëse për pjesën më të madhe të shtrembërimit të futur nga ADC-ja mbi sinjalin e hyrjes. Ndërsa pjesa granulare e karakteristikës së shdërimit mund zerohet plotësisht me teknika korigjimi, siç është *dithering* (të shikohet paragrafi 5.3.2), të cilat tashmë kanë kohë që janë përhapur gjerësisht në praktikën e aplikimeve, linearizimi i pjesës që mbetet kërkon që të përdoren teknika të korigjimit përgjithësisht më të sofistikuar dhe të kushtueshme, siç janë të ashtuquajturat *look-up table*.

Do të shikojmë në vijim që pjesa me ecuri të butë të INL-së mund të paraqitet si kombinim linear i një numri të përshtatshëm të *Polinomeve të Chebyshev të llojit të parë*, një klasë funksionesh të njohura nga Analiza

Matematike. Kjo paraqitje mund të përdoret më mbrapa për implementimin e metodave efikase numerike iterative të ndreqjes së gabimit që i përshtatet veçanërisht mirë përdorimit të konvertuesve të pajisur me *dithering*, [48],[49].

5.1.2 Testimet e Chebyshev-it për jolinearitetin integral.

Megjithëse testimet e konvertuesve në zonën e frekuencës janë përdorur normalisht për përcaktimin e parametrave, si : *THD*, *SINAD* dhe *SFDR*, falë të cilëve është e mundur që të përcaktohet edhe një parametër statik, siç është *INL*-ja. Për të përftuar rezultate të sakta, është e nevojshme që:

1. sinjali i testimit të jetë sinusoidal, i pa ngopur në krahasim me kufijte e veprimit dinamik të ADC-së dhe me shtrembërim shumë të ulët për të parandaluar ndotjen e daljes nga luhatje harmonike që nuk varen nga jolineariteti i pajisjes.
2. frekuenca e sinjalit të jetë mjaftueshmërisht e ulët, në myrë që të mos stimulojë ose që të kufizojë sa më shumë që të jetë e mundur sjelljet dinamike të pajisjes në provë.

Nga teoria e sistemeve lineare dhe nga teoria e Fourier-it mbi analizën në frekuencë e sinjaleve periodike, mund të themi që, në qoftë se në hyrje të një sistemi jolinear të qëndrueshem me karakteristikë transferimi $g(x)$ aplikojmë një sinjal sinusoidal të llojit $x(t) = V\cos(2\pi ft + \varphi) + C$, me V amplituda, C offset-i dhe φ fazën fillestare, dalja do të jetë (përgjithësisht) e llojit:

$$y(t) = g(x(t)) = \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} C_n \cos(n \cdot 2\pi \cdot f \cdot t + \varphi)$$

Ose më saktë, ajo do të përbëhet nga mbivendosja e një termi kostant (të offset-it) dhe e termave të pafundmë harmonikash të sinjalit të hyrjes me një amplitudë të përshtashme, por që të gjitha në fazë me hyrjen¹¹.

¹¹ Në të vërtetë, ka kuptim të përcaktohet një marrëdhënie faze ndërmjet dy sinjaleve sinusoidale vetëm në qoftë se ata kanë frekuencë të njëjtë; në këtë rast kemi ndërmend të themi që fazat φ të të gjitha luhatjeve sinusoidale harmonike janë të barabarta ndërmjet tyre.

Në qoftë se do ta mendojmë, për thjeshtësi, zero fazën fillestare të hyrjes, (kjo gjë mund të bëhet gjithmonë, duke marrë një referim kohor të përshtatshëm), nga shprehja e hyrjes vëcojmë madhësinë.

$$2\pi ft = \cos^{-1}\left(\frac{x-C}{V}\right)$$

dhe mund të shkruajmë përsëri daljen si funksion të hyrjes x :

$$y(x) = g(x) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n \cos\left(n \cdot \cos^{-1}\left(\frac{x-C}{V}\right)\right) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n T_n\left(\frac{x-C}{V}\right)$$

ku

$$T_n\left(\frac{x-C}{V}\right) \stackrel{\text{def}}{=} \cos\left(n \cdot \cos^{-1}\left(\frac{x-C}{V}\right)\right)$$

është *Polinomi i Chebyshev-it* i llojit të parë i rendit n (të krahasohet Shtojca A) i përlogaritur në pikën $\frac{x-C}{V}$ dhe koeficientet c_n ($n = 0, 1, \dots, +\infty$) janë amplitudat e luhatjes harmonike të rendit n të hyrjes që merren në mënyrë të drejtpërdrejtë nga rezultati i analizës në frekuencën (FFT) të sinjalit në dalje të konvertuesit. Në rastin e hyrjes me fazë zero, ashtu sikurse ajo që është propozuar më sipër, koeficientët c_n janë që të gjithë realë me shenjë.[40]

Mënyra më e thjeshtë për të kryer këtë analizë është ajo nëpërmjet përlogaritjes së *DFT-së* (*Discrete Fourier Transform*) së njëanshme të sinjalit në dalje të konvertuesit ose më saktë, të serisë së kampionëve të përzgjedhur. Për të shmatur përdorimin e dritareve të të dhënave dhe të algoritmeve komplekse të përlogaritjes përafruese në zonen e frekuencës do të jetë e nevojshme të zgjidhet frekuenca e sinjalit të ngacmimit në mënyrë që përzgjedhja e kampionëve të jetë *sinkrone*, osë në mënyrë që numri N_p i periodave që përmban vektori i serisë së kampionëve të përzgjedhur të jetë i plotë.

Është e domosdoshme që numri i kampionëve të përzgjedhur M të serisë dhe numri i periudhave N_p të jenë “primë” midis tyre. Kjo bën të mundur që vektori në dalje të DFT-së të jetë i “çliruar” nga luhatjet harmonike me frekuencë të lartë,

përndryshe do të pësonin ndryshime të pandreqshme nga ndërhyrja për shkak të fenomenit të *aliasing*-ut që cfaqen në përzgjedhjen e kampionëve. Për të perfituar avantazhe nga shpejtësia e përlogaritjes së *DFT*-së së nepermjet algoritmit të *FFT* (*Fast Fourier Transform*), zgjidhet një vektor me gjatësi të barabartë me fuqi të plotë të 2-it, për këtë është e mjaftueshme që të zgjidhet frekuenca e sinjalit në mënyrë që Np të jetë tek. Në se me të njëjtin skemë eksperimental duhet të kryhet edhe testimi i histogramit, duke ndjekur rekomandimet e paraqitura në[41],[42] është e nevojshme që Np të jetë e barabartë me një shumëfish minimum prej 5.

Pasaktësia e pak pjesëve për milion e garantuar për frekuencën e sinjalit të sintetizuar nga gjeneratorët modernë numerike të sinjaleve , siç janë: HP33120A të Agilent Technologies të përdorura në testimet e paraqitura këtu, janë të tillë që të bëjnë të mundur respektimin e kushtit të përzgjedhjes sinkrone të kampionëve, të paktën për frekuencat e ulëta të kërkuara gjatë testimeve.

Detyrimi i fazës zero për sinjalin e hyrjes mund të zbutet në realizimet praktike të testeve. Ai shërben vetëm për të bërë të mundur nxjerrjen e drejtpërdrejtë të koeficientëve c_n . Në rastin e fazës së ndryshme nga zero, c_n e veçanta do të jepen nga :

$$c_n = \text{sign}\left(\text{real}\left(c_n^{DFT}\right)\right) \cdot \left|c_n^{DFT}\right|$$

duke qenë c_n^{DFT} pikërisht koeficientët e përcaktuara nga DFT-ja unilaterale. Ky relacion mund të aplikohet edhe në rastin kur faza nominale është zero për të permiresuar zhvendosjet e vogla të fazës të çfaqura në luhatjet sinusoidale harmonike të gjeneratorit për shkak të tolerancave normale të punës së tij .

Amplituda e luhatjeve sinusoidale harmonike përberëse mund të përftohen nga elementët e DFT-së së dyanëshe që zakonisht përcaktohen nga algoritmi FFT, nëpërmjet relacioneve :

$$c_0 = \frac{Y(i_0)}{M}, \quad c_n = \frac{2Y(i_n)}{M}$$

ku treguesit i_n duhet të përlogariten më përpara nëpërmjet relacionit

$$i_n = (n \cdot N_p \bmod M)^{12}$$

Nuk është e mundur që të përdoret në mënyrë të drejtpërdrejtë n si tregues i vektorit të daljes së DFT-së, meqenëse luhatjet sinusoidale harmonike të rendit të lartë pësojnë shuarje përreth $f_s/2$ dhe është e nevojshme që ato të pastrohen nga kjo. [44]

Vetëm kur frekuenca e përzgjedhjes së kampionëve është mjaftueshmërisht e lartë në krahasim me frekuencën e sinjalit të testimit, n dhe i_n do të jenë mjaftueshmërisht të larta për të bërë të mundur që të merren të gjitha luhatjet sinusoidale harmonike me interes.

Natyrisht, një shprehje e llojit

$$g(x) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} c_n T_n \left(\frac{x-C}{V} \right)$$

duke qenë se kërkon marrjen parasysh të një numri të pafundmë termash për të përshkruar jolinearitetin të konvertuesit ka një dobi praktike shumë të vogël. Nëse do të kufizojmë shumatoren në një numer të fundëm termash N_a do të përftojmë një version “të zbutur” të jolinearitetit efektiv, duke shkruar

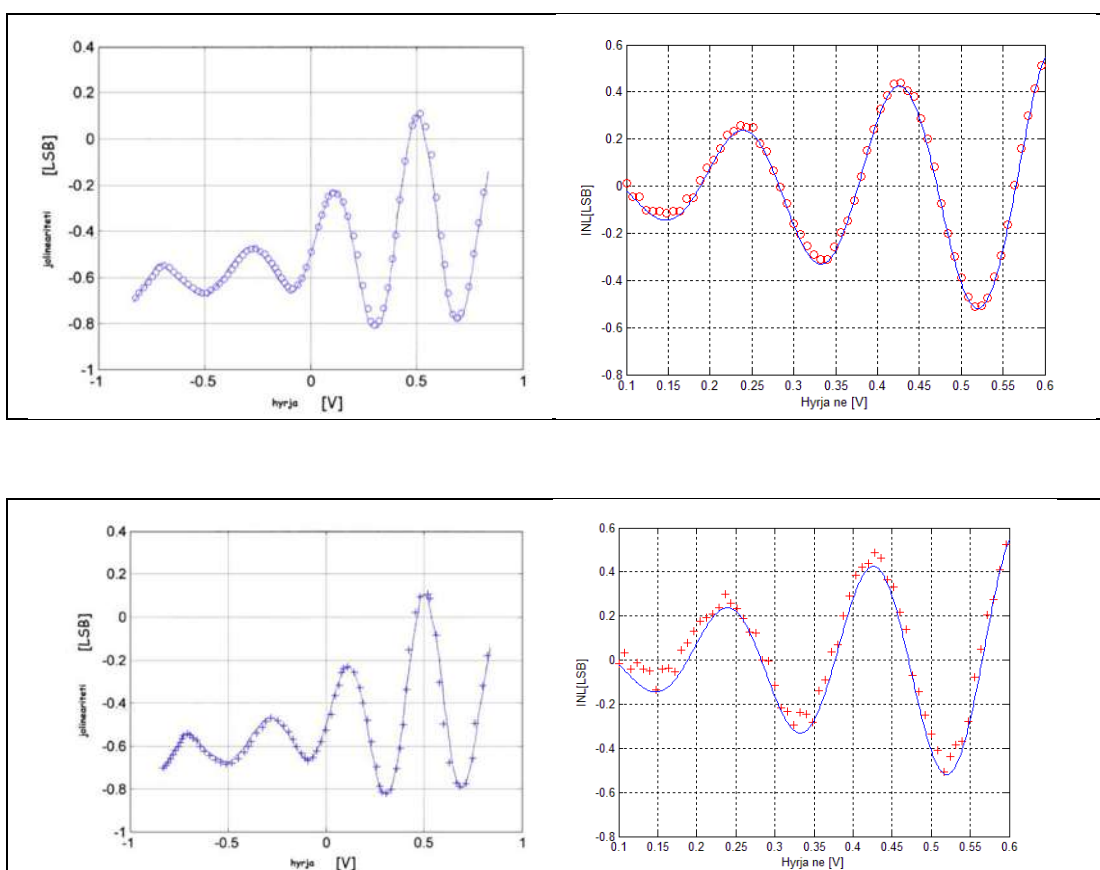
$$h(x) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{N_a} c_n T_n \left(\frac{x-C}{V} \right)$$

kemi përjashtojmë nga përlllogaritja luhatjet harmonike të rendit më të lartë sesa N_a . Kjo do të thotë që duhet të kryejmë një filtrim të daljes me breze kalimi nga poshtë të daljes përpara përlllogaritjes së karakteristikës të shdërimit të ADC-se kjo sjell eliminimin pak a shumë efikas të pjesës së kokërrizuar të jolinearitetit që e kemi parë të jetë një ndër komponentët e saj tipike. [46],[47]

¹² Operatori **mod** llogarit pjesën e plotë të koeficientit të dy variablave.

5.2 Testime mbi ADC

Për të vlerësuar perpagesitë e përqasjes së analizës në frekuencë të vleresimit të jolinearitetit të ADC, janë simuluar në mënyrë numerike disa karakteristika të jolinearitetit për konvertues me rezolucione të ndryshme, nga 8 bit deri në 20 bit dhe atyre u është aplikuar analiza në frekuencë, ashtu sikurse është paraqitur më lart në ekuacionin. Software-i i supervizionit të këtyre simulimeve është zhvilluar krejtësisht në mjedisin e njohur të përpunimit *MATLAB* (MathWorks Inc.). Kjo gjë ka bërë të mundur që të përftohet një fleksibilitet i madh në ekzekutimin e të gjitha simulimeve, meqenëse që të gjitha operacionet e nevojshme janë kryer në një mjedis të vetëm software-i, duke u çliruar nga procedura të ndërlikuara dhe të ngadalshme të shkëmbimit të të dhënave ndërmjet disa mjediseve software-ike.



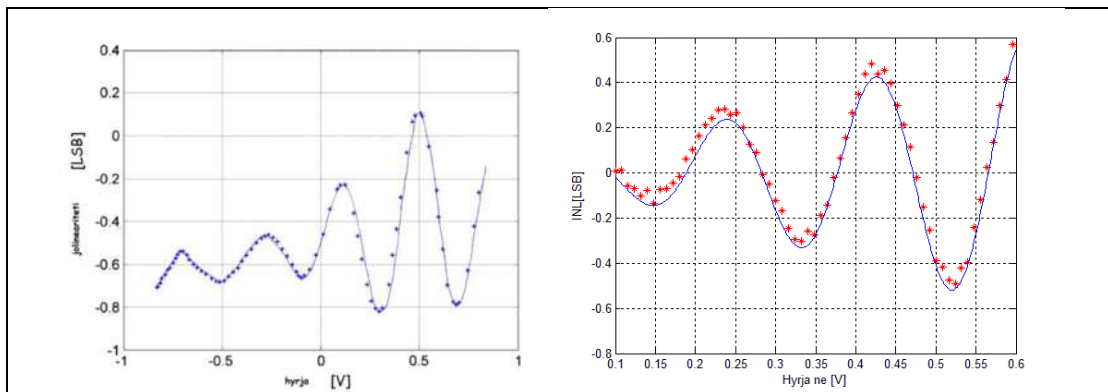
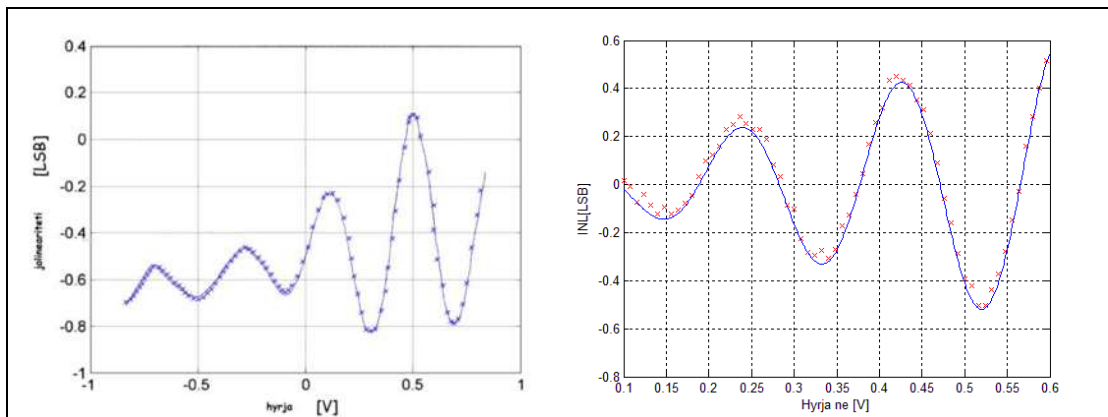
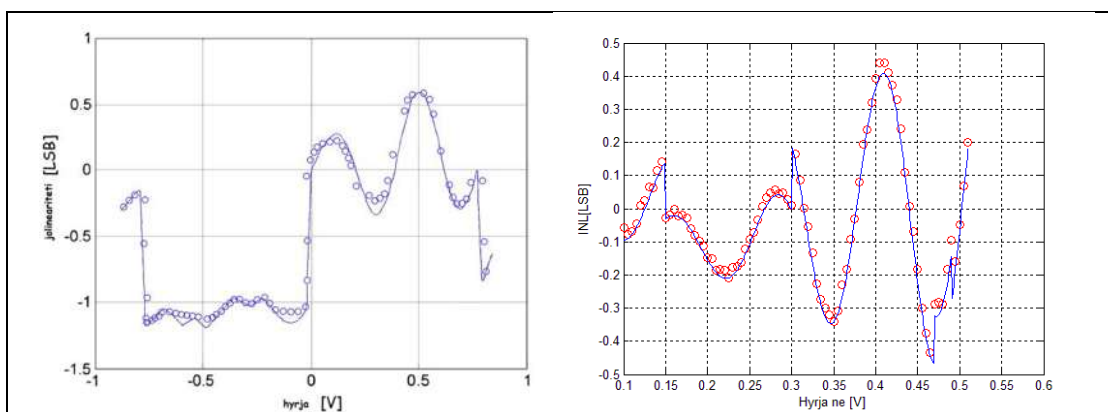


Figura 5.1. – Rezultatet e Testimit të Chebyshev-it me $N_a=18$ mbi ADC-në e parë të simuluar; (---) INL-ja e vërtetë, rezultati i testimit për $N=8$ bit ($^{\circ\circ}$), 12 bit (xxx), 16 bit ($+++$) e 20 bit ($***$).



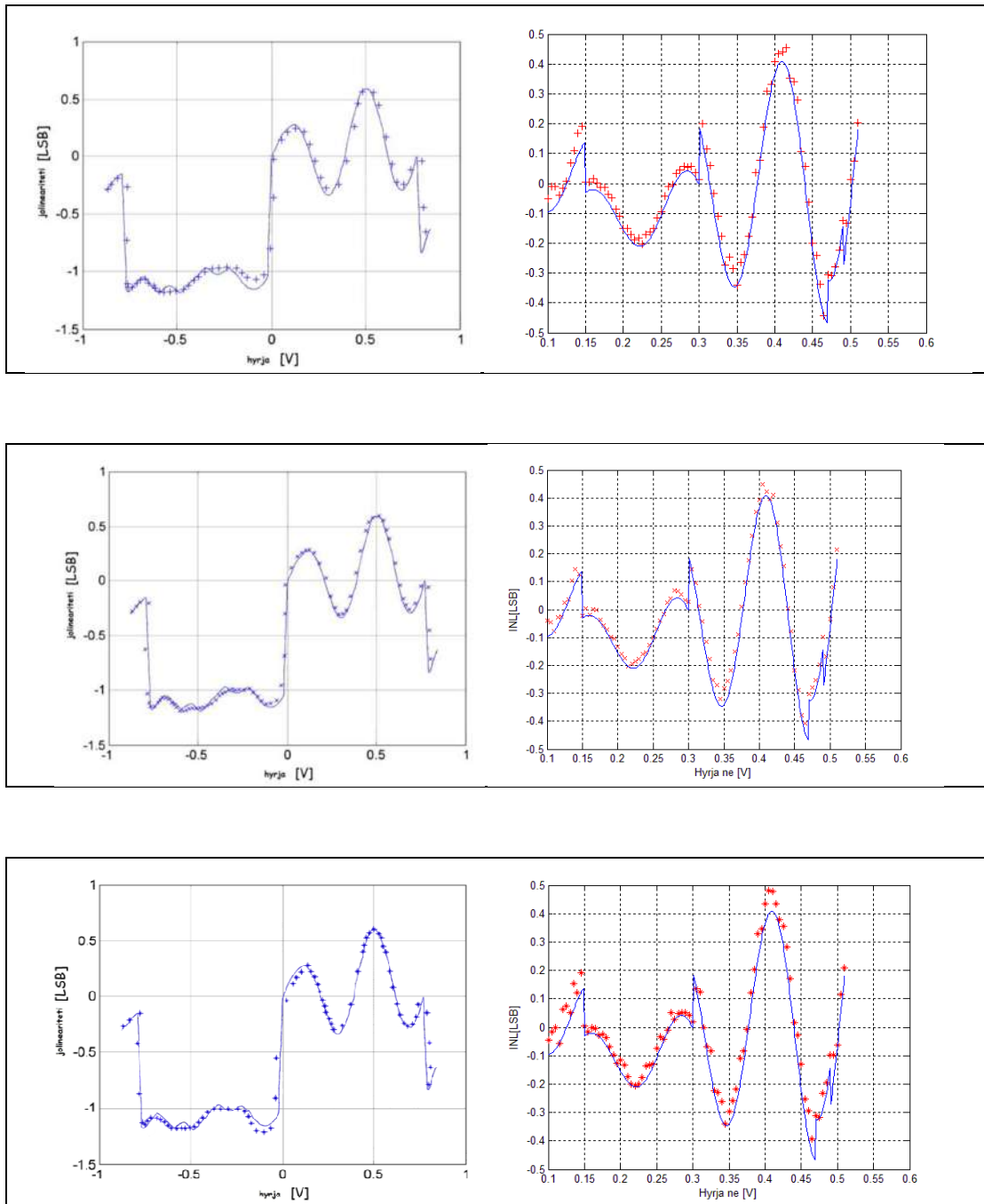
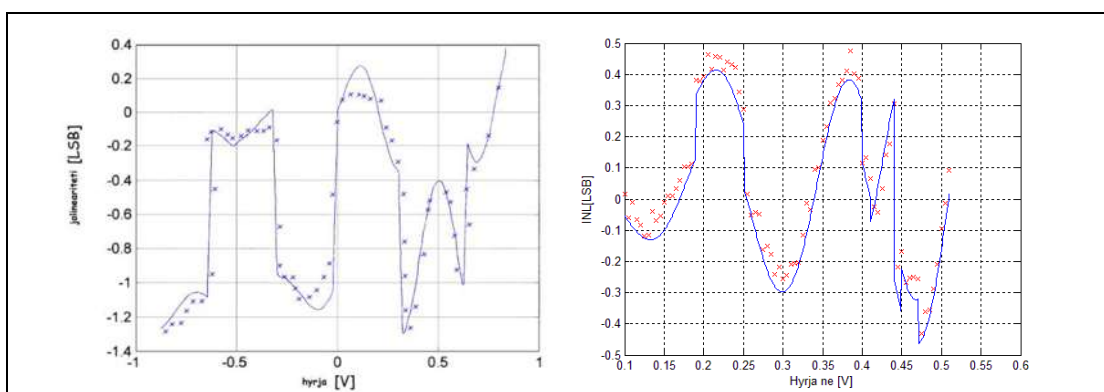
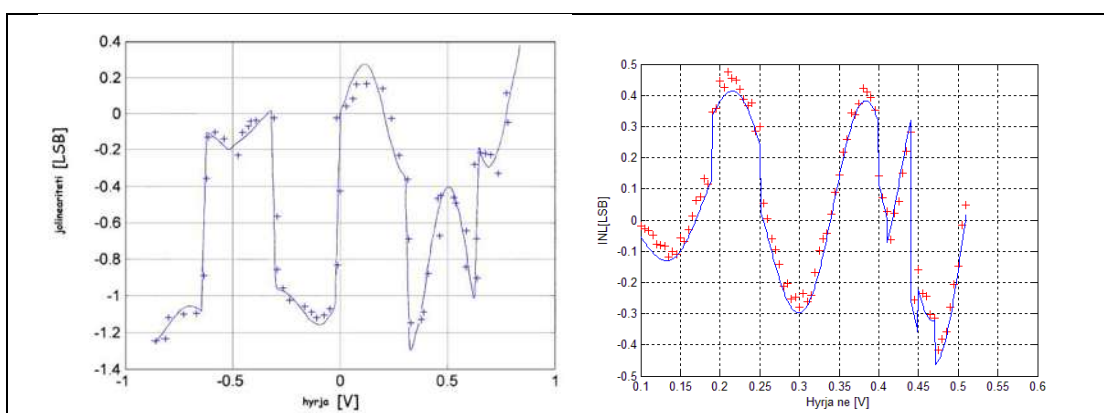
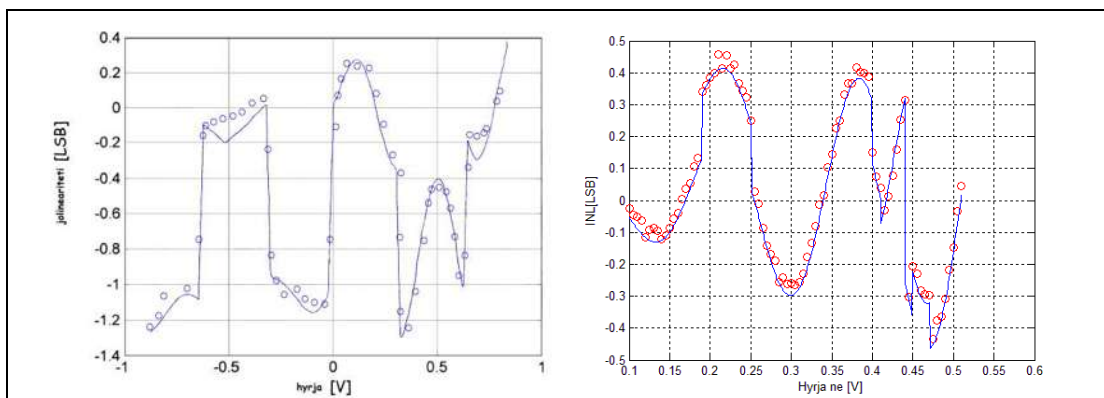


Figura 5.2. – Rezultatet e Testimit të Chebyshev-it me $N_a=27$ mbi ADC-në e simuluar; (---) INL-ja e vërtetë, rezultati i testimit për $N=8$ bit ($^{\circ\circ}$), 12 bit (xxx), 16 bit (+++) e 20 bit (**).



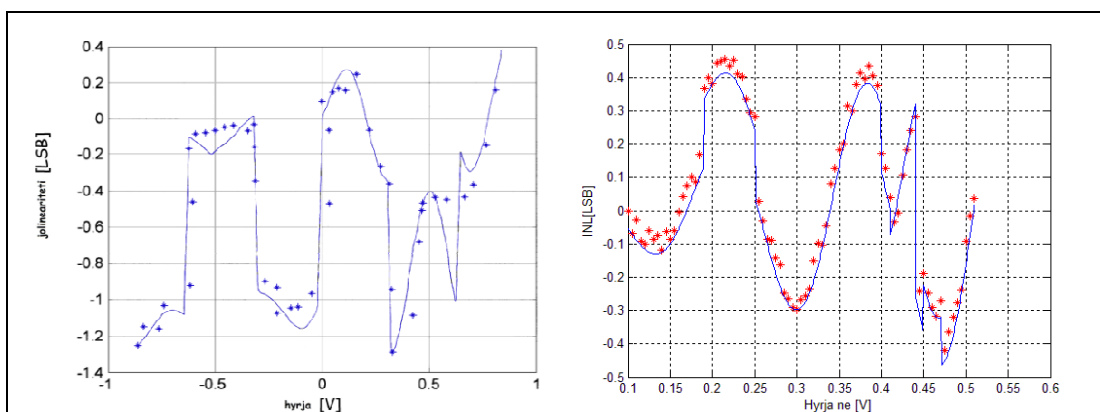


Figura 5.3 – Rezultatet e Testimit të Chebyshev me $N_a=33$ mbi ADC-në e tretë të simuluar; (---)INL-ja e vërtetë, rezultati i testimit për $N=8$ bit (°°°), 12 bit (xxx), 16 bit (+++) e 20 bit (***)

Ashtu sikurse është e mundur që të shikohet në figurat rezultatet më të mira janë përftuar me karakteristika të jolinearitetit me ecuri të butë, ose më saktë, pa ose me ndërprerje të vogla të vlerës ose të derivatit të parë. Kjo është lehtësisht e parashikueshme, meqenëse karakteristika me ndërprerje të derivatit janë të përshkrueshme vetëm me një numër të konsiderueshëm koeficientësh polimomiale. Megjithatë, përafrimet e përftuara, sidoqoftë, janë shume të mira, cila doqoftë rezolucioni nominal i ADC-së së simuluar.

Që të gjitha testimet e tre rasteve të ilustruara në figurat e mësipërme janë kryer me një DFT me $M=8192$ kampionë, ndërsa numri N_a i luhatjeve harmonike të marra parasysh për përafrimin është zgjedhur në mënyrë të tillë që të përfshijë në llogaritje të gjitha luhatjet harmonike që rezultojnë me amplitude më të madhe sesa tapeti (dysHEMEJA, vlera minimale) e zhurmës së.

Domosdoshmëria dhe kostoja e lartë e aparaturave që do të bënin të mundur karakterizimin e ADC-ve si komponentë të veçantë, na ka lejuar të kryejmë vetëm testimet e pajisjeve të integruara brenda në instrumenta mates të pajisura me një tërësi qarqesh ndërfaqesues në pamundësi për të aksesuar në mënyrë të drejtpërdrejtë ADC-në nepërmejet bankove të testimit. Pajisja që u bë e mundur të karakterizohet në këtë mënyrë është Oshiloskopi numerike Technologies Agilent të llojit HP54603B. Karakteristikat e këtyre pajisjeve, në mënyrë të veçantë mundësia e mirë që kemi nëpërmjet setit të komandave të komandimit SCPI (Standard Command for Programmable Instruments) të oshiloskopëve Agilent nëpërmjet

GPIB bus, bëjnë të mundur, veçse, që të përdoret software-i i prodhuar për testimin e një Oshiloskopi të çfarëdoshëm Agilent të llojit HP5460x ose nëpërmjet aplikacionit MATLAB®.

Për realizimin e testimeve janë përdorur në mënyrë intensive dy toolbox-e që i përkasin MATLAB® të emërtuara *Instrument Control Toolbox* dhe *Data Acquisition Toolbox*. Këto dy toolbox-e bëjnë të mundur aksesin e drejtpërdrejtë të instrumentave të matjes GPIB (*General Purpose Interface Bus*) drejtpërdrejt nga workspace i MATLAB ose nga script-et dhe nga funksionet e veta.

5.2.1 Testimi i oshiloskopi HP5460

Në vijim janë paraqitur skemat me blloqe të software-it dhe të skemave eksperimentale të nevojshme për realizimin e testimeve mbi një oshiloskop HP54603B. Te dy toolbox-et që i përkasin *Instrument Control Toolbox* dhe *Data Acquisition Toolbox* janë elementë të domosdoshëm për ekzekutimin e programeve. Kodi i paraqitur në vijim mund të modifikohet, me qëllim që të bëjë të mundur përdorimin e toolbox-eve tregtare të MathWorks, të emërtuar *Instrument Control Toolbox* dhe *Data Acquisition Toolbox*.

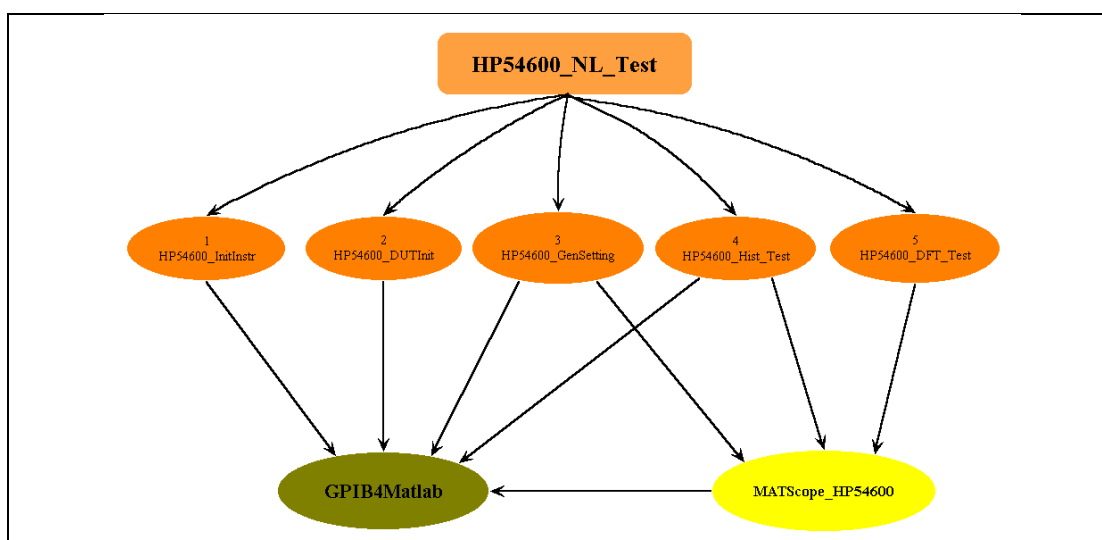


Figura 5.4 – **Skema** me blloqe e software-it të testimit të një oshiloskopi HP5460xy; ku janë evidentuar vetëm funksionet kryesore.

Në bllokskemën të skemes eksperimental mund të vërehet përdorimi i dy gjeneratorëve të sinjaleve të veçanta, njëri është përdorur për të prodhuar sinjalin e nevojshëm të testimit që është një sinusoidal afer ngopjes për testimin e histogramit dhe një sinusoide jo e ngopur por shumë në afërsi të fundit të shkallës për Testimi i Chebyshev-it. Dalja SYNC e vetë këtij gjeneratori është i lidhur me kanalin e dytë të oshiloskopit dhe shërben për të garantuar kushtin e fazës zero të sinjalit të testimit. Ky gjenerator i përgjigjet kamandave specifike *SCPI (Standard Command for Programmable Instruments)* për komandimin e tije ne distance

Gjeneratori i dytë i sinjalit shërben për t'i dhënë një zhurmë të rastësishme hyrjes EXT TRIG të oshiloskopit . Ky gjenerator nuk është i nevojshem të kontrollohet nëpërmjet kamandave *SCPI (Standard Command for Programmable Instruments)* nëpërmjet GPIB –së pasi mund të punojë edhe e vecuar nga sistemi i komandimit.

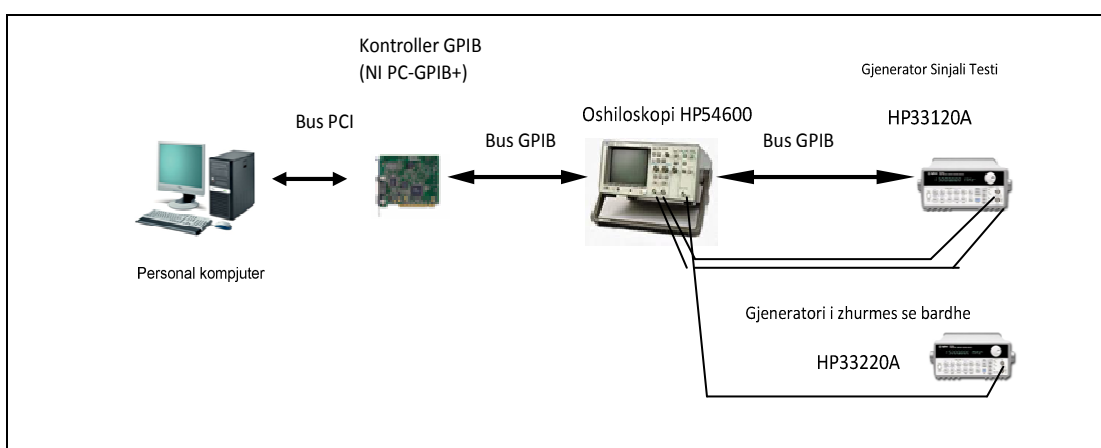


Figura 5.5 – Skema me blloqe e setup-it eksperimental të nevojshëm për testimin e një oshiloskopi HP5460.



Figura 5.6 Skema e setup-it eksperimental

Vlerësimi i FFT në dalje të konvertuesit ADC prej 8 bit është treguar në figurën

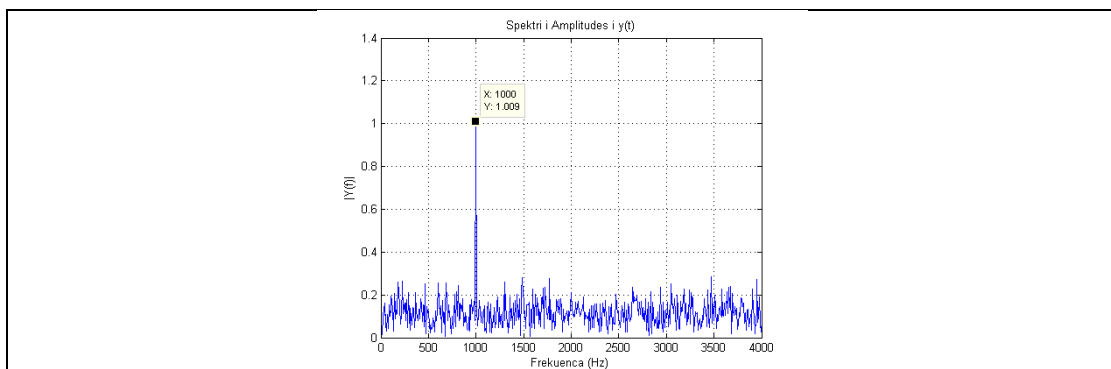


Figura 5.7 FFT në dalje të konvertuesit ADC prej 8 bit, frekuenca baze 1 kHz

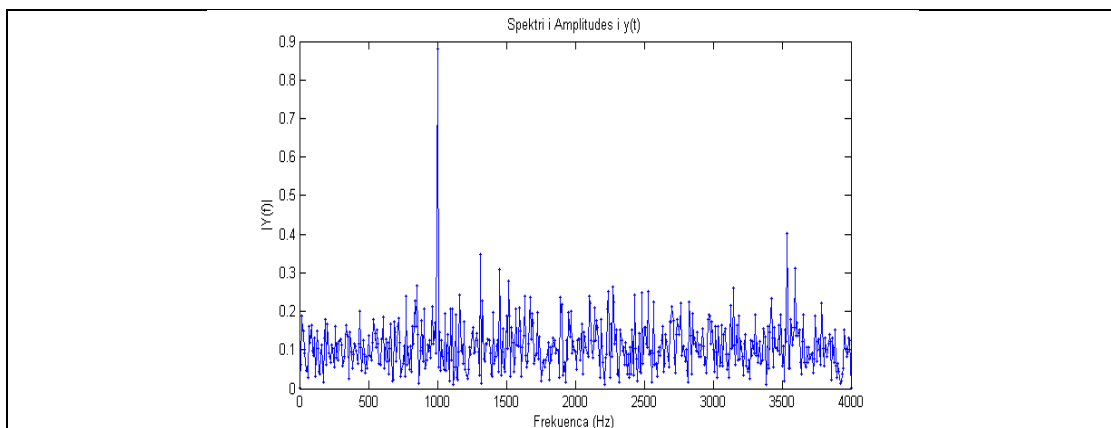


Figura 5.8 FFT në dalje të konvertuesit ADC prej 8 bit frekuenca baze tensioni 0.9 V

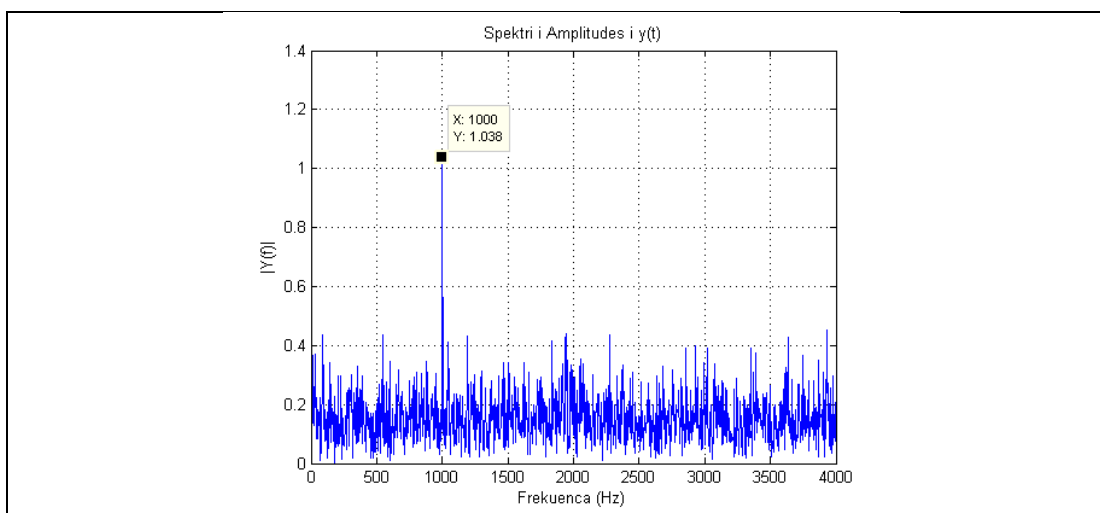


Figura 5.9 FFT në dalje të konvertuesit ADC prej 8 bit, tensioni 1.1 V

Krahasimi ndërmjet rezultateve me 8192-pika FFT me polinome chebishev dhe INL me histogram për një ADC 8-bit me 18 polinome Chebishev jepet me Figuren 5.10

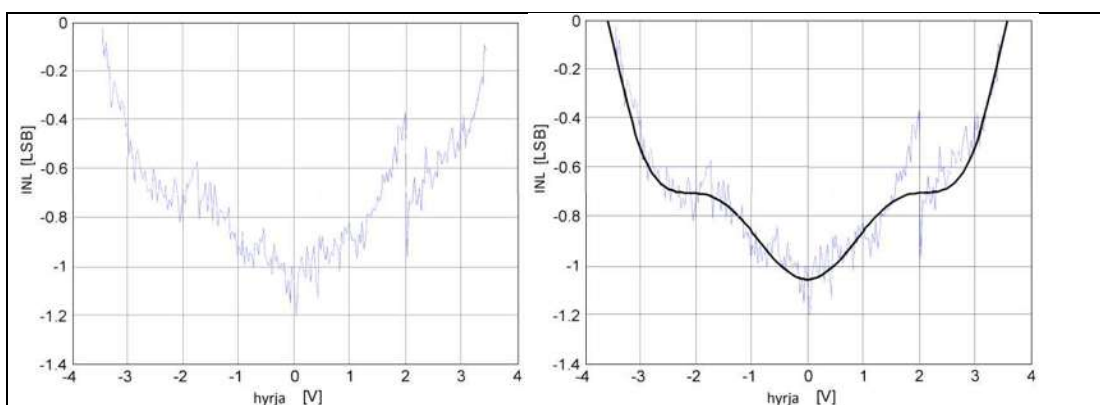


Figura 5.10 – Krahasimi ndërmjet INL-së reale të një ADC-je reale me 8 bit (oshiloskopi HP54600, kurba me vijë të hollë) dhe vlerësimi i përfutur me anën e Testimit të Chebyshev-it (kurba e trashë) me 8192 kampionë dhe me $N_a=18$.

Krahasimi ndërmjet rezultateve me 8192-pika FFT me polinome chebishev dhe INL me histogram për një ADC 8-bit me 30 polinome Chebishev Figura 5.11

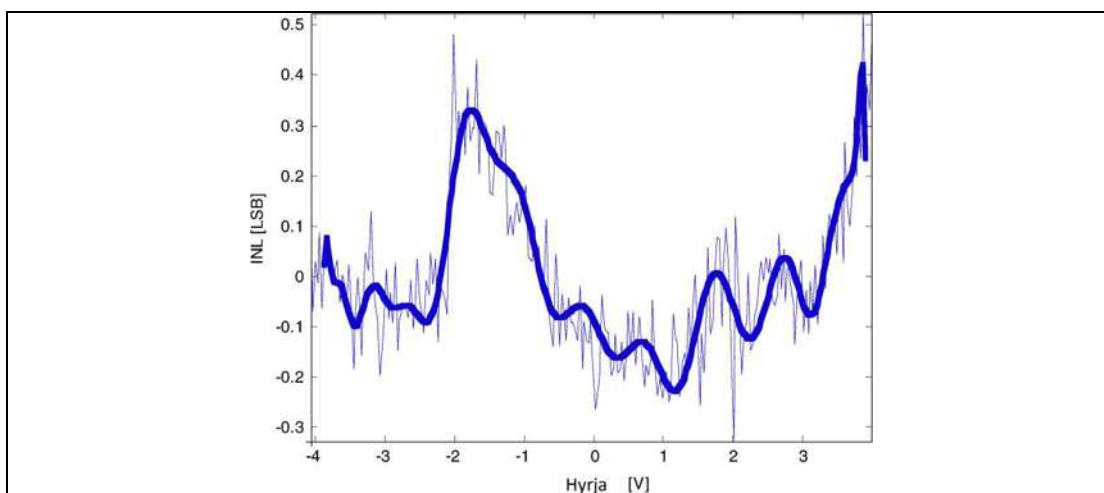


Figura 5.11 – Krafasimi ndërmjet INL-së reale të një ADC-je reale me 8 bit (oshiloskopi HP54600, kurba me vijë të hollë) dhe vlerësimi i përfutur me anën e Testimit të Chebyshev-it (kurba e trashë) me 8192 kampionë dhe me $N_a=30$.

Krahasimi ndërmjet rezultateve me 8192-pika FFT me polinome chebishev dhe INL me histogram për një ADC 8-bit me 100 polinome Cheb Figura 5.12

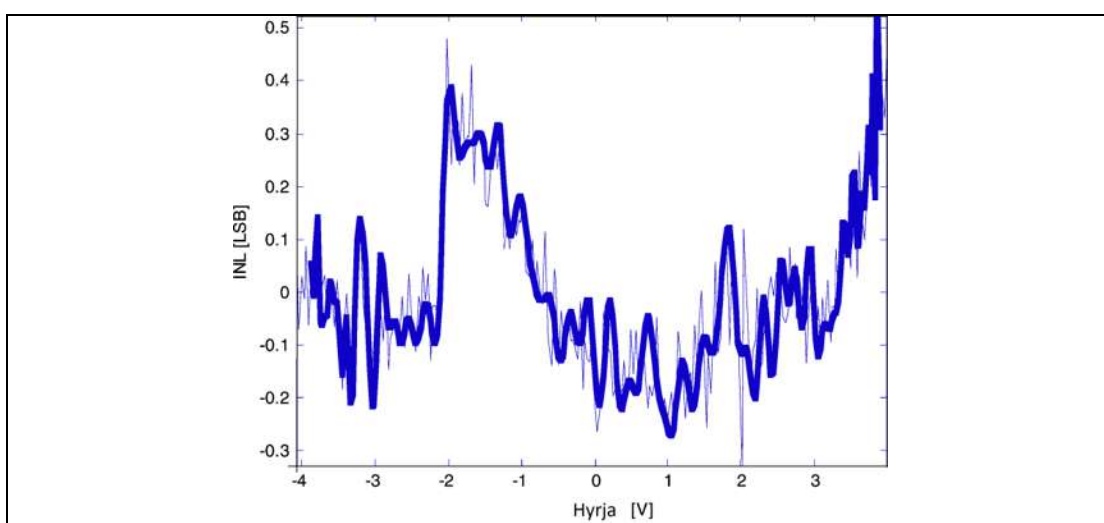


Figura 5.12 – Krafasimi ndërmjet INL-së reale të një ADC-je reale me 8 bit (oshiloskopi HP54600, kurba me vijë të hollë) dhe vlerësimi i përfutur me anën e Testimit të Chebyshev-it (kurba e trashë) me 8192 kampionë dhe me $N_a=100$.

Gabimi midis INL vlerësuar sipas metodes së histogrames dhe INL së vlerësuar sipas metodës së testeve të Chebishevit rezulton me pak se me pak se 0.3 LSB. Figura 5.13.

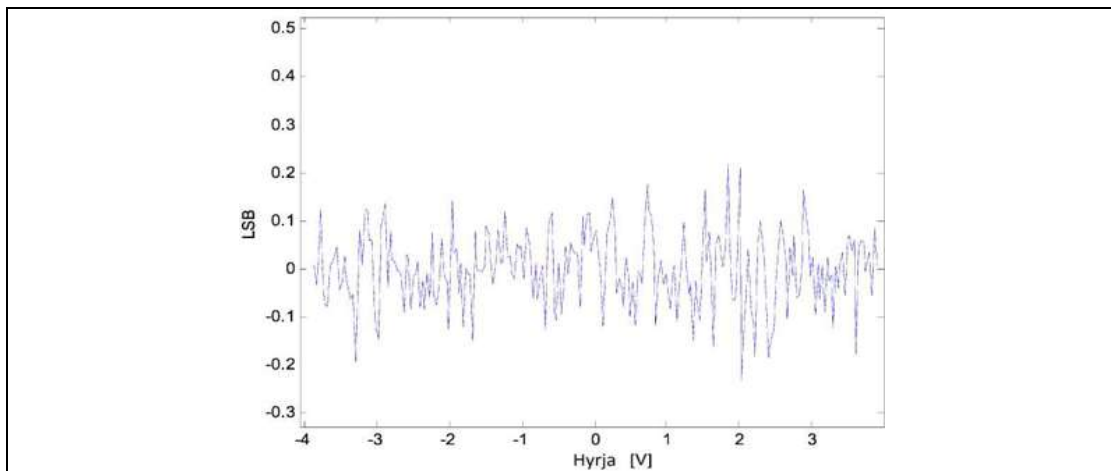


Figura 5.13 – Vlerësimi i gabimit të përafërimit të INL-së reale të një ADC-je reale me 8 bit (oshiloskopi HP54600, kurba me vijë të hollë).

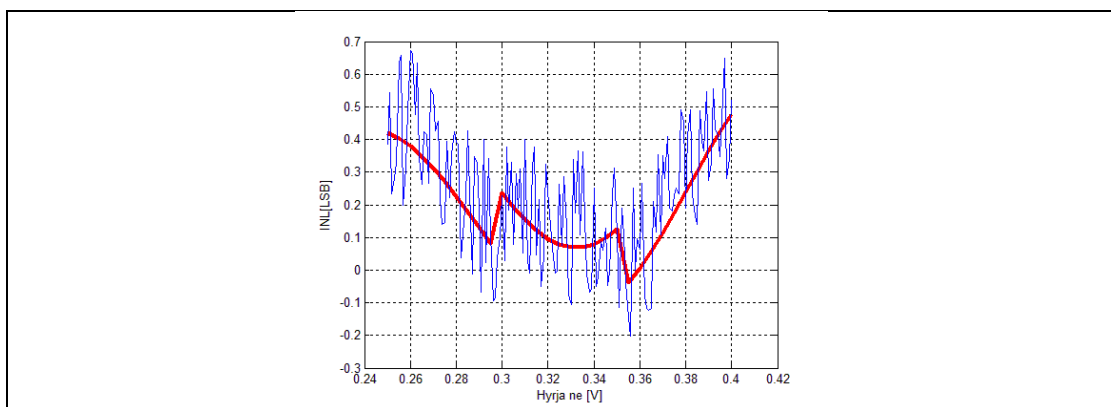


Figura 5.14 Krafasimi ndërmjet INL-së reale të një ADC-je reale me 8 bit (oshiloskopi HP54600, kurba me vijë të hollë) dhe vlerësimi i përfutur me anën e Testimit të Chebyshev-it (kurba e trashë) me 8192 kampionë dhe me $N_a=15$.

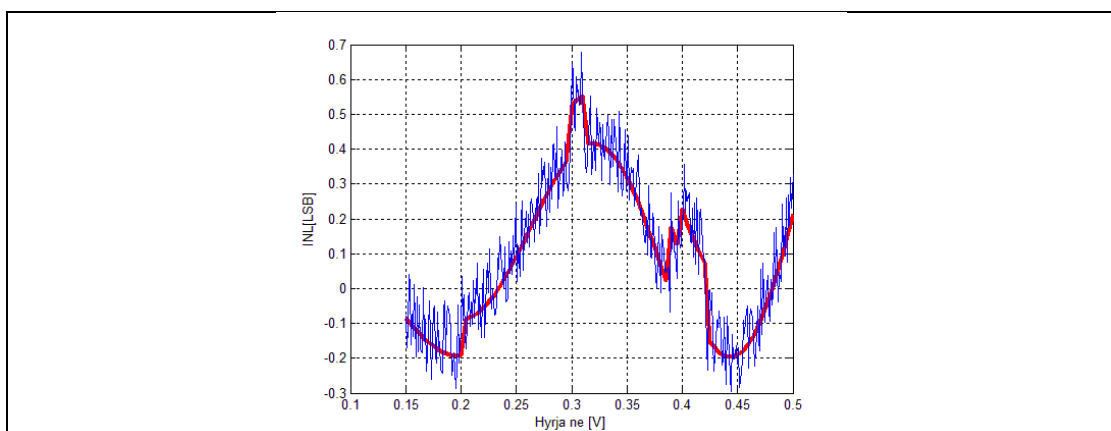


Figura 5.15 Krafasimi ndërmjet INL-së reale të një ADC-je reale me 8 bit (oshiloskopi HP54600, kurba me vijë të hollë) dhe vlerësimi i përfutur me anën e Testimit të Chebyshev-it (kurba e trashë) me 8192 kampionë dhe me $N_a=25$

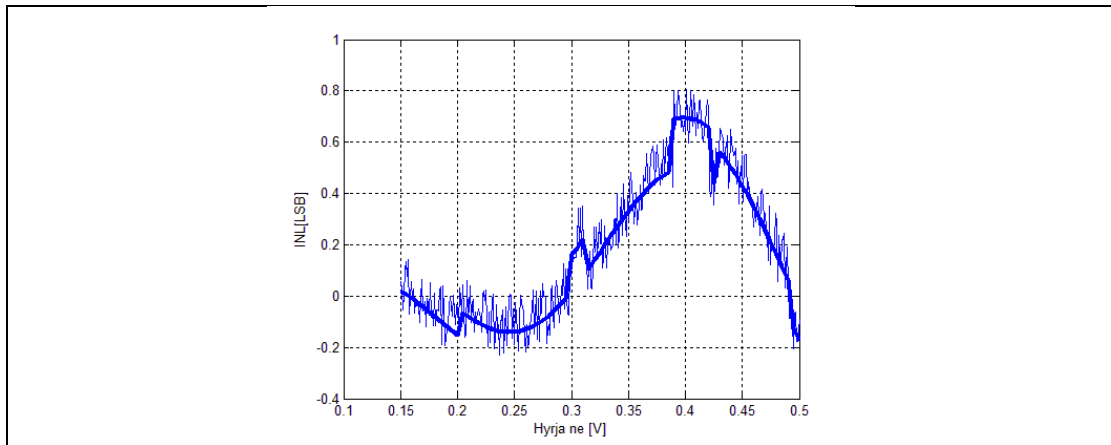


Figura 5.16 Krafasimi ndërmjet INL-së reale të një ADC-je reale me 8 bit (oshiloskopi HP54600, kurba me vijë të hollë) dhe vlerësimi i përfutur me anën e Testimit të Chebyshev-it (kurba e trashë) me 8192 kampionë dhe me $N_a=20$.

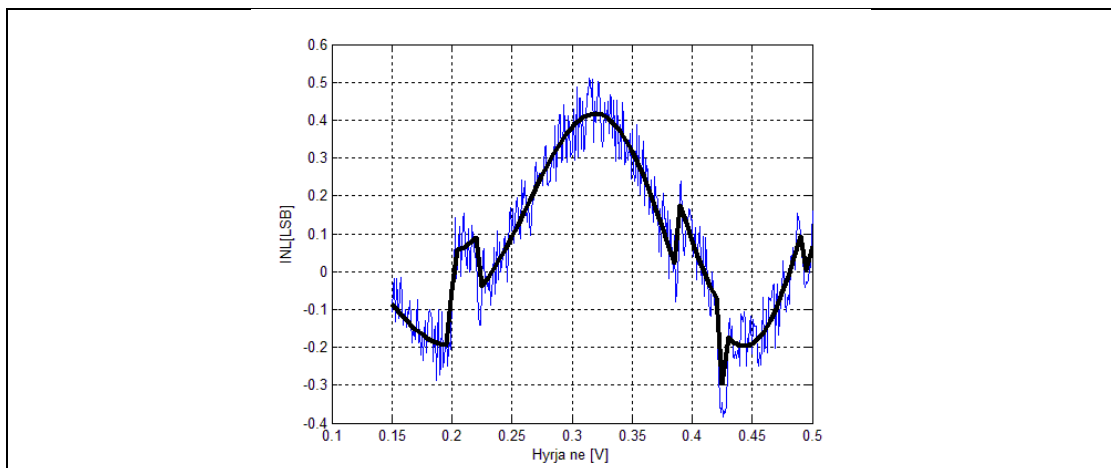


Figura 5.17 Krafasimi ndërmjet INL-së reale të një ADC-je reale me 8 bit (oshiloskopi HP54600, kurba me vijë të hollë) dhe vlerësimi i përfutur me anën e Testimit të Chebyshev-it (kurba e trashë) me 8192 kampionë dhe me $N_a=40$

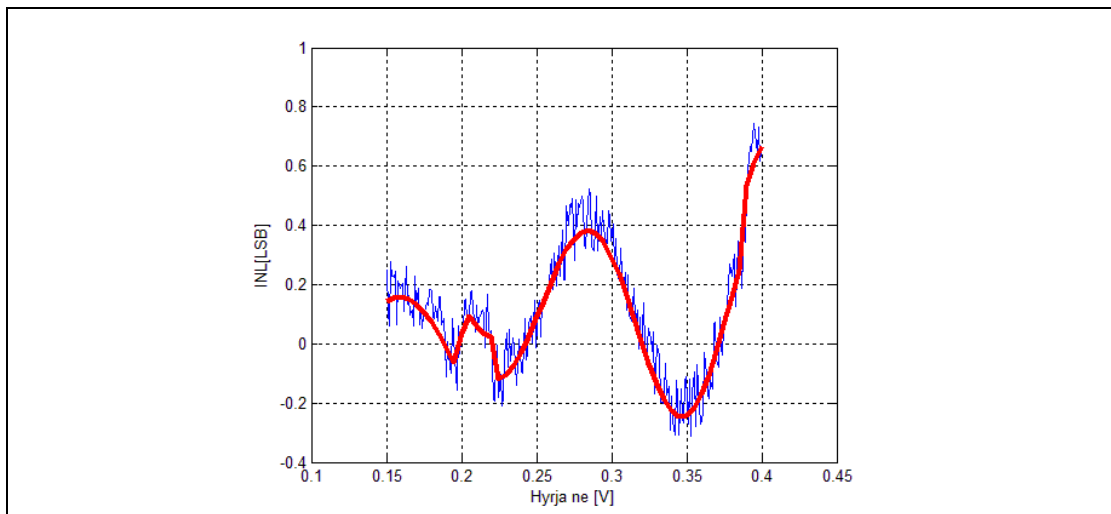


Figura 5.18 Krafasimi ndërmjet INL-së reale të një ADC-je reale me 8 bit (oshiloskopi HP54600, kurba me vijë të hollë) dhe vlerësimi i përfutur me anën e Testimit të Chebyshev-it (kurba e trashë) me 8192 kampionë dhe me $N_a=30$.

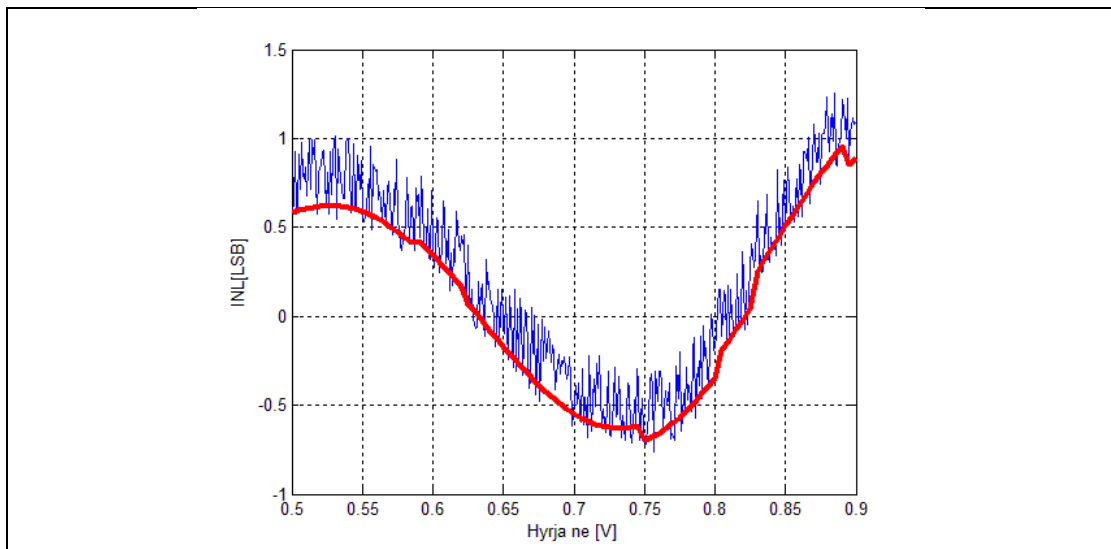


Figura 5.19 Krafasimi ndërmjet INL-së reale të një ADC-je reale me 8 bit (oshiloskopi HP54600, kurba me vijë të hollë) dhe vlerësimi i përfutur me anën e Testimit të Chebyshev-it (kurba e trashë) me 8192 kampionë dhe me $N_a=23$.

Ne vijim scriptet e realizuara për simulime dhe testet për vlerësimin e te INL-se nepermjet metodes se Chebyshev-it

```
% HP54600_NL_Test
% Scripti për ekzekutimin e testit të jolinearitetit për
% oshiloskopin HP54600
%
% kushtet e proves
% - sinjali i hyrjes aplikuar në hyrjen 1
```

```

% - sinjali i triggerit nr. 1 (zhurma e bardhe gaussiane) aplikuar ne
hyrjen EXT (per proven e histogrames)
% - sinjali i triggerit nr. 2 (dalja sync e gjeneratorit te
funksionit ) aplikuar ne hyrjen e dyte(per proven e DFT)

try
clear all;
close all;
scopePAD = 1; % PAD i oshiloskopit HP5460xy(DUT)
fgPAD = 2; % PAD i gjeneratorit te funksionit HP33120A
format compact;
format long;

% Inicializimi i instrumentave
[scopeID, fgID] = HP54600_InitInstr(scopePAD, fgPAD);

% vendosja e oshiloskopit
N = 2000; % numeri i kampioneve
Np = 3; % num. I periodave per nje record
VG = 1; % amplifikimi vertikal [V/div]
VP = 0; % pozicioni vertical [V]
HS = 100e-6; % gjeneratori i zberthimit [s/div]
Hfsr = 10*HS; % vlere maksimale ne zberthim [s]
HP = 0; % pozicionimi ne qender te ekranit[s]

% vendosjet ne DUT
[M, Q, yq1, Ts, tq1, VG, VP, HS, HP, N] = HP54600_DUTInit(scopeID,
VG, VP, HS, HP, N);
Write_To_GPIB(scopeID, ':TRIG:SOUR EXT'); % vendoset burimi i
triggerimit ne EXT

% parametra ndihmes
A = M*Q; % kufiri i plote i ADC
yqM = yq1 + (M - 1)*Q;
fs = 1/Ts;
Tr = N*Ts;

% parametrat e gjeneratorit
Vout = 0.95*A; % amplituda
Cout = (yqM + yq1)/2; % offseti i sinjalit
fxout = fs/N*Np; % frekuenca e sinjalit per kampionim sinkron
[Vgen, Cgen, fxgen, Vout, Cout, fxout] = HP54600_GenSetting(fgID,
scopePAD, Vout, Cout, fxout, N, fs);

% prova me DFT
Na = 30;
HP54600_DFT_Test;

% ndertimi i karakteristikave te Chebyshev
xc = transpose(linspace(-Vgen/2 + Cgen, Vgen/2 + Cgen, M-1));
gs = cheb(xc, cn(h(k3) + 1), Vgen/2, Cgen);

% gjetja e vleres minimale fminsearch

```

```

    opt = optimset;
    opt.TolX = 1e-6;
    opt.TolFun = 1e-6;
    opt.Display = 'off';
    [G, 0] = reglin(xc, gs, 'mss', opt);
    inl_cheb = (gs - G*xc - 0)/Q;
catch
    HP54600_DeinitInstr(scopeID, fgID, scopePAD, fgPAD);
    return
end
save 'HP54600_INL_TEST_FULLWS.mat'
HP54600_DeinitInstr(scopeID, fgID, scopePAD, fgPAD);

```

```

% HP54600_InistInstr
% Inicializimi i instrumentave per test ne HP5460xy

```

```

function [scopeID, fgID] = HP54600_InitInstr(scopePAD, fgPAD);
load 'gpibcns.mat';
GPIBCtrlID = 0;
[status, scopeID] = Init_GPIB_Instrument(GPIBCtrlID, scopePAD, 0,
T3s, 1, 0);
[status, fgID] = Init_GPIB_Instrument(GPIBCtrlID, fgPAD, 0, T3s, 1,
0);

```

```

% HP54600_DUTInit
% vendosja per oshiloskopin HP5460xy (DUT)

```

```

function [M, Q, yq1, Ts, tq1, VG, VP, HS, HP, N] =
HP54600_DUTInit(scopeID, VG, VP, HS, HP, N)
load 'nidaqcns.mat';
Write_To_GPIB(scopeID, sprintf(':TIM:RANG %f', 10*HS));
Write_To_GPIB(scopeID, sprintf(':TIM:DEL %f', -HP));
Write_To_GPIB(scopeID, sprintf(':CHAN1:RANG %f', 8*VG));
Write_To_GPIB(scopeID, ':TRIG:SOUR EXT'); % vendosja e trigerimit
ne EXT
Write_To_GPIB(scopeID, ':TRIG:MODE SING');

% Parametrat ndihmes
M = 255;
Q = 8*VG/(M + 1);
yq1 = VP - Q*(M - 1)/2;
Ts = 10*HS/N;
tq1 = HP - N/2*Ts;

```

```

% HP54600_GenSetting
% vendosja e gjeneratorit HP33120

```

```

function [Vgen, Cgen, fxgen, V, C, fx] = HP54600_GenSetting(fgID,
scopePAD, V, C, fx, N, fs)
load 'gpibcns.mat';

```

```

status = ibwrt(fgID, sprintf('FUNC:SHAP SIN\n'));
status = ibwrt(fgID, sprintf('FREQ %f\n', fx));
[status, fxgen] = Query_GPIB_Instrument(fgID, sprintf('FREQ?\n'),
T3s, 20, 'char', 'str2double');
status = ibwrt(fgID, sprintf('VOLT:UNIT VPP\n'));
status = ibwrt(fgID, sprintf('VOLT %f\n', V));
[status, Vgen] = Query_GPIB_Instrument(fgID, sprintf('VOLT?\n'),
T3s, 20, 'char', 'str2double');

status = ibwrt(fgID, sprintf('VOLT:OFFS %f\n', C));
[status, Cgen] = Query_GPIB_Instrument(fgID,
sprintf('VOLT:OFFS?\n'), T3s, 20, 'char', 'str2double');

DirectWrite_To_GPIB(0, scopePAD, 0, T3s, 1, ':RUN');
samples = MatScope_HP54600(scopePAD, 1, N);
C = (max(samples) + min(samples))/2;
V = (max(samples) - min(samples))/2;

```

```

% HP54600_DFT_Test
% Testi i Chebyshev

% Nr regjistrime te njepasnjeshme ;
Nr = 1;
Na = 70;
y = zeros(N, 1);
HP = -1/(4*fxout); % shfazimi per te bere fazen zero.
for k = 1:Nr
    yqk = yqk + MatScope_HP54600(scopePAD, 1, N);
end;

% DFT
Y1qk = fft(yqk)*2;
Yqk = Y1qk(1:N/2);
Yqk(1) = Yqk(1)/2; % DFT e daljes

% percaktimi i indekseve te harmonikave
h = (0:Na);
k1 = h*Np+1; % indeksi pa aliasing
k2 = wrap(k1,N/2); % indeksi me aliasing

% percaktimi i harmonikave me te medha se tapeti i zhurmes
kw = 30; % kotante relative me pragu
Wnoise = 2*Q^2/12*kw/Nr; % pragu i zhurmes ;
Wyqk = abs(Yqk).^2/(2*N);
k3 = find(Wyqk(k2) > Wnoise); % percaktimi i harmonikave me te medha
se zhurma
h(k3) % harmonikat e gjetura
% percaktimi i koeficienteve te harmonikave
cn = zeros(size(h));
cn1 = Yqk(k2(k3))/N; % koeficientet e chebishevit
cn(k3) = abs(cn1).*sign(real(cn1));

```

```

% MatScope_HP54600
% Marja e te dhenave nga HP54600B
%

function varargout = MatScope(PAD, chans, varargin);
load 'gpibcns.mat';
samples = [];
offset = [];
VRange = [];
if (nargin == 3)
    Np = varargin{1};
end;

[status, ScopeID] = Init_GPIB_Instrument(0, PAD, 0, T3s, 1, 0);
if ((ScopeID ~= -1) & (status.Value == CMPL))
    status = ibclr(ScopeID);
    status = Write_To_GPIB(ScopeID, sprintf(':WAV:FORM BYTE; POIN
%d\n', Np));
    [status, DispMode] = Query_GPIB_Instrument(ScopeID, ':TIM:MODE?',
T3s, 100, 'char');
    DispMode = DispMode(1:end-1);
    if (strcmp(DispMode, 'NORM') ~= 1)
        status = ibwrt(ScopeID, ':TIM:MODE norm');
% Vendosim oshiloskopin ne kushte normale dhe marja e forms vales;
        if (strcmp(DispMode, 'XY') == 1)
            chans = [1, 2];
        end;
    end;
    lab = cell(size(chans));
    vo = zeros(size(chans));
    vs = zeros(size(chans));
    yor = zeros(size(chans));

    for k = 1:length(chans)
        status = Write_To_GPIB(ScopeID, sprintf(':WAV:SOURCE chan%d\n',
chans(k)));
        [status, binSamples] = Query_GPIB_Instrument(ScopeID,
sprintf(':WAV:DATA?\n'), T3s, Np + 11, 'double');
        binSamples = (binSamples(1, 11:Np+10));

        [status, vsens] = Query_GPIB_Instrument(ScopeID,
sprintf(':CHAN%d:RANG?', chans(k)), T3s, 100, 'char', 'str2double');
        if ((k == 1) & (strcmp(DispMode, 'XY') == 1))
            vs(k) = vsens/8;
        else
            vs(k) = vsens/8;
        end;

    [status, HRange] = Query_GPIB_Instrument(ScopeID, ':TIM:RANG?', T3s,
100, 'char', 'str2double');
    [status, yinc] = Query_GPIB_Instrument(ScopeID,
sprintf(':WAV:YINC?\n'), T3s, 100, 'char', 'str2double');
    [status, yor(k)] = Query_GPIB_Instrument(ScopeID,
sprintf(':WAV:YOR?\n'), T3s, 100, 'char', 'str2double');

```

```

    [status, yref] = Query_GPIB_Instrument(ScopeID,
sprintf(':WAV:YREF?\n'), T3s, 100, 'char', 'str2double');
    [status, invert] = Query_GPIB_Instrument(ScopeID,
sprintf(':CHAN%d:INVERT?', chans(k)), T3s, 100, 'char');
    invert = invert(1:end-1);
    if (strcmp(invert, 'ON') == 1)
        yor(k) = -yor(k);
    end;
    samples = [samples, (binSamples - yref)*yinc];
    lab(k) = cellstr(sprintf('Canale %d, %4.2f V/div', chans(k),
vs(k)));
    end;

    % Karakteristikat e aksit X
    [status, xinc] = Query_GPIB_Instrument(ScopeID,
sprintf(':WAV:XINC?\n'), T3s, 100, 'char', 'str2double');
    [status, xor] = Query_GPIB_Instrument(ScopeID,
sprintf(':WAV:XOR?\n'), T3s, 100, 'char', 'str2double');
    [status, xref] = Query_GPIB_Instrument(ScopeID,
sprintf(':WAV:XREF?\n'), T3s, 100, 'char', 'str2double');

    status = Write_To_GPIB(ScopeID, sprintf(':TIM:MODE %s',
DispMode));
    ibonl(ScopeID, 0);

    t = xor + ((0:1:Np-1) - xref)*xinc;
    if (nargout == 0)
        if (strcmp(DispMode, 'XY') == 1)

            % menyra XY
            plt=plot(samples(:, 1)/vs(1), samples(:, 2)/vs(2), 'r. ');
            axis manual
            axis([-6.5, 6.5, -4, 4])
            xlabel('X Signal [divs]');
            ylabel('Y Signal [divs]');
            set(plt(1), 'LineWidth', 1);
        else

            % menyra normale
            hold on;
            TraceColor = ['b'; 'r'];
            for k = 1:length(chans)
                plt = plot(t, samples(:, k)/vs(k), TraceColor(k), 'LineWidth',
2);
            end;
            axis manual;
            axis([min(t), max(t), -4, 4]);
            xlabel('t [s]');
            ylabel('Signal [divs]');
        end;
        title('MatScope');
        grid on;
        legend(lab);
    else
        for k = 1:length(chans)
            samples(:, k) = samples(:, k) + yor(k);

```

```
    end;  
    varargout{1} = samples;  
end;  
else  
    error('Error ne inicializimin e GPIB.');
```

```
% reglin.m  
% Percaktimi i koeficienteve te regresionit linear per nje seri  
vlereash eksperimentale te matura.  
  
function [m, n] = reglin(x, y, type, varargin)  
    type = lower(type);  
    if (nargin == 4)  
        opt = varargin{1};  
    else  
        opt = optimset;  
        opt.TolX = 1e-6; % Kriteri i ndalimit te iteracioneve per X  
        opt.TolFun = 1e-6; % Kriteri i ndalimit te iteracioneve per Y  
    end  
  
    switch type  
    case 'avs'  
        p = fminsearch('err_avs', [1, 0], opt, y, x); % minimizojme  
gabimin absolut maksimal  
        m = p(1);  
        n = p(2);  
    case 'mss'  
        N = length(x);  
        m = (sum(x.*y) - N*mean(x)*mean(y))/(sum(x.^2) - N*mean(x)^2);  
        n = (mean(y)*sum(x.^2) - mean(x)*sum(x.*y))/(sum(x.^2) -  
N*mean(x)^2); % pasiguria  
    end;
```

```
% cheb.m  
% Llogaritja e polinomit te Chebyshevit te tipit te pare.  
  
function y = cheb(x, cn, V, C, varargin)  
if (nargin == 5)  
    fi = varargin{1};  
else  
    fi = 0;  
end;  
  
y = zeros(size(x));  
x0 = acos((x - C)/V);  
for i = 0:length(cn)-1  
    y = y + cn(i+1)*cos(i*x0);  
end
```

5.3 Korigjimi i gabimit të jolinearitetit statikë

5.3.1 Hyrje

Shtrembërimet e karakteristikës statike janë patjetër shkaqet kryesore të joidealitetit të konvertuesve analoge/numerike. Matja dhe korrigjimet e këtyre shtrembërimeve, sidoqoftë, nuk është një detyrë e lehtë. Vetëm krahasimi i bërë midis madhësisë së daljes me madhësinë e hyrjes nuk jep gjithmonë rezultate të sakta, sepse gabimet me prejdhje dhe natyrë të rastësishme janë të së njëjtit rend madhesie ashtu sikurse edhe gabimet e prejardhjes sistematike që do të na duhet ti percaktojmë.

Matja e saktë e jolinearitetit statik me metodën e histogramit me sinjal të hyrjes me pjerrësi të lineare ose sinusoidale të përshkruar në kapitujt e mesiperm, edhe duke qenë shumë më e shpejtë sesa metoda e *servo-loop*-it (paragrafët 4.2.1 dhe 4.2.2) sidoqoftë, kërkon shumë kohë, madje edhe disa orë për konvertitorë me rezolucion të lartë. Kjo për shkak të faktit se është e nevojshme që të përdoren sinjale frekuence mjaft të ulëta dhe që, sidoqoftë, duhet të grumbullohen disa qindra kampionë për çdo nivel të tranzicionit. Gjithashtu, karakteristika e jolinearitetit të ADC-së ndryshon në kohë në mënyrë të parashikuar dhe një korrigjim i sajë në mënyrë periodike bën të nevojshme të kryhet në mënyrë periodike matja dhe përcaktimi i sajë. Teknika e histogramit nuk mund të përdoret me efikasitet për vlerësimin dhe për ndreqjen “on line” të gabimit të jolinearitetit.

Ndërsa teknikat në zonen e frekuencë, një ndër të cilat e përshkruar në paragrafët e mëparshëm, i përshtatet mirë gjetjes dhe korrigjimit të jolinearitetit, sidomos në rastin në të cilin kjo karakteristikë është përshkruar nga një funksion me ecure jo tepër të ndryshueshme, ashtu sikurse ndodh për konvertuesit e pajisur me dithering.

5.3.2 Teknika e dithering-ut

Në një sistem shndërrimi analog/numerik është e mundur që të zvogelohen dhe me shumë gjasa edhe mund të eliminohen gabimet e kuantizimit. Për ta bërë një gjë të tillë, teknika më e zakonshme është ajo, sipas së cilës sinjalit të hyrjes i mbledhet një sinjal që mund të jetë e rastësishme, pseudo e rastësishme ose e

përcaktuar nga kushte fillestare i barabarte me zhurmen e kuantizimit sinjalit të hyrjes së ADC, me pas dalja e ADC filtrohet për ta eliminuar kete sinjal dhe bashke me te edhe zhurmen e kuantizimit, domethënë, të filtrojë nga rezultati sinjalin e dither-it që është shtuar që më përpara. Nevoja për të arritur një zgjidhje të tillë kërkon, sigurisht, që sinjali të ketë vlerë nominale konstante ose që ai të jetë periodik. Sistemi i miksimit të sinjaleve duhet të jete i pajisur me një stad të përshtatshme trigger-i analog, në gjendje që të përcaktojë sinkronizimin e nevojshme me sistemin e përzgjedhjes së kampionëve.

Efikasiteti i kësaj teknike në heqjen e zhurmës së kuantizimit i detyrohet faktit që karakteristika e shdërimit të konvertuesit filtrohet pikërisht nëpërmjet funksionit të dendësisë probabilitare të sinjalit të dithering¹³. Është e mundur që të tregohet se karakteristika e shdërimit statik e konvertuesit të pajisur me dithering rezulton e dhënë nga :

$$g_d(x) = g(x) * f(-x) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x+n) \cdot f(n)dn$$

Filtrimi, pikërisht për faktin se është i llojit me brez kalimi nga poshtë, është efikas vetëm për ndryshimet e rastësishme në INL-së, ndërsa variacionet më të buta, praktikisht nuk pësojnë asnjë ndryshim. Në paragrafët e mëparshëm, sidoqoftë, kemi parë që ekziston mundësia për të përfutur një paraqitje parametrike me shkallë përafrimi të mirë pikërisht të kësaj pjese përbërëse të INL-së për kohë të shkurter, nëpërmjet Testit të Chebyshev-it. Është e natyrshme, të mendohet për një teknikë që mund të mbështetet mbi dithering për eliminimin e gabimeve që i detyrohen pjesës së ndryshueshme të INL dhe mbi një algoritëm të përshtatshëm të regresionit numerik të karakteristikës së vlerësuar nëpërmjet Testit të Chebyshev-it për eliminimin e gabimeve të mbetura.

Në Tabela 2 janë paraqitur për krahasim vlerat maksimale të INL-së përpara dhe mbas aplikimit të sinjalit të dither-it. Vlerat e mara tregojnë një zvogelim jo domethenes të jolineariteteve dhe në mënyrë të barazvlefshme një ritje të vogël të rezolucionit të shdëruesit ADC të oshiloskopit (Tabella 3). Kjo gjë i detyrohet pikërisht faktit që gabimi i fshirë nga dithering-u është vetëm ai i kuantizimit dhe nuk është marë pjesa e rastësishme të INL-së.

¹³ Kjo është e vërtetë në mënyrë rigoroze, vetëm kur numri i mesatareve të mara është mjaftueshëm i lartë.

	maksimalja INL [LSB]	
	ADC 1 i simuluar, 16 bit	ADC 2 real, 8 bit
pa dither	1.13	0.42
me dither	1.01	0.34

Tabela 2 – Krahاسimi ndërmjet INL-ve të ADC-ve me dhe pa dither

	Numri i bit-ëve efikasë	
	ADC-ja 1 i simuluar, 16 bit	ADC-ja 2 reale, 8 bit
pa dither	15.6	7.8
me dither	16.2	8.9

Tabella 3 – Numri i bit-ëve efektivë të ADC-ve me dhe pa dither.

5.4 Testimi i Chebyshev-it për jolinearitetin integral dinamik

Në paragrafët e mëparshëm është përshkruar Testimi i Chebyshev-it për nxjerrjen në dukje dhe për korrigjimin e jolinearitetit kostant të një ADC-je, një metodë e tillë është e mbështetur mbi hipotezën e thjeshtëzuar sipas së cilës pajisja ka një sjellje si sistem jolinear i pandryshueshëm, ose më saktë, mund të modelohet si në Figura 3. Rezultatet e analizave më të sakta të sjelljes së ADC-ve reale shpjen në përfundimin se edhe pse ky model është i thjeshtë ai nuk

shpjegon, për shembull, arsyen se përse pajisja paraqet gabimin e offset-it dhe gabime të amplifikimit, të cilët varen nga frekuenca e sinjalit të hyrjes. Gjithashtu, ai nuk i merr parasysh të gjitha joidealitetet e mundshme në bazës se kohës që, megjithatë, përbën një ndërlikim jo pak të konsiderueshëm dhe studimi i kërkon njohuri dhe paisje më të ndërlikuara.

Një hap më përpara në drejtim të një modeli më të përshtatshëm është ai i paraqitur në Figura 5.20 ku në këtë model të ri, blloku i parë është një sistem linear dinamik me funksion transmetimi $H(f)$ që futet veçanërisht për të modeluar varësinë e daljes nga frekuenca e sinjalit të hyrjes. Ai është ndjekur nga një përzgjedhës kampionësh ideal dhe nga kuantizatori jolinear, i cili është analizuar tashmë që më përpara në paragrafët 3.3.2 dhe 3.3.3. Një avantazh i këtij modelizimi qëndron në faktin që në $H(f)$ është e mundur që të bashkohen të gjitha efektet dinamike lineare të tërësisë së qarqeve të parakampionimit që janë gjithmonë të pranishëm në një sistem matjeje numerik.

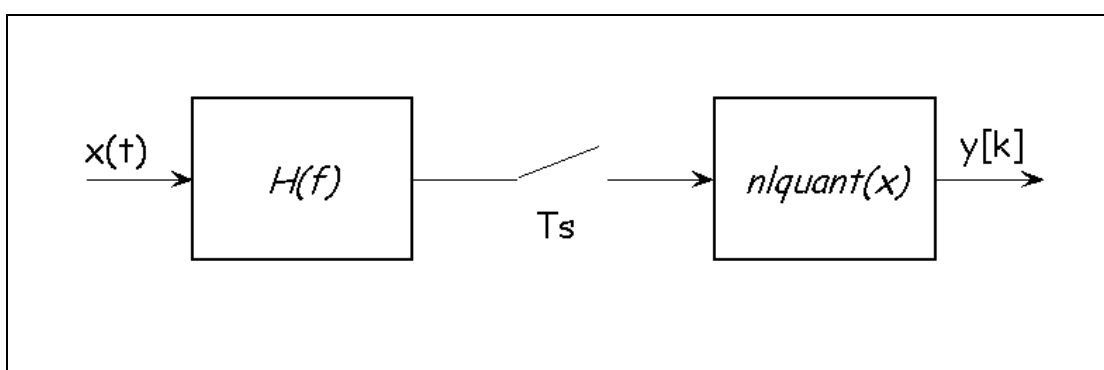


Figura 5.20 – Modeli jolinear i paqëndrueshëm i përmirësuar i një ADC-je.

Duke e thelluar në mënyrë të mëtjshme analizën e pajisjeve reale shikohet që me shtimin e frekuencës së sinjalit të hyrjes, në serinë e daljes $y[k]$ janë gjithmonë e më të theksuara efektet e një sjelljeje jolineare dinamike. Ajo që vërehet, është se tek $y[k]$ luhatjet sinusoidale harmonike të sinjalit të hyrjes nuk janë më në fazë me këtë, por janë në vonesë që varet nga frekuenca. Në qoftë se në modelet që janë marrë në shqyrtim deri këtu jolineariteti i pajisjes pershkruhej nga një funksion që jepte një vlerë të vetme për një vlerë të hyrjes, në modelin e ri kjo nuk është më e tillë. Me fjalë të tjera, shfaqen fenomene si histereza, në të cilat dalja

varet në mënyrë komplekse nga vlera aktuale dhe nga historia e shkuar e sinjalit të hyrjes.

Një krahasimin ndërmjet formave të mundshme të valës së daljes së një ADC-je në përgjigje të një hyrjeje sinusoidale është paraqitur në Figura 5.. Për të vënë në dukje ndryshimet në figurë, është shënuar një bosht vertikal me vija të ndërprera . Duket qartë që dalja e një ADC-je jolineare dinamike , kurba $y_{dyn}(t)$ e humbet karakteristikën e simetrisë kundrejt këtij boshti. Kurba $y_{stat}(t)$ e daljes së një sinjalit në daljes së një ADC-je jolineare sipas jolinearitetit statike . Në [39] është treguar me saktësi se një sjellje e ngjashme e ADC-së nuk nxirret në dukje nga testimi i zakonshëm i histogramit, madje rezultatet e këtij testimi, të cilat janë aplikuar në një ADC që paraqet një sjellje jolineare dinamike të madhe , janë mjaft domethënëse.

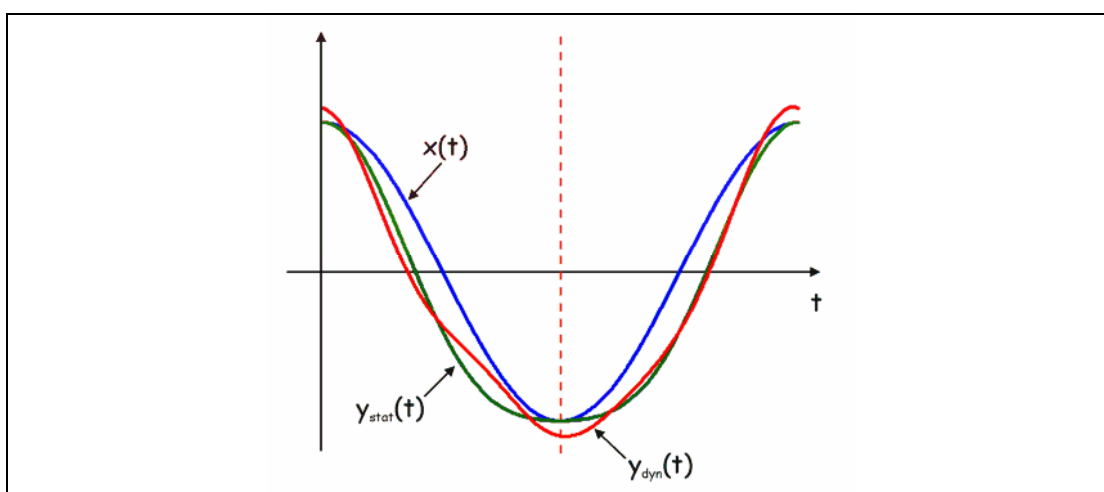


Figura 5.21 – Forma të mundshme vale të daljes së një ADC-je në përgjigje të një hyrjeje sinusoidale; $x(t)$ = hyrja, $y_{stat}(t)$ = dalje e mundshme në rastin e një ADC-je jolineare të pandryshueshme, $y_{dyn}(t)$ = dalje e mundshme në rastin e një ADC-je jolineare dinamike.

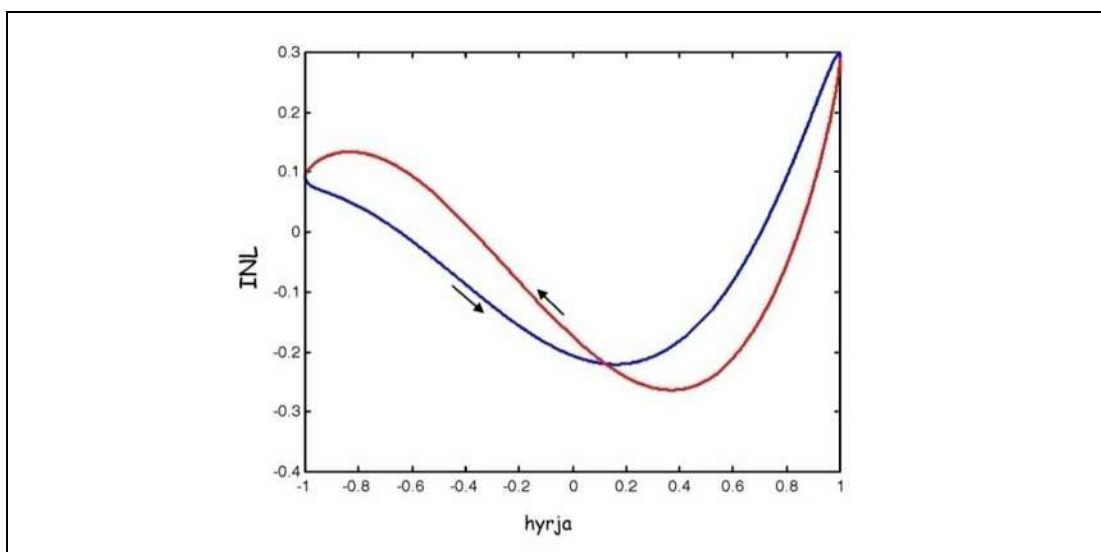


Figura 5.22 – Jolineariteti i ADC-së me dalje $y_{dyn}(x)$ i Figura 5.. Shigjetat tregojnë kahun e përshkuarjes së kurbës në funksion të ndryshimit të hyrjes.

Në Figura 5.22 është paraqitur kurba e jolinearitetit dinamik të nxjerrë në dukje për ADC-në që paraqet daljen $y_{dyn}(t)$ të Figura 5.21. Ajo është përfutur duke shënjuar kurbën $e(x) = g(x) - (G \cdot x + O)$ në funksion të hyrjes x , vërehet në mënyrë të qartë prania e një histereze domethënëse. Testimi i ADC me metoden e histogramit nuk do të ishte në gjendje që ta nxirrte në dukje këtë sjellje, por thjesht do të kishte dhënë një kurbë jolineariteti mesatar të dy pjesëve të veçanta të paraqitura në Figura 5.21.

Në qoftë se do të duam të vlersojmë praninë në dalje të termave të shfazës, kundrejt hyrjes, duhet të modifikojmë shprehjen që deri këtu e kemi quajtur të vlefshme dhe të shkruajmë.

$$y(t) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega_0 t) + e(t)$$

Termat e shfazës janë paraqitur nga seria e sinuseve, ndërsa termi $e(t)$ merr parasysh gabimet e rastësishme.

Për të dhënë një shprehje analitike të karakteristikës jolineare me histerezë :

$g(x)$ mundemi të ndajmë në dy pjesë funksionin , njëra që përkon me pjesën me

pjerrësi negative të sinjalit të hyrjes dhe tjetra që përkon me pjesën me pjerrësi pozitive :

$$g(x) = \begin{cases} g_1(x) & \text{per } x'(t) < 0 \\ g_2(x) & \text{per } x'(t) \geq 0 \end{cases}$$

Mund të shkruhet si :

$$g(x) = \begin{cases} g(x) + h(x) & \text{per } x'(t) < 0 \\ g(x) - h(x) & \text{per } x'(t) \geq 0 \end{cases}$$

duke qenë:

- $g(x) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} c_n T_n \left(\frac{x-C}{V} \right)$ shprehja e jolinearitetit në rastin e një ADC-je jolineare statike;
- $h(x) = \sqrt{1 - \left(\frac{x-C}{V} \right)^2} \sum_{n=1}^{\infty} b_n D_n \left(\frac{x-C}{V} \right)$ me $D_n(\cdot)$ polinome të Chebyshev-it të llojit të dytë;

Mundet qe setup-i eksperimental i kërkuar për nxjerrjen në dukje të të dhënave të nevojshme për vlerësimin dhe mundësisht edhe për korigjimin e jolinearitetit dinamik mund te perdoret si ne rastit të nxjerrjes në dukje dhe korigjimit të jolinearitetit të statik.

KONKLUZIONE DHE REKOMANDIME

- Metoda e Histogramës përcakton pozicionet mesatare të niveleve të karakteristikës me një saktësi të lartë. Saktësia e saj kufizohet nga pastërtia e sinjalit sinusoidal në hyrje të ADC. Përdorimi i sajë ka veshtirësi në kohën e gjatë që duhet për të realizuar testin është një pengesë e madhe. Për shkak të natyrës statistikore të testit do të na duhet të nxjerrim rezultatet nga një numër shumë i madh matjesh gjë që kërkon kohe matjesh që levizin nga disa dhjetra minuta deri në disa orë për ADC me rezolucion të lartë dhe periodë kampionimi të madhe.
- Pengesa e rëndësishme në rastin e testit të histogramës është kërkesa për sinkronizim midis sinjalit në hyrje dhe periodës së kampionimit të tijë për të eliminuar gabimet e mëdha të matjeve që mund të shfaqen gjatë këtij procesi..
- Përdorimi i FFT është disa qindra here më i shpejtë sesa metoda klasike e histogramës për vlerësimin statik të ADC. Metoda e mëre në shqyrtim si testimet e Chebishevit duket të jetë e përshtatshme për paisje në test me rezolucion të lartë (16–20 bit) dhe kur kërkohet një përafrim i butë i INL. Numri pikave të matura për të realizuar testin e Chebishevit sipas

kesaj metode zbret është disa mijëra pika kampionimi (2000 – 8000) panvaresisht rezolucionit të ADC.

- Në këtë rast INL mund të shikohet si një kombinim linear i polinomeve të Chebyshev-it ku koeficientët e tyre janë harmonikat perberëse të sinjalit në dalje të ADC. Saktesia e testin të Chebishevit varet shumë nga ecuria e INL së ADC dhe sa më butë të jetë ajo aq më mirë është përafrimi i kurbës së INL-së.
- Performanca e testin të Chebishevit është kritike nëse nuk përdoret kampionim koherent (sinkronizuar) i sinjalit të hyrjes. Pengesa kryesore e përdorimit të testin të Chebishevit ngelet të qenurit e kësaj metode një metodë përafruese polinomiale e INL, në ndryshim nga metoda e Histograma që është një metodë vlerësuese i drejtpërdrejtë i INL.
- Zgjerimi i fushës së përdorimit të FFT edhe për të matur jo linearitetin integral (INL) dhe diferencial (DNL) të ADC është një hap i ri i përdorur në dhjetë vitet e fundit.
- Përafrimet e përfutuara nga simulimet me polinomet “Chebychev”-it të treguara në figurat e mësipërme përafrojnë mirë kurbën reale të INL-së për rreth harmonikash Na të barabartë me 18 krahasuar me ato të rendit 27, 33 etj.
- Me rritjen e numrit të bitëve të konvertimit ADC parafrimi sipas polinomeve të “Chebychev”-it i largohet kurbës reale të INL-së.
- Nga simulimet e realizuara shikohet se, rezultatet më të mira janë përfutur me karakteristika të jolinearitetit me ecuri të butë

si në Figurën 5.1 krahasuar me përafrimin e karakteristikave të Figurës 5.3 me ndryshim më të shpejtë të jolinearitetit.

- Sugjerojmë përdorimin e metodës së polinomeve të “Chebychev”-it për vlerësimin e INL si një metodë e shpejtë në llogaritje dhe përafruese e mirë për shnderruesit ADC me 8 dhe 12 bit. Në këtë rast INL mund të shikohet si një kombinim linear i polinomeve të Chebyshev-it ku koeficientët e tyre janë harmonikat perberëse të sinjalit në dalje të ADC.
- Korigjimi i gabimeve nepermjet “dithering”-ut mbetet një ndër metodat kryesore të eliminimit të tijes.

SHTOJCA A POLINOMET E CHEBYSHEV

Polinomet e Chebyshevit i tipit te pare.

Me këtë grup funksionesh percaktohet një grup polinomesh $T_n(x)$ që në intervalin $[-1, 1]$ jane ortogonalë në lidhje me funksionin $\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$, apo si:

$$\int_{-1}^1 \frac{T_n(x) \cdot T_m(x)}{\sqrt{1-x^2}} dx = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \delta_{mn} & \text{per } m, n \neq 0 \\ \pi & \text{per } m, n = 0 \end{cases}$$

Ku δ_{mn} është funksioni *Delta i Kroneker-it* ose versioni diskret i *Delta të Dirac-it*:

$$\delta_{mn} = \begin{cases} 0 & \text{per } m \neq n \\ 1 & \text{per } m = n \end{cases}$$

Duke përkufizuar si $T_n(\cos\vartheta) = \cos(n\vartheta)$ e duke pranuar $x = \cos\vartheta$, ekuacioni shkruhet $T_n(x) = \cos(n \cdot \cos^{-1}(x))$ dhe janë zgjidhjet e ekuacionit diferencial të Chebyshev:

$$(1-x^2) \frac{d^2 y}{dx^2} - x \frac{dy}{dx} + n^2 y = 0$$

Polinomet e Chebyshev të tipit të parë kanë vlerë reale vetëm për $x \in [-1, 1]$ në këtë interval ata mund të rishkruhen në formën e polinomeve të variablit x . Mund të verifikohet se:

$$x \in [-1, 1] \Rightarrow \begin{cases} T_0(x) = 1 \\ T_1(x) = x \\ T_2(x) = 2x^2 - 1 \\ T_3(x) = 4x^3 - 3x \\ T_4(x) = 16x^4 - 8x^2 + 1 \\ \dots \end{cases}$$

Figura 0.1 paraqet grafikët e katër polinomeve për $n=1,2,\dots, 5$.

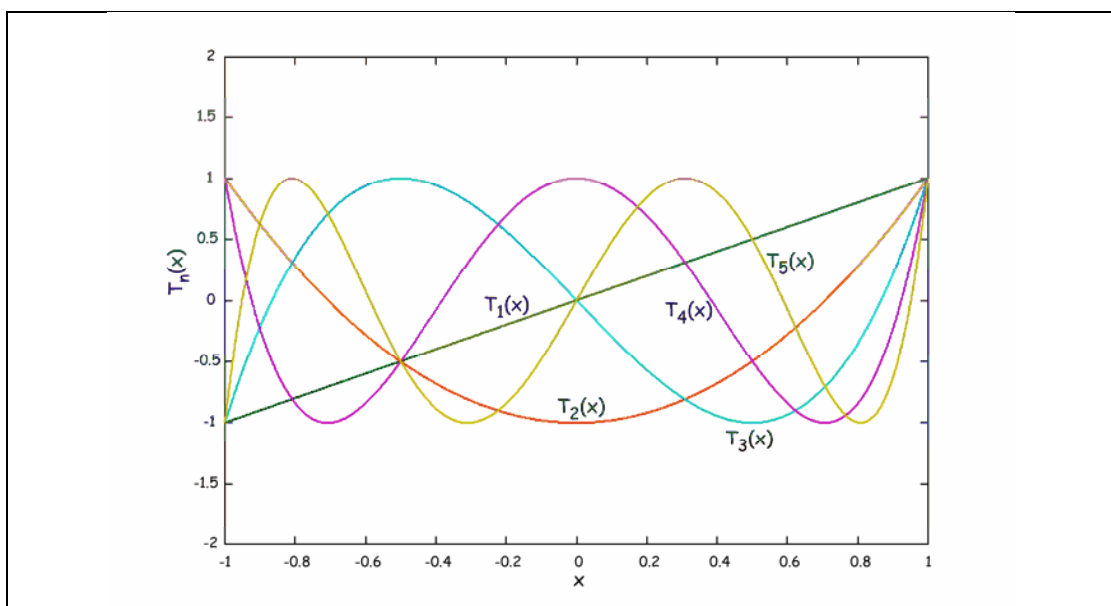


Figura 0.1 – Grafikët e Polinomeve të Chebyshev të tipit të parë në intervalin $[-1, 1]$

Kjo klasë polinomesh përdoren shpesh në zgjidhjen e problemeve të përafrimit sipas kuadratëve më të vegjel. Ekuacioni rekursiv është:

$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x)$$

Ose:

$$T_{n+1}(x) = xT_n(x) - \sqrt{(1-x^2)}[1-T_n(x)^2].$$

Për $n > 1$ këta polinomë kanë zero ne pikat:

$$x = \cos \left[\frac{\pi \left(k - \frac{1}{2} \right)}{n} \right] \quad \text{per } k = 1, 2, \dots, n$$

Dhe ekstreme për:

$$x = \cos \left(\frac{\pi k}{n} \right) \quad \text{per } k = 0, 1, \dots, n$$

Polinomet e Chebyshevit i tipit te dyte.

Kjo klase polinomesh percaktohen nga perkufizimi:

$$D_n(x) = \frac{\sin[(n+1)\cos^{-1}(x)]}{\sin[\cos^{-1}(x)]}$$

Mund te verifikohet se:

$$x \in [-1, 1] \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} D_0(x) = 1 \\ D_1(x) = 2x \\ D_2(x) = 4x^2 - 1 \\ D_3(x) = 8x^3 - 4x \\ D_4(x) = 16x^4 - 12x^2 + 1 \\ \dots \end{cases}$$

Nje paraqitje grafike e tyre eshte dhene ne figuren e meposhteme Figura 0.2.

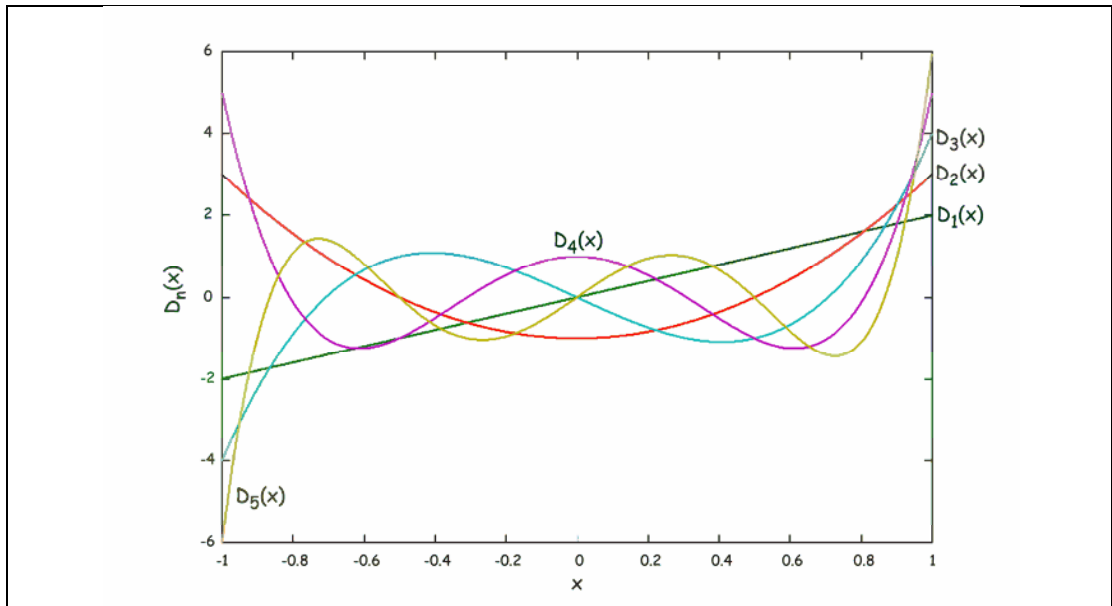


Figura 0.2 – Grafico di alcuni Polinomi di Chebyshev del secondo tipo nell'intervallo $[-1, 1]$.

Referime ne konferenca shkencore

1. **G.Sharko**, G. Gabrovski “The new IT system to support the notification process and the BAS Enquiry Point”, Workshop ne procedurat per trajtimin e pyetjeve dhe kerkesave nga Instituti i Standarteve ne Bosnje-Hercegovine, Sarajeve 27-28 Shkurt, 2013
2. **G.Sharko**, B.Topciu. “Information System for Standards Data Manager Database and ICT infrastructure at DPS”, Workshop – Dita Botërore e Standardeve, Tiranë Nëntor 2011.
3. N. Shanku, M. Jorgoni, F. Brati, **G. Sharko**. “Analizimi i sjelljes se mbrotjes distancionale gjatë proceseve kalimtare në SEF” Konferenca Kombetare FIE/UPT, “Teknologjite e Avancuara Rruga Jone e Zhvillimit”, ISBN:978-9928-4079-6-2 , 31 Tetor, 2011
4. A.Spahiu, P. Marango, G.Sharko “Projektimi i regulatorëve të logjikës fuzzy për kontrollin e motorit asinkron” Takimi I V ndërkombëtar I Institutit Albshkenca, shtator 2010 , Tiranë Shqiperi. ISBN 978-9928-4001-7-8 faqe 517. www.alb-shkenca.org
5. N. Shanku, **G. Sharko**, M. Qemali, M. Çelo, F. Brati, “A Virtual and Analog Lab-Volt Environment an Efficient Education Tool on Electric Power System Engineering Courses”, International Conference on Deregulated Electricity Market Issues in South-Eastern Europe (DEMSEE2008) ISBN 978-1-60876-572-3, 22-23 September 2008, Nicosia, Cyprus p. 142.
6. **G. Sharko**, N. Hobdari “Monitorimi i energjiise së prodhuar nga burimet fotovoltaike” Workshop – Sistemi Elektroenergjetik, Teknologji te reja në ndihmë të tij, 22 Dhjetor 2008,
7. **G. Sharko**, N. Hobdari, R. Buhajloti, E Hido, Workshop – “New frontiers of low-cost photovoltaic solar cells”, May 29 – 31 2008, “Monitoring the photovoltaic modules”.

Artikuj te botuar

1. **G. Sharko**, P. Marango, A. Spahiu “Oscilloscope Integral Nonlinearity Assessment by Histogram Tests” International Journal of Electronics Circuits and Systems, IJECS ISSN: 2277 – 5870 Vol (Botim On line) Vol 2, Issue 1, Shkurt 2013.
2. **G. Sharko**, P. Marango, “Përcaktimi i jolineariteti integral te nje ADC nëpërmjet analizës në zonën e frekuencës” Buletini Shkencave Teknike (BSHT), Universiteti Politeknik i Tiranës buletin me redaksi shkencore dhe recenzues. ISSN: 05 62 B 945, 2012.
3. **G. Sharko**, N. Hobdari, N. Shanku, M. Ekmenciu, E. Dasho. “Photovoltaic module V-I and P-V characterization through instrumentation control toolkit of MATLAB” Perspectives of Innovations, Economics & Business, Science, Section of “Technology and Innovation, ISSN 1804-0519 (Print), ISSN 1804-0527 (Online) , Volume 9, Issue 3, 2011
4. N. Shanku, **G. Sharko** “Monitoring and Analyzing Features of Electrical Power Quality System Performance” Perspectives of Innovations, Economics & Business” E-ISSN: 1804-0527, ISSN: 1804-0519 Volume 5, Issue 2, 2010, pp. 101-107.
5. N. Shanku, G. Sharko, E. Prifti, “Toward Virtual – Real Laboratory on Electric Power System Engineering Courses a Successful Experience” International Journal of Pure and Applied Sciences and Technology, 4(2) (2011), pp. 85-97
6. N. Shanku, **G. Sharko**, E. Prifti, “Monitorimi dhe Analizimi i Parametrave te Cilesise se Energjie Elektrike” Buletini Shkencor, Universiteti i Vlores, ISSN: 2072-5620, Volume 2, No. 2, Gusht 2011
7. N. Shanku, **G. Sharko**, M. Qemali “Graphical method for estimating impact of distance line protection into electric power system stability”, ATI – Applied Technologies & Innovations” Volume 1, Issue 1, 2010, pp. 9-20.

Referimet bibliografike

- [1] Simon Haykin, *An Introduction to Analog and Digital Communications*, John Wiley & Sons, 1st Edition – January 1989, ISBN 0471859788
- [2] A.V. Oppenheim – R. W. Schafer, *Elaborazione Numerica dei Segnali*, Franco Angeli Editore, XI Edizione, 1996, ISBN 88-204-3006-1
- [3] M. Savino, “Fondamenti di scienza delle misure”, Bari, 1992
- [4] N. Giaquinto, “*Strumentazione digitale: il campionamento ideale*”, materiale mesimorte per Inxhinjerine Elektri ke ne Politecnico di Bari, 2000
- [5] N. Giaquinto, “*Strumentazione digitale: il campionamento reale*”, materiale mesimorte per Inxhinjerine Elektri ke ne Politecnico di Bari, 2000
- [6] Walt Jung, *Applying IC Sample-Hold Amplifiers*, Analog Devices, Application Note AN-270, <http://www.analog.com>
- [7] National Semiconductor, *Specifications and Architectures of Sample-and-Hold Amplifiers*, Application Note AN-775, July 1992, <http://www.national.com>
- [8] Mike Koen, *High Speed Data Conversion*, Burr-Brown, Application Bulletin AB-027A, Doc. Num. sbaa045, June 1991, <http://www.ti.com>
- [9] MAXIM Integrated Products, *Understanding Integrating ADCs*, Application Note AN-1041, May 2002, <http://www.maxim-ic.com>
- [10] MAXIM Integrated Products, *Migrating from Integrating ADC Architectures to Sigma Delta*, Application Note AN-2102, June 2003, <http://www.maxim-ic.com>
- [11] MAXIM Integrated Products, *ICL7106-7107 3-1/2 Digit A/D Converter*, Data Sheet, 1987, <http://www.maxim-ic.com>
- [12] MAXIM Integrated Products, *MAX1497/MAX1499 3.5 and 4.5-Digit Single-Chip ADC with LED-Drivers*, Data Sheet, 2003, <http://www.maxim-ic.com>

- [13] National Semiconductor, *Application Note 260, A 20-Bit Linear Slope-Integrating Converter*, January 1981, <http://www.national.com>
- [14] MAXIM Integrated Products, *Understanding SAR ADCs*, Application Note AN-387, March 2001, <http://www.maxim-ic.com>
- [15] MAXIM Integrated Products, *Understanding Flash ADCs*, Application Note AN-810, October 2001, <http://www.maxim-ic.com>
- [16] MAXIM Integrated Products, *Understanding Pipelined ADCs*, Application Note AN-383, March 2001, <http://www.maxim-ic.com>
- [17] MAXIM Integrated Products, *Pipeline ADCs Come of Age*, Application Note AN-634, March 2001, <http://www.maxim-ic.com>
- [18] MAXIM Integrated Products, *The ABCs of ADCs: Understanding How ADC Errors Affect System Performance*, Application Note AN-748, April 2001, <http://www.maxim-ic.com>
- [19] MAXIM Integrated Products, *ADC and DAC Glossary*, Application Note AN-641, December 2000, <http://www.maxim-ic.com>
- [20] MAXIM Integrated Products, *Glossary of Frequently Used High-Speed Data Converter Terms*, Application Note AN-740, March 2001, <http://www.maxim-ic.com>
- [21] N. Giaquinto, A. Trotta, "Fast and Accurate ADC Testing Via an Enhanced Sine Wave Fitting Algorithm", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol. 46, No. 4, 1997
- [22] MAXIM Integrated Products, *A Simple ADC Comparison Matrix*, Application Note AN-2094, June 2003, <http://www.maxim-ic.com>
- [23] MAXIM Integrated Products, *Dynamic Testing of High Speed ADCs – Part 1*, Application Note AN-728, February 2001, <http://www.maxim-ic.com>
- [24] MAXIM Integrated Products, *Dynamic Testing of High Speed ADCs – Part 2*, Application Note AN-729, January 2001, <http://www.maxim-ic.com>

- [25] MAXIM Integrated Products, *Bench Characterization of ADCs Using a Low-Cost PC-Based Data-Acquisition Board*, Application Note AN-633, August 2001, <http://www.maxim-ic.com>
- [26] MAXIM Integrated Products, *Demystifying Sigma/Delta ADCs*, Application Note AN-1870, January 2003, <http://www.maxim-ic.com>
- [27] P.M. Aziz - H.V. Sorensen - J. Van Der Spiegel, *An Overview of Sigma-Delta Converters – How a 1 Bit ADCs Achieves more than 16-Bit resolution*, IEEE Signal Processing Magazine, January 1996, Vol.13, nr. 1, f. 61-84
- [28] Analog Devices, *Data Conversion Fundamentals, Analog to Digital Converters Online Seminar*, Fall 2002, <http://www.analog.com>
- [29] MAXIM Integrated Products, *INL/DNL Measurements for High-Speed Analog-to-Digital Converters*, Application Note AN-283, September 2000, <http://www.maxim-ic.com>
- [30] IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-To-Digital Converters 1241-2000,
- [31] IEEE Std 1057-2007 (Revision of IEEE 1057-1994) Standard for Digitizing Waveform Recorders,
- [32] IEC 60748-4-3 First edition 2006-08: Interface integrated circuits – Dynamic criteria for ADC,
- [33] IEC 62008 First edition 2005-07: Performance characteristics and calibration methods for digital data acquisition systems and relevant software.
- [34] Analog Devices, *AD7671 - 16-Bit 1MSPS CMOS ADC*, Data Sheet, Analog Devices, One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood MA 02062-9106, USA, <http://www.analog.com>
- [35] Analog Devices, *AD7677 - 16-Bit 1 LSB INL, 1 MSPS Differential ADC*, Data Sheet, Analog Devices, One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood MA 02062-9106, USA, <http://www.analog.com>

- [36] Walt Jung, *Voltage References and Low Dropout Linear Regulators*, Analog Devices, One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood MA 02062-9106, USA, <http://www.analog.com>
- [37] Francesco Adamo, *Sviluppo di Moduli Software per il controllo di strumentazione di misura GPIB e NIDAQ*, materiale didattico Dipartimento di Elettrotecnica ed Elettronica, Bari, 2001
- [38] Analog Devices, *MicroConverter Product and Tools Update*, Presentazione PowerPoint, Analog Devices, One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood MA 02062-9106, USA, <http://www.analog.com>
- [39] J. Schoukens, "A Critical Note on Histogram Testing of Data Acquisition Channels", IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements, Vol. 44, No. 4, 1995
- [40] F. Adamo, F. Attivissimo, N. Giaquinto, "FFT Test of A/D Converters to Determine the Integral Nonlinearity", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 51, No. 5, 2002
- [41] F. Adamo, F. Attivissimo, N. Giaquinto, M. Savino, "Linearization of A/D Converters by dither and Chebyshev Polynomials", Measurement Journal of IMEKO, vol. 32, 2002, f. 231-239.
- [42] F. Adamo, F. Attivissimo, N. Giaquinto, A. Trotta: "A/D Converters Nonlinearity Measurement and Correction by Frequency Analysis and Dither", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 52, No. 4, 2003.
- [43] Zhurang Zhao, Andre Ivanov: "Embedded servo loop for ADC linearity testing", Microelectronics Journal 33 (2002) 773-780 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 52, No. 4, august 2003.
- [44] E. J. Peralías, M. A. Jalón, and A. Rueda: "Simple Evaluation of the Nonlinearity Signature of an ADC Using a Spectral Approach" Hindawi Publishing Corporation VLSI Design Volume 2008, Article ID 657207.
- [45] Paolo Carbone, Giovanni Chiorboli: "ADC Sinewave Histogram Testing With Quasi-Coherent Sampling" IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 50, NO. 4, AUGUST 2001 949.
- [46] Francesco Adamo, Filippo Attivissimo, Nicola Giaquinto, Mario Savino: "FFT Test of A/D Converters to Determine the Integral Nonlinearity" IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 51, NO. 5, OCTOBER 2002

- [47] Filippo Attivissimo, Nicola Giaquinto, and Izzet Kale “INL Reconstruction of A/D Converters via Parametric Spectral Estimation” IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 53, NO. 4, AUGUST 2004
- [48] Maria da Glória Cataldi Flores, Marcelo Negreiros, Luigi Carro, Altamiro A. Susin “*INL and DNL Estimation Based on Noise for ADC Test*” , IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 53, NO. 5, OCTOBER 2004 1391
- [49] António Cruz Serra, Manuel Fonseca da Silva, Pedro M. Ramos, Raul Carneiro Martins, Linus Michaeli, and Jân  Saliga: “Combined Spectral and Histogram Analysis for Fast ADC Testing” IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 54, NO. 4, AUGUST 2005 1617
- [50] Fabrizio Stefani, David Macii, Antonio Moschitta, Paolo Carbone, IEEE, and Dario Petri, “Simple and Time-Effective Procedure for ADC INL Estimation” , IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 55, NO. 4, AUGUST 2006 1383.
- [51] Francesco Adamo, Filippo Attivissimo, Nicola Giaquinto, and Izzet Kale: “Frequency Domain Analysis for Dynamic Nonlinearity Measurement in A/D Converters” IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 56, NO. 3, JUNE 2007
- [52] Hsin-Wen Ting, Bin-Da Liu, Soon-Jyh Chang, “A Histogram-Based Testing Method for Estimating A/D Converter Performance” , IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 57, NO. 2, FEBRUARY 2008
- [53] Francisco Corrêa Alegria, Member, IEEE, and Ant nio Cruz Serra, Senior Member, “The Histogram Test of ADCs With Sinusoidal Stimulus Is Unbiased by Phase Noise” IEEE, IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 58, NO. 11, NOVEMBER 2009 3847
- [54] Santosh C. Vora and L. Satish, Senior Member, IEEE “ADC Static Characterization Using Nonlinear Ramp Signal” IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 59, NO. 8, AUGUST 2010 2115
- [55] Francisco Corrêa Alegria and Hugo Pl cido da Silva “Choosing Between Terminal and Independently Based Gain and Offset Error in the ADC Histogram Test” , IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 61, NO. 1, JANUARY 2012 9
- [56] Dan Greenberg, “Clues from the crash: For electronics firms, flexibility in multiple markets is critical” IBM, www.ibm.com , 2012

- [57] Anna Doman'ska: "Elimination of nonlinearity with discontinuities(of the dead zone) from static characteristic of converter" METROLOGY AND MEASUREMENT SYSTEMS VOL. XV, NUMBER 4 (2008)
- [58] Jose Silva-Martinez, "FUNDAMENTALS OF SIGMADELTA MODULATORS" Texas A&M University, Electrical and computer Engineering, Amesp02.tamu.edu/~jsilva, 2011
- [59] Bin Le, Thomas W. Rondeau, Jeffrey H. Reed, and Charles W. Bostian, "Analog-to-Digital Converters" *IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE*, No. 69, NOVEMBER 2005
- [60] Jerome Blair, "Histogram Measurement of ADC Nonlinearities Using Sine Waves" *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 43, No. 3, June 1994 f. 373.
- [61] Hideo Okawara's, Mixed Signal Lecture Series "DSP-Based Testing – Histogram Method in ADC Linearity Test. www.verigy.com
- [62] Thomas E. Linnenbrink, Jerome Blair, Sergio Rapuano, Pasquale Daponte, Eulalia Balestrieri, Luca De Vito, Solomon Max, and Steven J. Tilden, "ADC Testing Part 7 in a series of tutorials in instrumentation and measurement" *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine* April 2006, f. 39.
- [63] Bin Le, Thomas W. Rondeau, Jeffrey H. Reed, and Charles W. Bostian, "Analog-to-Digital Converters" *IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE*, No. 69, NOVEMBER 2005
- [64] Jingbo Duan, Le Jin, and Degang Chen, "Testing ADC Spectral Performance Without Dedicated Data Acquisition" *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, VOL. 61, NO. 11, NOVEMBER 2012.
- [65] Francisco Corrêa Alegria and Hugo Plácido da Silva "Choosing Between Terminal and Independently Based Gain and Offset Error in the ADC Histogram Test" *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, VOL. 61, NO. 1, JANUARY 2012 p 9.
- [66] Guo Qingbo , Jia Xinzhang Tang Hualian "Co-Simulation of Pipeline ADC Using Simulink and Pspice" Fourth International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, 2011. P 487-490 IEEE Computer Society
- [67] Santosh C. Vora and L. Satish "ADC Static Nonlinearity Estimation Using Linearity Property of Sinewave" *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, VOL. 60, NO. 4, APRIL 2011 p. 1283.
- [68] Filippo Attivissimo, Attilio Di Nisio, and Nicola Giaquinto "Measuring Dynamic Nonlinearity of Digitizers Affected by Time Base Distortion" *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, VOL. 60, NO. 2, FEBRUARY 2011. p. 560