INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Testování dynamických vlastností digitalizátorů spojitých signálů

Autoři:

Doc. Ing. Josef Vedral, CSc., (ČVUT Praha)

Doc. Ing. Jaroslav Roztočil, CSc., (ČVUT Praha)

Prof. Ing. Vladimír Haasz, CSc., (ČVUT Praha)

Datum:

21.9.2012

Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií CZ.1.07/2.3.00/09.0031

TENTO STUDIJNÍ MATERIÁL JE SPOLUFINANCOVÁN EVROPSKÝM SOCIÁLNÍM FONDEM A STÁTNÍM ROZPOČTEM ČESKÉ REPUBLIKY

OBSAH

Úvod

Digitalizátory spojitých signálů jsou v současnosti nedílnou součástí většiny moderních elektronických systémů v měřicí technice, diagnostice, automatizaci, robotice, telekomunikaci, radiotechnice a lékařské elektronice. Protože kvalita číslicového zpracování signálů je v těchto oblastech systémech určena zejména parametry digitalizátorů, je problematika jejich testování vysoce aktuální, o čemž svědčí též vydané standardy IEEE STd. 1057, IEEE Std. 1241.

Nejrychlejší digitalizátory s rozlišitelnotí 8 až 10 bitů a vzorkovací rychlostí desítek GS/s se užívají např. v číslicových osciloskopech, při digitalizaci optických signálů a v jaderné technice. Digitalizátory s nejvyšší rozlišitelností 24 až 32 bitů se vzorkovací rychlostí až 48 kS/s se užívají např. k digitalizaci zvukových signálů, v lékařské elektronice a při geofyzikálním měření.

K testování dynamických vlastností digitalizátorů se obvykle užívají metody, při kterých je digitalizátor buzen harmonickými signály s vysokou amplitudovou, kmitočtovou stabilitou a spektrální čistotou. Proto generace kvalitních harmonických signálů má zásadní význam k určení parametrů digitalizátorů. Mezi standardní metody testování dynamických parametrů digitalizátorů patří metody nejlépe proložené sinusovky (*Sine Wave Fit Test*), metody spektrální analýzy (*Discrete Fourier Ttransform Test*) a metody měření četnosti výskytu kódových slov (*Histogram Test*), [1], [2], [3].

K rychlému provoznímu testování digitalizátorů lze užít též sinusový signál s proměnným kmitočtem (*Wobler Test*), tlumenou sinusovku (*Damping Sine Test)*, příp. exponenciální impulsy (*Exponential Fit Test*).

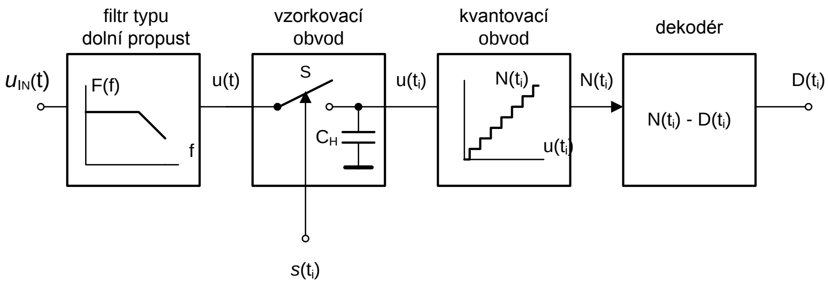
K širokopásmovému testování digitalizátorů se užívají multitónové signály (*Multi Tone Test*), příp. AM a FM signály. Vhodným testovacím signálem je též signál typu sinx/x s diskrétním kmitočtovým spektrem.

Zvláštní skupinu širokopásmových testovacích metod tvoří metody, užívající k buzení digitalizátorů šumový signál s nulovou střední hodnotou (*Noise Histogram Test*). Další možností je užití šumového signálu s proměnnou střední hodnotou (*Step Gauss Test*).

1. PARAMETRY DIGITALIZÁTORŮ SPOJITÝCH SIGNÁLŮ

1.1. Vzorkování spojitých signálů

Při digitalizaci spojitých signálů dochází v každém digitalizátoru k jeho časové diskretizaci - *vzorkování*, amplitudové diskretizaci – *kvantování* a k převodu počtu kvantovacích úrovní na dvojkový kód – *kódování*. Z důvodu omezení kmitočtového spektra vzorkovaného signálu se zařazuje na vstupech digitalizátorů *filtry typu dolní propust*, obr. 1.1.1.



Obr. 1.1.1 Digitalizace spojitého signálu

K nejrozšířenějším způsobům vzorkování patří vzorkování v reálném čase, sekvenční vzorkování v ekvivalentním čase a náhodné vzorkování v ekvivalentním čase.

1.1.1. *Vzorkování v reálném čase RTS (Real Time Sampling)*

Uskutečňuje se v ekvidistantních časových intervalech s konstantní vzorkovacích rychlostí, která se udává počtem vzorků za sekundu *SPS* (*Sample per Sekunde*). V časové oblasti lze vzorkování popsat součinem vzorkovacího signálu *s*(t) se vzorkovaným signálem *u*(t)

$$u(t_i) = u(t_i)s(t_i), \quad i = 1,2,... \qquad (1.1.1)$$

Protože vzorkovací signál *s*(t) lze vyjádřit posloupností jednotkových Diracových impulsů δ, platí pro vzorkovaný signál

$$u(t_i) = u(t_i)\sum_{i=-\infty}^{\infty}\delta(t - iT_s) = \sum_{i=-\infty}^{\infty}u(iT_s)\delta(t - iT_s), \quad i = 1,2,... \qquad (1.1.2)$$

kde $T_s = 1/f_s = 2\pi/\omega_s$ je perioda vzorkovacího signálu.

Protože kmitočtové spektrum posloupnosti Diracových impulsů je

$$\omega_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s) \tag{1.1.3}$$

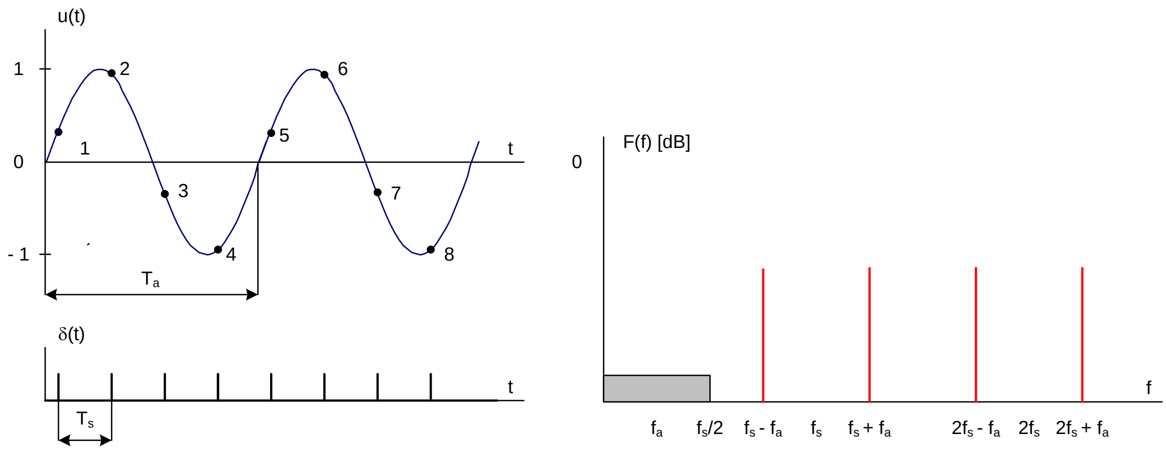
lze kmitočtové spektrum signálu po vzorkování určit konvolučním součinem kmitočtových spekter vzorkovaného a vzorkovacího signálu

$$F(\omega) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=-\infty}^{\infty} X(\omega) * \omega_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(\omega - k\omega_s) \tag{1.1.4}$$

kde $X(\omega)$ je kmitočtové spektrum vzorkovaného signálu $u(t)$.

Z toho plyne, že kmitočtové spektrum signálu po vzorkování je tvořeno kopiemi kmitočtových spekter vzorkovaného signálu, jejichž perioda opakování je určena celistvými násobky vzorkovacího kmitočtu ω_s. Fyzikální interpretace této analýzy je omezena jen na kladné celistvé násobky k.

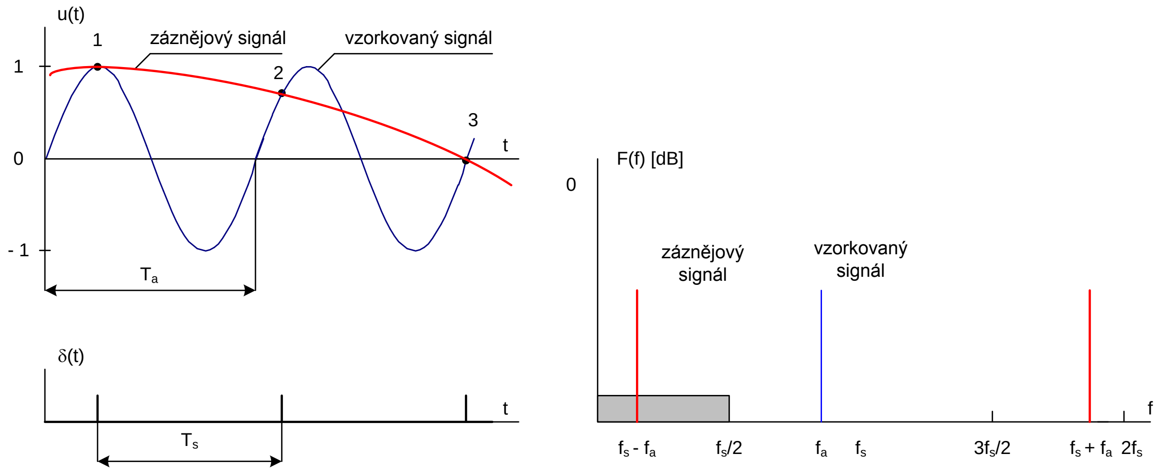
Vzorkování harmonického signálu o kmitočtu $f_a = 1/T_a$ včetně kmitočtového spektra je zobrazeno na obr. 1.1.2.



Obr. 1.1.2 Vzorkování harmonického signálu

Pokud pro vzorkovací kmitočet platí, že $f_s > 2f_a$, je splněn *vzorkovací teorém* a vzorkovaný signál je plně rekonstruovatelný. Totéž platí pro signály s omezeným kmitočtovým spektrem s mezním kmitočtem $f_m < f_s/2$.

Není-li splněn vzorkovací teorém, t.j., že $f_s < 2f_a$ dochází k tzv. podvzorkování signálu (*Undersampling*) a kopie kmitočtových spekter vzorkovaného signálu se překrývají s kmitočtovým spektrem signálu před vzorkováním, obr. 1.1.3.



Obr. 1.1.3 Podvzorkování harmonického signálu

V tomto případě obsahuje kmitočtové spektrum signálu po vzorkování záznějové signály o kmitočtech $\omega_a \pm k\omega_s$, $k = 1, 2, \ldots$, které znemožňují jednoznačnou rekonstrukci vzorkovaného signálu. Záznějové signály tak způsobují chybu rekonstrukce (*Aliasing Error*). Aby k tomuto jevu nedocházelo, zařazuje se před vzorkovací obvod digitalizátorů dolnopropustný filtr s mezním kmitočtem $f_m < f_s/2$.

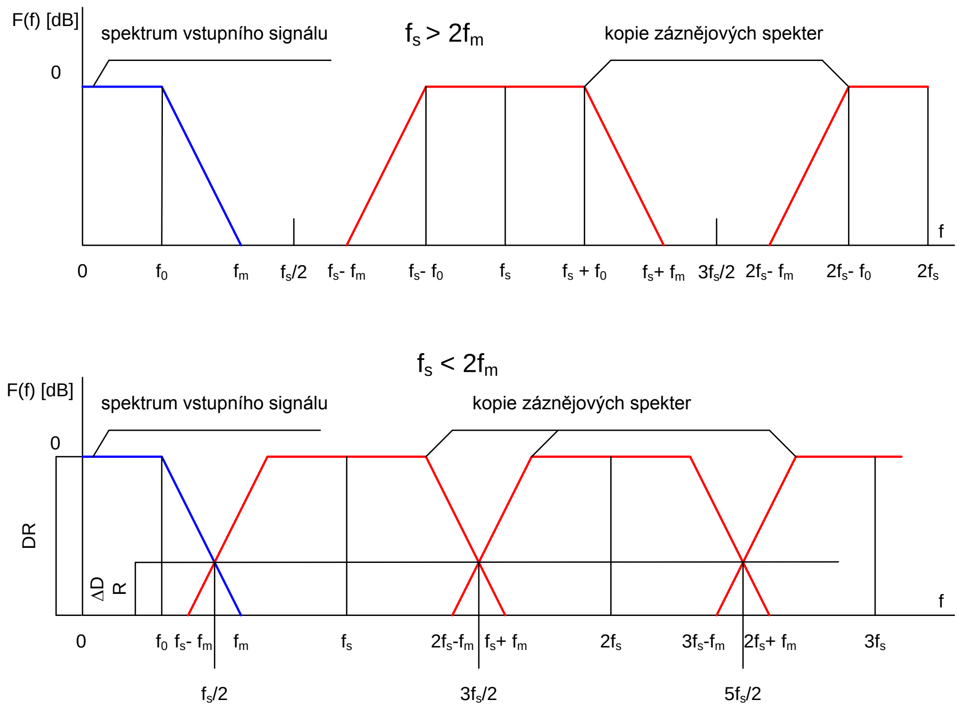
Dalším negativním důsledkem podvzorkování signálu je redukce jeho dynamického rozsahu *DR*, který je při jeho *n* bitové rozlišitelnosti 2^n. Dynamický rozsah digitalizátoru se obvykle vyjadřuje v dB

$$DR(dB) = 20 \log\left(2^n\right) = 6{,}02n \tag{1.1.5}$$

Při podvzorkování signálu se zlomovým kmitočtem f_0 a mezním kmitočtem f_m dochází k redukci dynamického rozsahu digitalizátoru na hodnotu

$$\Delta DR = DR \frac{f_m - f_s/2}{f_m - f_0} \tag{1.1.6}$$

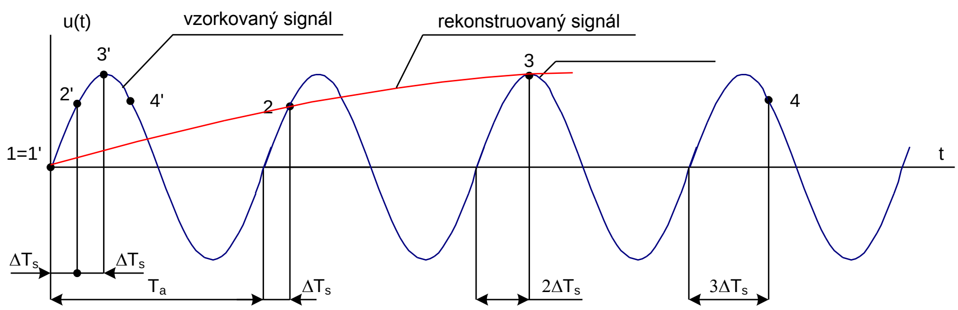
Např. při vzorkovacím kmitočtu f_s = 10 MS/s, zlomovém kmitočtu f_0 = 1 MHz, mezním kmitočtu f_m = 5,5 MHz, je relativní pokles dynamického rozsahu digitalizátoru $\Delta DR/DR$ = 0,11, tj. - 19,2 dB (- 3,2 bitu), obr. 1.1.4.



Obr. 1.1.4 Redukce dynamického rozsahu digitalizátoru při podvzorkování

1.1.2. *Sekvenční vzorkování v ekvivalentním čase (Sequential Repetetive Sampling).*

Je charakterizováno postupným odběrem vzorků z periodického signálu, přičemž perioda odběru vzorů se s každým vzorkem zvyšuje o konstantní hodnotu ΔT_s, obr. 1.1.5.



Obr. 1.1.5 Sekvenční ekvivalentní vzorkování

Při ekvivalentním vzorkování se definuje ekvivalentní vzorkovací kmitočet f_{se} (*Equivalent Sample Frequency*), pro který platí

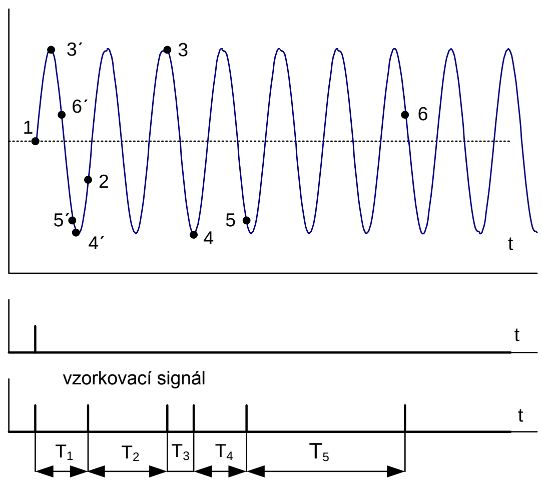
$$f_{se} = \frac{1}{\Delta T_s} \tag{1.1.7}$$

Tento vzorkovací kmitočet dovoluje vzorkovat periodické signály s ekvivalentní šířkou pásma (*Equivalent Frequency Bandwidth*)

$$EFBW = \frac{f_{se}}{2} \tag{1.1.8}$$

1.1.3. *Náhodné vzorkování v ekvivalentním čase (Random Repetitive Sampling).*

Je vzorkování, při kterém je perioda vzorkovacího signálu pseudonáhodně měněna, obr. 1.1.6.

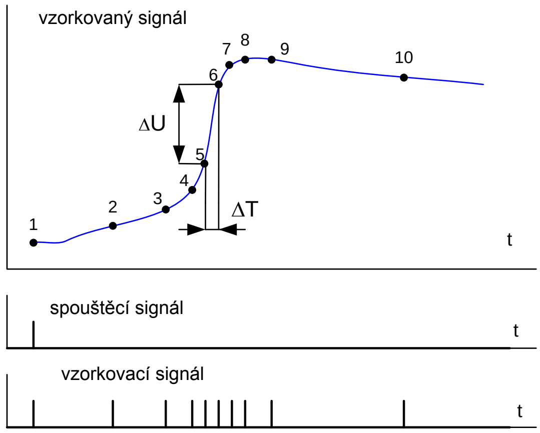


Obr. 1.1.6 Sekvenční ekvivalentní vzorkování

Po příchodu spouštěcího signálu je signál vzorkován pseudonáhodným signálem, přičemž jsou určovány doby jednotlivých period, které jsou pak využity při rekonstrukci signálu. Předností náhodného vzorkování vzhledem k ekvivalentnímu vzorkování je kratší doba rekonstrukce signálu a nemožnost vzniku záznějů.

1.1.4. *Adaptivní vzorkování (Adaptive Sampling).*

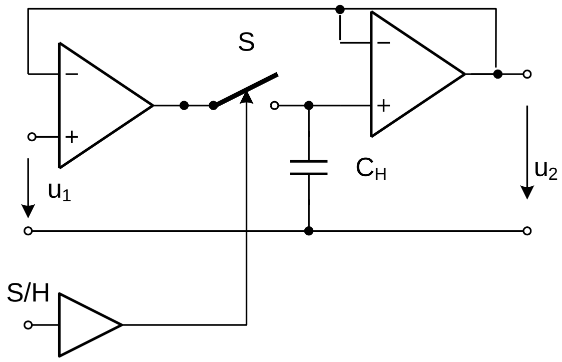
Při tomto způsobu vzorkování je vzorkovací kmitočet měněn podle časové změny vzorkovaného signálu, obr. 1.1.7. Změna vzorkovacího kmitočtu se obvykle uskutečňuje v binárně odstupňovaných poměrech. Předností adaptivního vzorkování je úspora kapacity paměti dat, zejména u signálů s velkým dynamickým rozsahem, např. při digitalizaci přechodových dějů.



Obr. 1.1.7 Adaptivní vzorkování

1.2. Parametry vzorkovacích obvodů

Typické zapojení vzorkovacího obvodu je tvořeno vstupním zesilovačem, spínačem, paměťovým kondenzátorem, výstupním zesilovačem a budičem spínače, obr. 1.2.1.



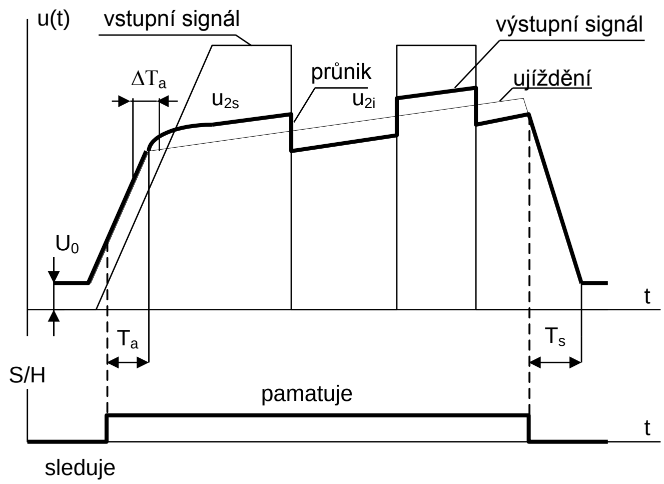
Obr. 1.2.1 Typické zapojení vzorkovacího obvodu

Vzorkovací obvod má dva stavy – stav sledování a stav pamatování. Ve stavu sledování (*Tracking Mode*) je spínač sepnut a časový průběh výstupní napětí obvodu je v ideálním případě identický s časovým průběhem vstupního napětí. Ve stavu pamatování (*Hold Mode*) je spínač rozepnut a na paměťovém kondenzátoru je uchováno napětí v okamžiku rozpojení spínače.

Typickými parametry vzorkovacích obvodů ve stavu sledování jsou *mezní kmitočet* f_m (*Frequency Bandwidth*), při kterém klesne přenos vzorkovacího obvodu z +1 na hodnotu $1/\sqrt{2} = 0{,}707$, t.j. o - 3 dB, *mezní výkonový kmitočet* f_p (*Full Power Bandwidth*), při kterém nedochází ke zkreslení jeho výstupního napětí, *rychlost přeběhu výstupního napětí SR* (*Slew Rate*), při kterém je obvod schopen bez zkreslení přenést časově proměnné napětí a *doba ustálení* (*Settling Time*), která je potřebná k ustálení výstupního napětí obvodu s danou *dynamickou chybou ustálení* při skokové změně jeho vstupního napětí.

Typickými parametry vzorkovacích obvodů ve stavu pamatování jsou *časová změna výstupního napětí D* (*Droop*), způsobená vstupním proudem výstupního zesilovače a svodem paměťového kondenzátoru, *signálový průnik FD* (*Feedthrough*), způsobený parazitní kapacitou rozepnutého spínače v jeho signálové cestě a průnik řídícího signálu *CT (Charge Transfer)*, způsobený parazitní kapacitou rozepnutého spínače v jeho řídící cestě.

Přechody ze stavu pamatování do stavu sledování a naopak jsou charakterizovány časovými parametry, obr. 1.2.2.

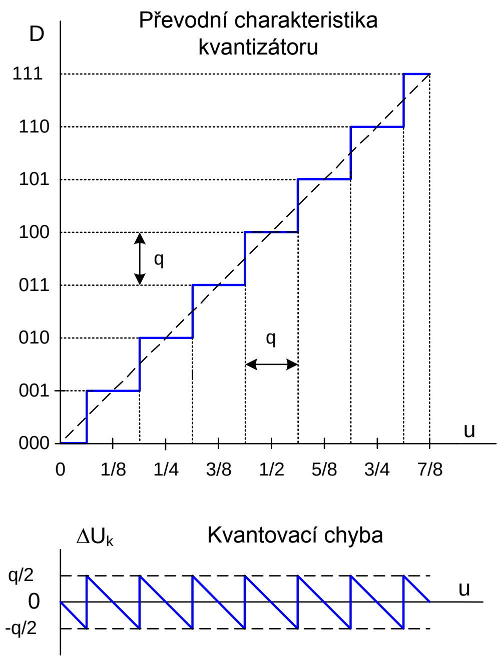


Obr. 1.2.2 Časový průběh výstupního napětí vzorkovacího obvodu

Těmito parametry jsou doba odběru vzorku T_a (*Aperture Time*), nejistota doby odběru vzorku ΔT_a (*Aperture Jitter*) a sběrná doba T_s (*Acqusition Time*), potřebná k ustálení výstupního napětí vzorkovacího obvodu při jeho přechodu do stavu sledování.

1.3. Parametry kvantovacích obvodů

Nejčastěji používáné *lineární kvantizátory* mají schodovitou převodní charakteristiku s ekvidistantně rozdělenými kvantovacími úrovněmi, při kterých dochází při dvojkovém kódováni ke změně hodnot kódových slov vždy o 1 bit s nejnižší váhou LSB (*Least Signification Bit*), obr. 1.3.1.



Obr. 1.3.1 Převodní charakteristika a kvantovací chyba 3 bitového kvantizátoru

Rozlišitelnost (*Resolution*) *n* bitového kvantizátoru je $q = 2^{-n}$.

Dynamický rozsah ideální *n* bitového kvantizátoru je

$$DR[dB] = 20\log 2^n = 6{,}02n \tag{1.3.1}$$

Kvantovací chyba ideálního lineárního kvantizátoru (*Quantization Error*) je dána rozdílem jeho převodní charakteristiky od lineární regresí přímky.

Efektivní hodnota kvantovací chyby kvantizátoru je dána

$$RMS_q = \sqrt{\frac{1}{q}\int_{-q/2}^{q/2} x^2\,dx} = \frac{2^{-n}}{\sqrt{12}} \tag{1.3.2}$$

Odstup signál šum SNR (*Signal to Noise Ratio*) ideálního lineárního kvantizátoru, je definován poměrem efektivní hodnoty budícího sinusového *signálu* $RMS_{SIN} = 1/2\sqrt{2}$, jehož rozkmit jen roven rozsahu kvantizátoru, k efektivní hodnotě kvantovací chyby digitalizátoru RMS_q

$$SNR = \frac{RMS_{SIN}}{RMS_q} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{\sqrt{12}}{2^{-n}} = 2^n \sqrt{1{,}5} \qquad (1.3.3)$$

Obvykle se tato hodnota udává v dB

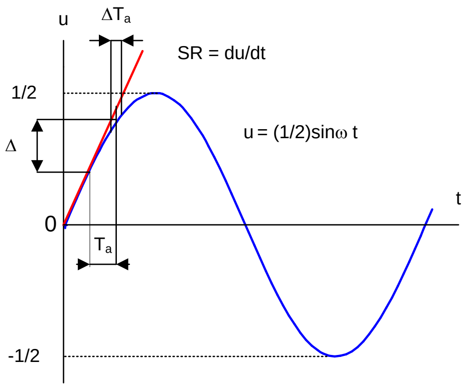
$$SNR(dB) = 20 \log SNR = 6.02n + 1{,}76 \qquad (1.3.4)$$

V Tab.1.3.1 je uveden počet kódových slov 2^n, poměrná rozlišitelnost 2^{-n}, dynamický rozsah *DR* a odstup signál šum *SNR* ideálních kvantizátorů.

Tab. 1.3 Parametry ideálních kvantizátorů

n	2^n	2^{-n}	*SNR* [dB]	*DR* [dB]
8	256	$3{,}9.10^{-3}$	49,9	48,2
10	1 024	$9{,}8.10^{-4}$	61,6	60,2
12	4 096	$2{,}4.10^{-4}$	74,0	72,2
14	16 384	$6{,}1.10^{-5}$	86,1	84,3
16	65 536	$1{,}6.10^{-5}$	98,1	96,3
18	262 144	$3{,}8.10^{-6}$	110,1	108,4
20	1 048 576	$9{,}5.10^{-7}$	122,2	120,4
22	4 194 304	$2{,}4.10^{-5}$	134,2	132,4
24	16 7 77 216	6.10^{-8}	146,2	144,5

K posouzení současného vlivu doby odběru vzorku vzorkovacího obvodu a rozlišitelnosti kvantizátoru se definuje *mezní kmitočet kvantizátoru* f_{mk}, při kterém způsobuje *doba odběru vzorku* T_a, resp. její *nejistota* ΔT_a chybu, rovnou rozlišitelnosti kvantizátoru q, obr. 1.3.2.

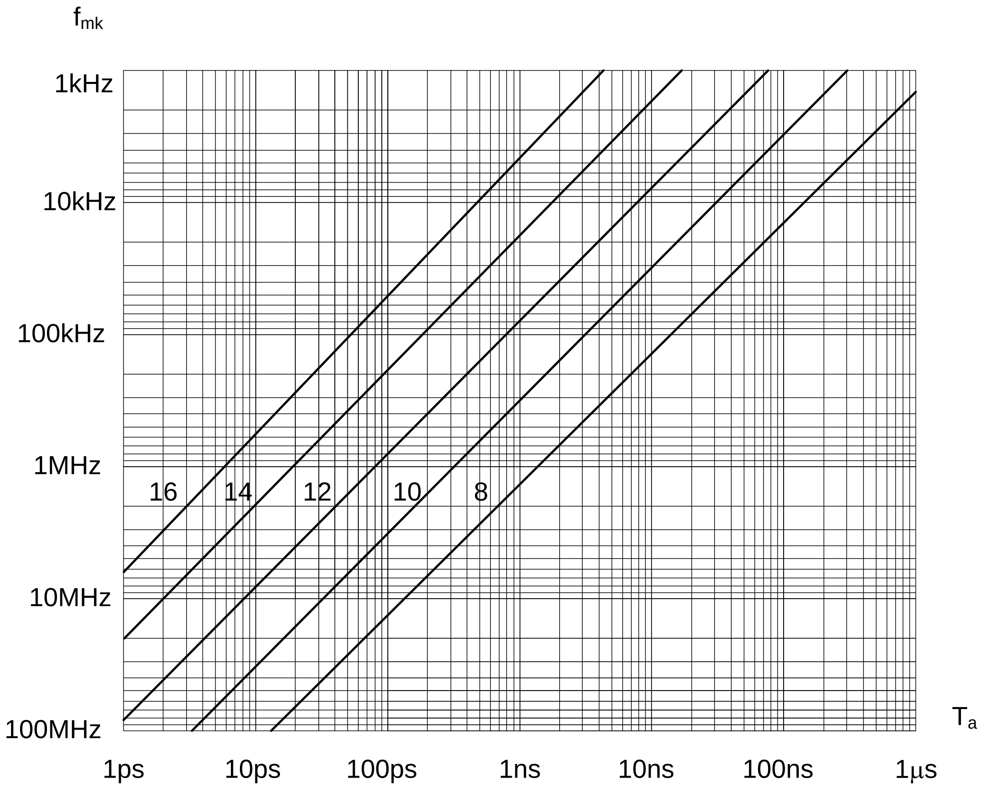


Obr. 1.3.2 Vznik chyby konečnou dobou odebrání vzorku

Za předpokladu, že rozkmit sinusového budícího signálu je roven rozkmitu kvantizátoru, je jeho mezní kmitočet

$$f_{mk} \le \frac{2^{-n}}{\pi T_a} \tag{1.3.5}$$

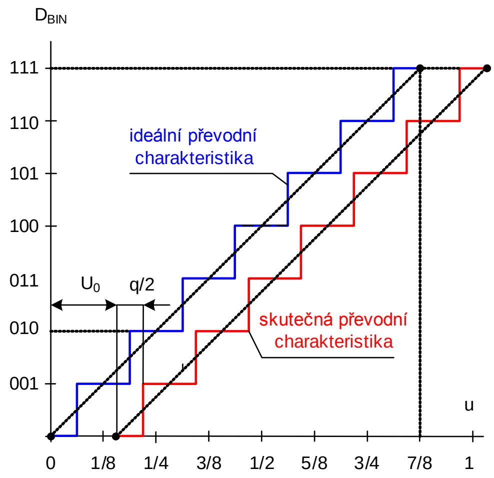
Na obr. 1.3.3 je uvedena závislost mezního kmitočtu digitalizátoru na době odběru vzorku pro 8 až 16 bitové digitalizátory.



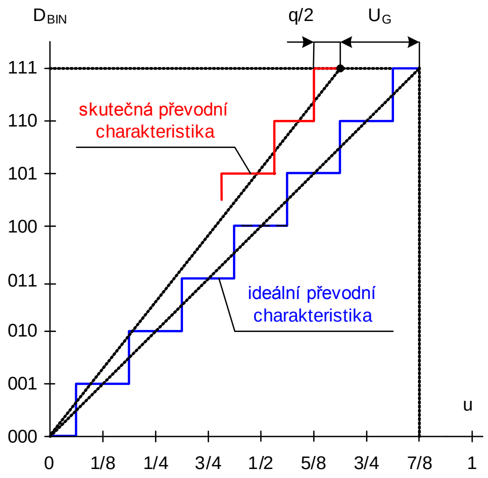
Obr. 1.3.3 Závislost mezního kmitočtu kvantizátoru na době odběru vzorku

Např. 8 bitový ideální lineární kvantizátor má RMS_q = 1,13.10^{-3}, DR = 48,2 dB a SNR = 49,9 dB a při době odběru vzorku T_a = 1ns je f_{mk} = 1,24 MHz.

Reálný kvantizátor je charakterizován *chybou nuly* (*Offset Error*), která je dána posuvem jeho převodní charakteristiky vůči ideálnímu průběhu, *chybou zesílení* (*Gain Error*), která je dána rozdílnou strmostí jeho převodní charakteristiky vůči ideálnímu průběhu, obr. 1.3.4, obr. 1.3.5.



Obr. 1.3.4 Chyba nuly kvantizátoru



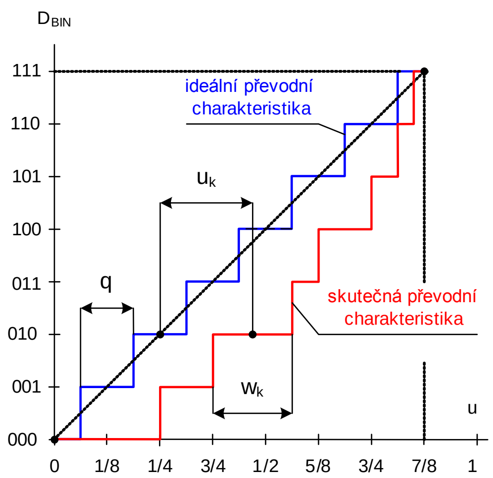
Obr. 1.3.5 Chyba zesílení kvantizátoru

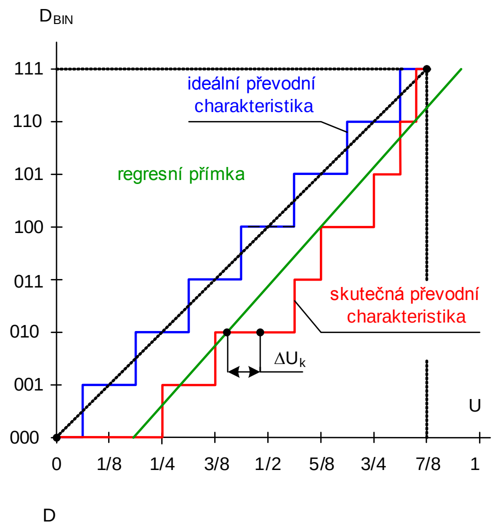
Diferenciální nelinearita kvantizátoru *DNL* (*Differential Nonlinearity*) je pro každou jeho kódové slovo (mimo první a poslední) definována odchylkou bitové šířky slova w_k (*Bin Width*) od rozlišitelnosti ideálního kvantizátoru q

$$DNL_k = \frac{w_k - q}{q}(LSB) \tag{1.3.6}$$

Integrální nelinearita kvantizátoru *INL* (*Integral Nonlinearity*) je pro každé jeho kódové slovo (mimo prvního a posledního) definována odchylkou středů bitových šířek kódových slov w_k od průběhu převodní charakteristiky ideálního kvantizátoru, obr. 1.3.6

$$INL_k = \frac{u_k - q}{q} = -\sum_{i=1}^{k} DNL_i \tag{1.3.7}$$

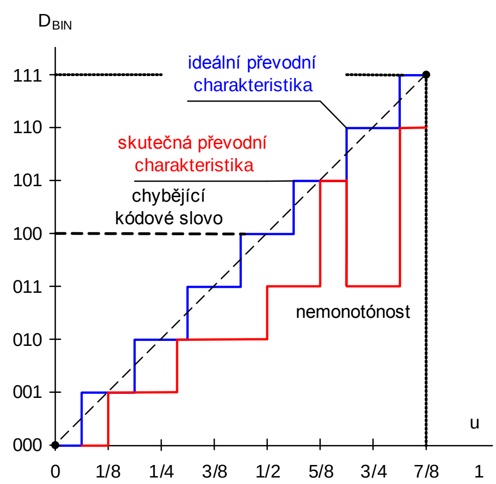


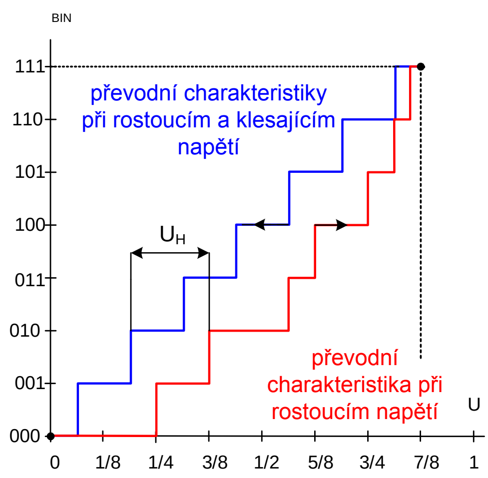


Obr. 1.3.6 Integrální a diferenciální nelinearita   Obr. 1.3.7 Proložení regresní přímky

Výše uvedený způsob určení parametrů převodní charakteristiky kvantizátorů užívá *metody koncových bodů* (*End Point Strainht Line*). V současnosti se však častěji užívá *statistický způsob* určení parametrů kvantizátorů, u kterého je jeho převodní charakteristika proložena *regresní přímkou* metodou nejmenších čtverců. Z polohy této přímky se pak určují chyby nuly a zesílení kvantizátoru, obr. 1.3.7.

Závažnými chybami kvantizátoru je *nemonotónnost* jeho převodní charakteristiky (*Nonmonotonicity*), chybějící kódová slova (*Missing Codes*) a hystereze (*Hysterezis*), obr. 1.3.8, obr. 1.3.9. Všechny tyto chyby způsobují výrazné zvýšení diferenciálních nelinearit kvantizátoru a zmenšení odstupu signál šum.

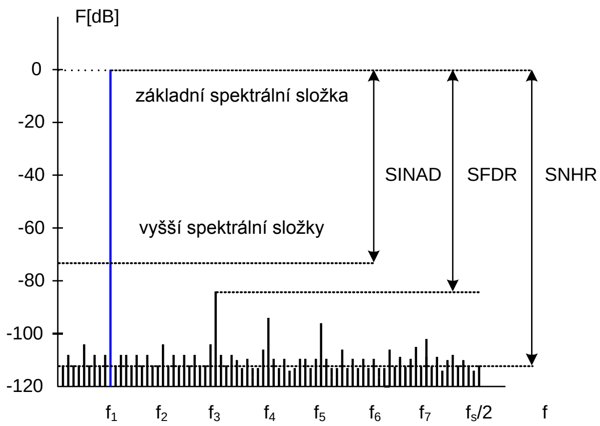




Obr. 1.3.8 Nemonotónost a chybějící slovo   Obr. 1.3.9 Hystereze převodní charakteristiky

1.4. Spektrální parametry digitalizátorů

Při buzení digitalizátoru *jedním harmonickým signálem* s vysokou spektrální čistotou lze z kmitočtové charakteristiky rekonstruovaného signálu určit jeho následující spektrální parametry, obr. 1.4.1.



Obr. 1.4.1 Kmitočtová spektrum rekonstruovaného signálu při jednotónovém buzení

Zkreslení vyššími harmonickými složkami THD (*Total Harmonic Distortion*), které je dáno poměrem efektivních hodnot vyšších harmonických složek spektra s celistvými násobky kmitočtu budícího signálu k efektivní hodnotě jeho základní harmonické složce

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{k} U_i^2}}{U_1} \tag{1.4.1}$$

Kmitočtový rozsah vyšších harmonických složek je omezen podle vzorkovacího teorému na polovinu vzorkovacího kmitočtu f_S.

Odstup signal šum bez harmonických složek SNHR (*Signal Non Harmonic Distortion*), nazývaný též *šumové pozadí* (*Noise Floor*), je určen poměrem efektivní hodnoty základní harmonické složky spektra k efektivní hodnotě šumu kvantizátoru RMS_{NOISE}

$$SNHR = \frac{U_1}{\sqrt{\sum_{i=1}^{l} U_{ni}^2 - RMS_{NOISE}^2}} \tag{1.4.2}$$

Současné působení zkreslení vyššími harmonickými složkami a šumového pozadí se vyjadřuje *odstupem signálu šumu a zkreslení SINAD* (*Signal to Noise and Distortion*)

$$SINAD = \frac{1}{\sqrt{THD^2 + \frac{1}{SNHR^2}}} \tag{1.4.3}$$

Tento parametr lze užít k určení *efektivního počtu bitů ENOB* (*Effective Number of Bits*) digitalizátoru podle vztahu

$$ENOB = \frac{SINAD(dB) - 4{,}77 + 20 \log CF}{6{,}02} \tag{1.4.4}$$

kde $CF = U_m / U_{RMS}$ (*Crest Factor)* je činitel výkyvu trekonstruovaného signálu.

Pro sinusový signál je činitel výkyvu $\sqrt{2}$.

Efektivní počet bitů lze definovat též rovnicí

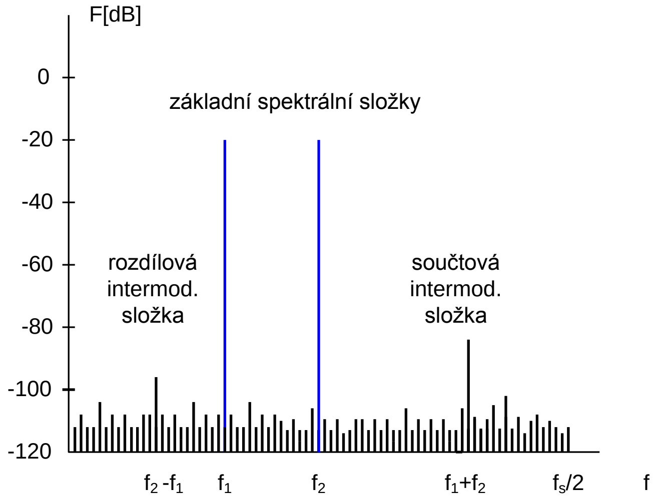
$$ENOB(bit) = n - \log_2 \frac{RMS_{N+D}}{RMS_q} \tag{1.4.5}$$

kde RMS_{N+D} je efektivní hodnota šumu digitalizátoru, buzeného sinusovým signálem včetně zkreslení vyššími harmonickými složkami a $RMS_q = 2^{-n}/\sqrt{12}$ je efektivní hodnota kvantovacího šumu ideálního digitalizátoru.

Dynamický rozsah bez rušivých složek SFDR (*Spurious Free Dynamic Range*) je určen poměrem největší efektivní hodnoty kmitočtového spektra rekonstruovaného signálu k efektivní hodnotě základní harmonické.

Při buzení digitalizátoru větším počtem *harmonických signálů* s rozdílnými nesoudělnými kmitočty lze z kmitočtové charakteristiky rekonstruovaného signálu určit *intermodulační zkreslení IMD (Intermodulation Distortion)*, které je dáno poměrem efektivních hodnot intermodulačních složek rekonstruovaného signálu k efektivní hodnotě budícího signálu. Při *dvoutónovém* buzení signály o kmitočtech f_1 a f_2 je intermodulační zkreslení definováno rovnicí, obr. 1.4.2

$$IMD_{2T} = \sqrt{\frac{\sum_{k,l=1,2,..k \neq l} U^2_{kf_1 \pm lf_2} - U^2_{f_1} - U^2_{f_2}}{U^2_{f_1} + U^2_{f_2}}} \tag{1.4.6}$$



Obr. 1.4.2 Kmitočtová spektrum rekonstruovaného signálu při dvoutónovém buzení

Podobně jako u jednotónového buzení digitalizátoru je kmitočtový rozsah intermodulačních složek omezen polovinou vzorkovacího kmitočtu f_s.

1.5. Šumové parametry digitalizátorů.

Typickými šumovými parametry digitalizátorů patří efektivní rozlišitelnost, bezšumná kódová rozlišitelnost a efektivní počet bitů.

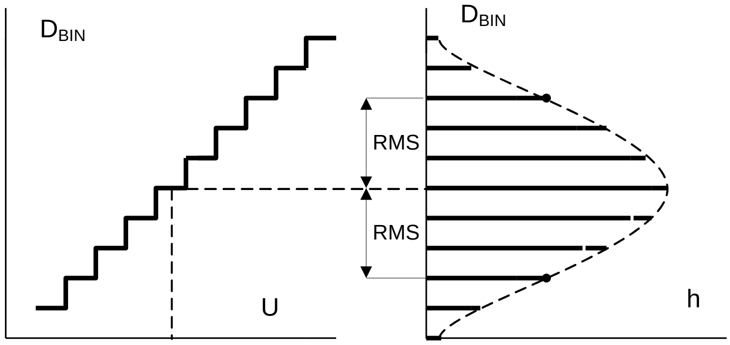
Efektivní rozlišitelnost ER (*Effective Resolution*) je definována logaritmickým poměrem rozsahu digitalizátoru *FS* k efektivní hodnotě jeho šumu při zkratovaném vstupu

$$ER(bit) = log_2 \frac{FS}{RMS_{NOISE}} \tag{1.5.1}$$

Efektivní hodnota šumu kvantizátoru se určí z četnosti výskytu jeho kódových slov h_i

$$RMS_{NOISE} = \sqrt{\frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k} h_i^2} \tag{1.5.2}$$

kde $k = 2^{n-2}$ je počet kódových slov v histogramu n bitového digitalizátoru, obr. 1.5.1.



Obr. 1.5.1 Histogram kódových slov digitalizátoru s uzemněným vstupem

Za předpokladu, že vlastní šum digitalizátoru má *normální* (*Gaussovo*) *rozložení amplitud*, se definuje *bezšumná kódová rozlišitelnost NFCR (Noise Free Code Resolution)*, která je definována logaritmickým poměrem rozsahu digitalizátoru *FS* k mezivrcholové hodnotě jeho šumu při zkratovaném vstupu

$$NFCR(bit) = log_2 \frac{FS}{RMS_{pp}} = log_2 \frac{FS}{6{,}6 RMS_{NOISE}} = ER - 2{,}72 \tag{1.5.3}$$

1.6. Kritické parametry digitalizátorů

V tab. 1.6.1 je uvedena oblast užití, rozlišitelnost, rozsah vzorkovacího kmitočtu a kritické parametrů digitalizátorů. Typickými parametrem digitalizátorů zvukových signálů s rozlišitelností až 24 bitů jsou parametry *THD, IMD, SNHR* a *SFDR*. Podobné parametry jsou sledovány i u spektrálních analyzátorů, komunikačních systémů přenosu dat, při digitalizaci radiových a televizních signálů. Požadavky na určení integrální a diferenciálních nelinearit *INL, DNL* a počtu efektivních bitů *ENOB* jsou specifické pro digitalizátory užívané v měřicí a automatizační technice. Při digitalizaci signálů v medicíně a geofyzikálních měření se sledují zejména šumové parametry digitalizátorů, *SNHR*, *ER*, *SFDR.*

Extrémně rychlé digitalizátory se vzorkovacími kmitočty 20 GS/s až 1 GS/s s rozlišitelností 8 až 12 bitů se užívají v číslicových osciloskopech a při digitalizaci optických signálů. Digitalizátory s extrémní rozlišitelností 24 až 28 bitů se užívají např. k digitalizaci signálů při geofyzikálních měření.

Tab. 1.6.1 Kritické parametry digitalizátorů spojitých signálů

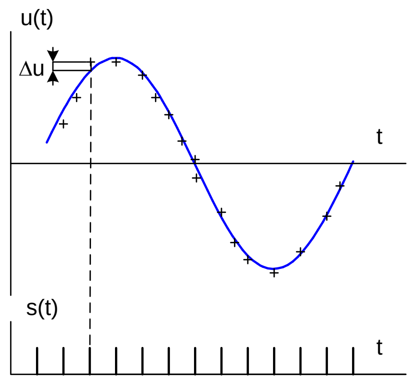
Oblast užití	Rozlišitelnost	Vzorkovací kmitočet	Kritické parametry
Audio	16 až 24	48 kS/s až 96 kS/s	*THD, IMD, SNHR, SFDR*
Měření a automatizace	8 až 16	100 MS/s až 100 kS/s	*SINAD, SNHR, INL, DN,*
Systémy sběru dat	12 až 24	100 MS/S až 100 kS/s	*SINAD, SFDR, SNHR, ER,*
Osciloskopy	8 až 12	20 GS/s až 1 GS/s	*BW, SINAD, THD, SFDR*
Spektrální analýza	16 až 24	10 Ms/s až 2,5 MS/s	*SINAD, SFDR, IMD, SFDR*
Komunikace a přenos dat	12 až 16	500 MS/s až 10 MS/s	*SFDR, BW, SINAD,DR,INL, DNL, SNHR*
Geofyzikální měření	24 až 28	100 kS/s až 1 kS/s	*THD, SINAD, DR, ER*
Medicína	16 až 24	10 MS/s až 100 kS/s	*SFDR, BW, INL, DR, SNHR*
Radary a sonary	8 až 16	10 GS/s až 10 MS/s	*SINAD, SFDR, BW*
RF, Video, televize	8 až 12	10 MS/s až 50 MS/s	*INL, DNL, SNHR, SFDR, BW, THD, SINAD*

2. KLASICKÉ METODY TESTOVÁNÍ DIGITALIZÁTORŮ

Využívají k testování sinusový signál s vysokou amplitudovou a kmitočtovou stabilitou a s minimálním zkreslením. V zásadě se k testování digitalizátorů užívají *metody nejlépe proložené sinusovky, metody spektrální analýzy* a *metody měření četnosti výskytu kódových* slov [x], [x], [x].

2.1. Metoda nejlépe proložené sinusovky (*Sine Wave Fit Test*)

U této metody se z *M* odebraných vzorků budícího signálu $u(t_i)$ rekonstruuje tří nebo čtyřparametrovou *metodou nejmenších čtverců* (*Minimum Square Error*) sinusový průběh $u_{REC}(t_i)$, obr. 2.1.1.



Obr. 2.1.1 Rekonstrukce signálu metodou nejmenších čtverců

Ze střední kvadratické chyby rekonstrukce

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}\left(u(t_i) - u_{REC}(t_i)\right)^2} \quad x^2 = 2 \tag{2.1.1}$$

se pak určí efektivní počet bitů testovaného digitalizátoru

$$ENOB = n - log_2 \frac{\varepsilon}{2^{-n}/\sqrt{12}} \quad x^2 = 2 \tag{2.1.2}$$

2.1.1. *Tříparametrová metoda nejlépe proložené sinusovky*

U této metody je metodou nejmenších čtverců určena *amplituda* U_m, *fázový posuv* ϕ a *ss. složka* U_0 rekonstruovaného signálu podle rovnice

$$u_{REC}(t_i) = U_m(\cos\omega t_i + \varphi) + U_0 = U_A(\cos\omega t_i) + U_B(\sin\omega t_i) + U_0 \quad x^2 = 2 \tag{2.1.3}$$

Pro amplitudu a fázový posuv rekonstruovaného signálu platí

$$U_m = \sqrt{U_A^2 + U_B^2}, \quad \varphi = acrtg\left(-\frac{U_{mB}}{U_{mA}}\right) x^2 = 2 \tag{2.1.4}$$

Minimalizací střední kvadratické chyby rekonstrukce (2.1.1) se určí parametry rekonstruovaného sinusového signálu U_A, U_B, U_0. Optimální hodnoty těchto parametrů se stanoví řešením rovnic $\varepsilon^2/dU_A=0$, $d\varepsilon^2/dU_B= 0$**,** $d\varepsilon^2/dU_0 = 0$, které lze vyjádřit v maticové formě

$$\begin{bmatrix} \sum\limits_{i=1}^{M} \cos^2(\omega t_i) & \sum\limits_{i=1}^{M} \sin(\omega t_i)\cos(\omega t_i) & \sum\limits_{i=1}^{M} \cos(\omega t_i) \\ \sum\limits_{i=1}^{M} \sin(\omega t_i)\cos(\omega t_i) & \sum\limits_{i=1}^{M} \sin^2(\omega t_i) & \sum\limits_{i=1}^{M} \sin(\omega t_i) \\ \sum\limits_{i=1}^{M} \cos(\omega t_i) & \sum\limits_{i=1}^{M} \sin(\omega t_i) & M \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum\limits_{i=1}^{M} \cos(\omega t_i)\, u_{REC}(i) \\ \sum\limits_{i=1}^{M} \sin(\omega t_i)\, u_{REC}(i) \\ \sum\limits_{i=1}^{M} u_{REC}(i) \end{bmatrix} \tag{2.1.5}$$

$x^2 = 2$

kterou lze zapsat ve tvaru

$$\mathbf{D} \bullet \begin{bmatrix} U_A \\ U_{\mathbf{B}} \\ U_0 \end{bmatrix} = \mathbf{R}\, x^2 = 2 \tag{2.1.6}$$

Parametry rekonstruovaného signálu se určí inverzním maticovým součinem

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_{\mathbf{B}} \\ U_0 \end{bmatrix} = \mathbf{D}^{-1} \bullet \mathbf{R}\, x^2 = 2 \tag{2.1.7}$$

Efektivní počet bitů testovaného digitalizátoru se pak stanoví z rovnice (2.1.2).

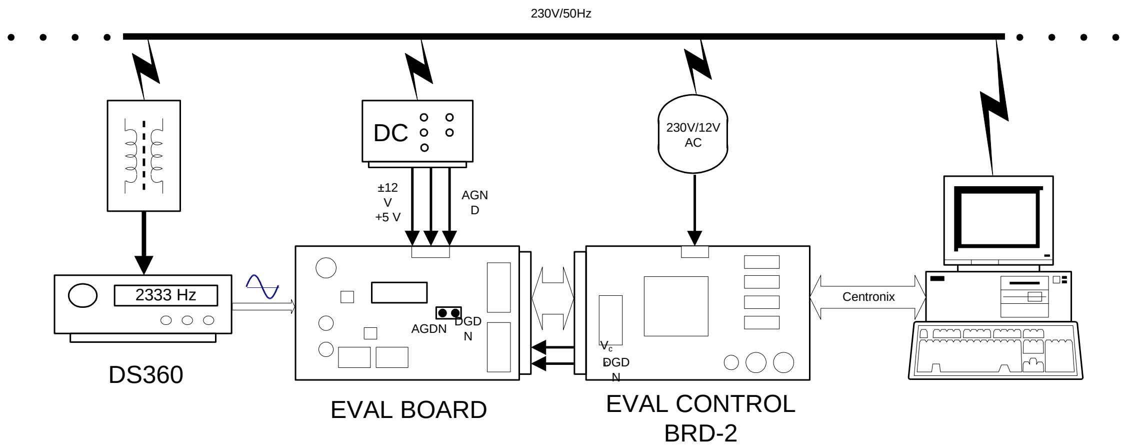
Předností tříparametrové metody je její *rychlý neiterativní algoritmus*, vyžadující poměrně malý počet vzorků. Protože se u této metody předpokládá shodný kmitočet budícího a rekonstruovaného sinusového signálu, je tato metoda vhodná pro aplikace se stabilním poměrem těchto kmitočtů.

2.1.2. *Čtyřparametrová metoda nejlépe proložené sinusovky*

U této dokonalejší metody je metodou nejmenších čtverců určena *amplituda U_m*, *kruhový kmitočet* ω, *fázový posuv* ϕ a *ss. složka* U_0 rekonstruovaného signálu. Protože u této metody nelze užít přímý výpočet všech parametrů rekonstruovaného signálu, provede se nejprve *odhad* jeho *kmitočtu* buď pomocí kmitočtové analýzy, nebo z dob po sobě jdoucích několika period signálu. Pak se určí podobně, jako u tříparametrové metody, zbylé parametry rekonstruovaného signálu včetně střední kvadratické chyby rekonstrukce. Pokud tato chyba je větší, než požadovaná chyba rekonstrukce, celý proces optimalizace parametrů se opakuje s *inkrementovanou* hodnotou kmitočtu.

Požadovaná chyba rekonstrukce se volí z hlediska dosažitelné rozlišitelnosti testovací metody, která je zpravidla 0,1 LSB jmenovité rozlišitelnosti digitalizátoru. Protože se u této metody optimalizuje i kmitočet rekonstruovaného sinusového signálu, je tato metoda vhodná k testování digitalizátorů s časově proměnným poměrem kmitočtů budícího a vzorkovacího signal s výrazným potlačením jejich *fázového šumu* (*Phase Noise*).

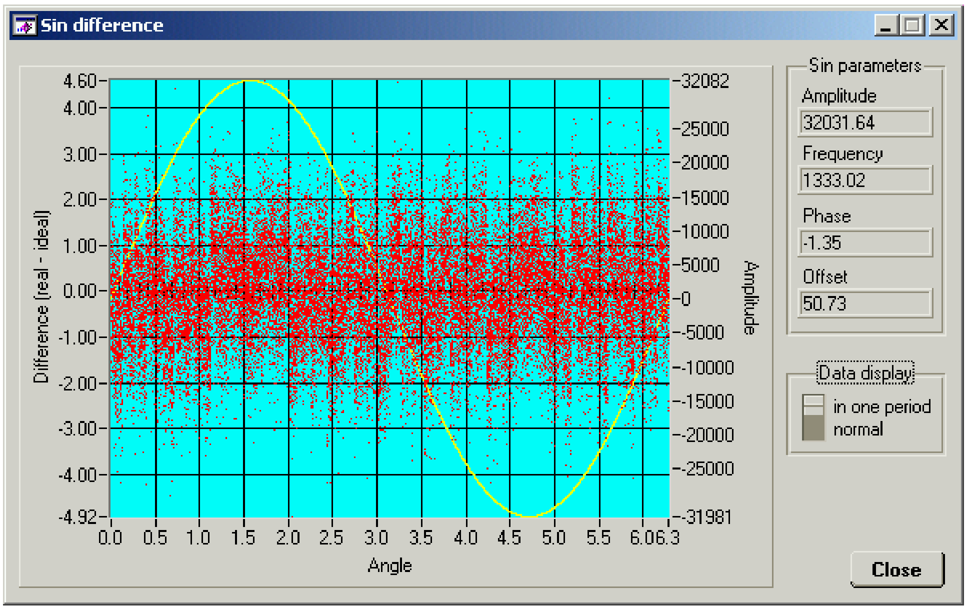
Na obr. 2.1.2 je zobrazeno měřicí pracoviště pro testování dynamických vlastností A/Č převodníků, využívající k jejich buzení *číslicově řízený generátor DS360* firmy Stanford Research se zkreslením - 93 dB v kmitočtovém rozsahu 20 Hz až 40 kHz.



Obr. 2.1.2 Měřicí pracoviště pro testování dynamických vlastností A/Č převodníků

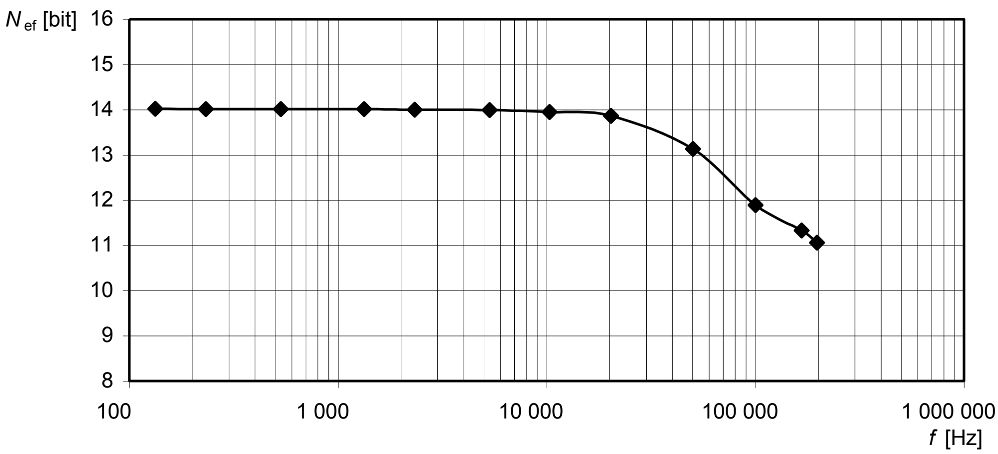
Protože zkreslení signálu nedostačovalo k testování 16 bitových A/Č převodníků, byl signál generátoru navíc filtrován LC pásmovou propustí 4. řádu.

Na obr. 2.1.3 je ukázán průběh časové závislosti odchylky mezi hodnotami naměřené a proložené sinusovky v rámci jedné periody harmonického testovacího signálu.



Obr. 2.1.3 Časový průběh závislosti odchylky mezi hodnotami naměřené a proložené sinusovky v rámci jedné periody harmonického testovacího signálu

Příklad závislosti efektivního počtu bitů na kmitočtu budícího sinusového signálu 16 bitového A/Č převodníku AD977A je na obr. 2.1.4.



Obr. 2.1.4 Závislost efektivního počtu bitů na kmitočtu budicího sinusového signálu 16 bitového A/Č převodníku AD977A

2.2. Metoda spektrální analýzy (Discrete Fourier Transform Test)

U této metody se z odebraných vzorků sinusového signálu určuje na základě *Diskrétní Fourierovy transformace* kmitočtové spektrum rekonstruovaného signálu podle rovnice

$$X(k) = \sum_{i=0}^{M-1} u(i) e^{-j2\pi ik/M} \quad x^2 = 2 \tag{2.2.1}$$

kde $X(k)$ jsou amplitudy spektrálních složek a M je počet odebraných vzorků signálu.

Kmitočtová rozlišitelnost spektra (*Frequency Bin*) je na základě vzorkovacího teorému určena vzorkovacím kmitočtem f_s

$$\Delta f = \frac{f_s}{2M} x^2 = 2 \tag{2.2.2}$$

Protože kmitočtové spektrum signálu je obvykle vytvořena z více period testovacího signálu, jedná se o tzv. *průměrované kmitočtové spektrum*.

Při *koherentním vzorkování* (*Coherent Sampling*) je poměr kmitočtů vzorkovacích signálů f_s ke kmitočtům testovacích signálů f_a *soudělný* a není proto nutné korigovat spektrum přídavným okénkováním.

Dynamický rozsah spektrální analýzy je při koherentním vzorkování

$$DR_{DFT} = 6{,}02n + 1{,}76 + 20 \log \frac{M}{2} (dB) x^2 = 2 \tag{2.2.3}$$

Při *nekoherentním vzorkování* dochází k *rozmazávání kmitočtového spektra* (*Leakage*), které je nutno korigovat užitím *okénkových funkcí.* Korekce kmitočtového spektra spočívá v časovém vynásobení rekonstruovaného signálu příslušným časovým okénkem.

Dynamický rozsah spektrální analýzy je při *nekokoherentním* vzorkování

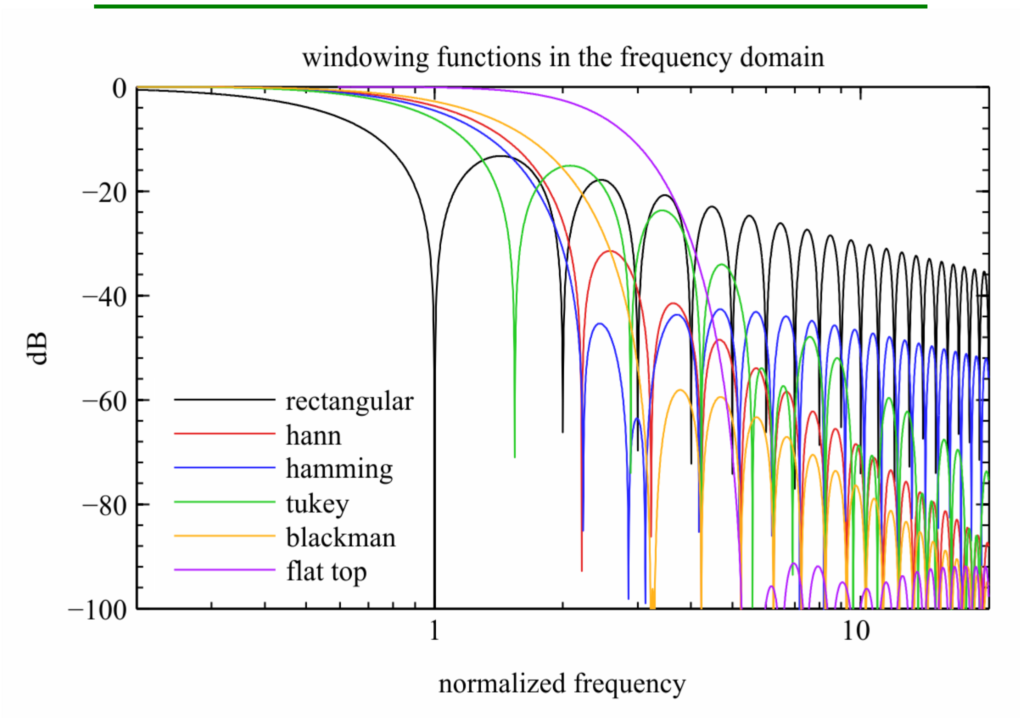
$$DR_{DFT} = 6{,}02n + 1{,}76 + 10 \log \frac{M}{2ENBW} (dB) x^2 = 2 \tag{2.2.4}$$

je modifikován *ekvivalentní šumovou šířkou pásma ENBW* (*Equivalent Noise Bandwidth*) použité okénkové funkce.

V Tab.2.2 jsou uvedeny základní parametry nejčastěji užívaných okénkových funkcí a na obr. 2.2.1 jsou zobrazena jejich kmitočtová spektra.

Tab.2.2 Parametry okénkových funkcí

Typ okénka	Potlačení hl. laloku	*ENBW*
Hann	- 32 dB	1,5
Hamming	- 43 dB	1,37
Blackman	- 58 dB	2,01
Flat top	-96 dB	3,77



Obr. 2.2.1 Normalizovaná kmitočtová spektra okénkových funkcí

Kritériem pro volbu okénka je, aby potlačení signálu jeho hlavním lalokem bylo minimálně o - 10dB menší, než je předpokládaný šum digitalizátoru. Standardně užívanou okénkovou funkcí je *Blackmanovo* a *Flat Top* okénko.

Z kmitočtového spektra rekonstruovaného signálu lze určit následující spektrální parametry testovaného digitalizátoru.

Zkreslení vyššími harmonickými THD (Total Harmonic Distortion)

$$THD_{1T} = \frac{U_{f_1}}{\sqrt{\sum_{i=2}^{M/2} U_{f_i}^2}} x^2 = 2 \qquad (2.2.5)$$

Odstup signál šum a zkreslení SINAD (Signal Noise and Distortion)

$$SINAD_{1T} = \frac{U_{f_1}}{\sqrt{U_n^2 - \sum_{i=2}^{M/2} U_{f_i}^2}} x^2 = 2 \qquad (2.2.6)$$

Odstup signal šum bez harmonických složek SNHR (*Signal Non Harmonic Distortion*)

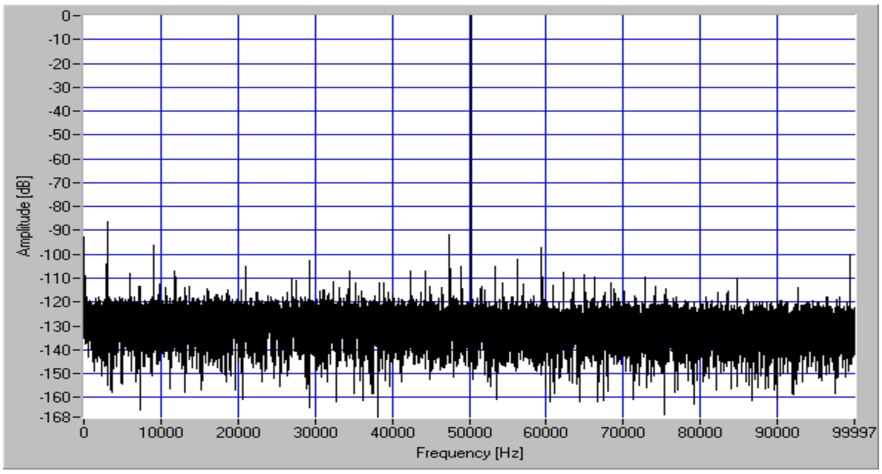
$$SNHR = \frac{U_1}{\sqrt{\sum_{i=1}^{l} U_{ni}^2 - RMS_{NOISE}^2}} x^2 = 2 \qquad (2.2.7)$$

Dynamický rozsah bez rušivých složek SFDR (*SpuriousFree Dynamic Range*).

Počet efektivních bitů ENOB (Effective Number of Bits) je definováno rovnicí

$$ENOB_{1T} = \frac{SINAD_{1T}(dB) - 1{,}76}{6{,}02} x^2 = 2 \qquad (2.2.8)$$

Na obr. 2.2.2 je zobrazeno kmitočtové spektrum testovaného 16 bitového A/Č převodníku AD977A při kmitočtu budícího signálu 50,333 kHz, vzorkovacího kmitočtu 200 kSa/s a počtu vzorků 64.10^3.



Obr. 2.2.2 Kmitočtové spektrum testovaného 16 bitového A/Č převodníku AD977A

2.3. Metoda měření četnosti výskytu kódových slov (Histogram Test)

Metoda pracuje na principu určení četnosti výskytu kódových P_i slov, z nichž rekonstruuje jejich histogram.

Poměrná četnost výskytu *i* - tého kódového slova je definována rovnicí

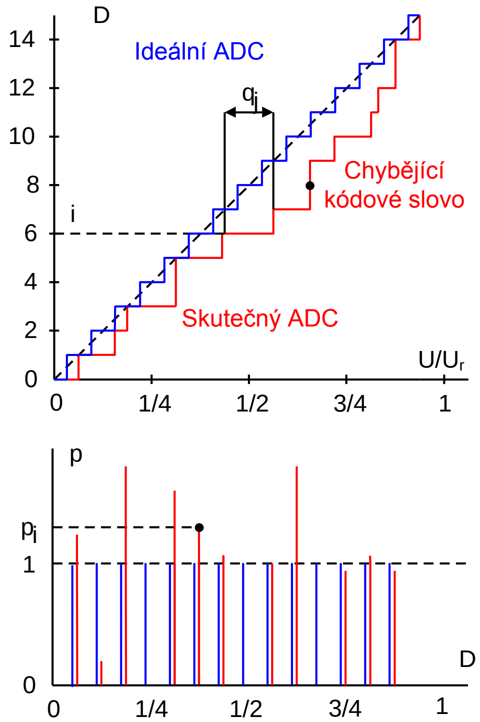
$$p_i = \frac{P_i}{\frac{1}{2^{n-2}} \sum_{i=2}^{2^{n-2}} P_i} x^2 = 2 \tag{2.3.1}$$

kde *n* je jmenvitý počet bitů testovaného digitalizátoru.

Budíme-li digitalizátor *lineárně proměnným* signálem, pak při odběru velkého počtu *nekorelovaných vzorků* určují poměrné četnosti výskytu kódových slov odpovídající *diferenciální nelinearity* jeho dynamické převodní charakteristiky

$$DNL_i = p_i - 1 x^2 = 2 \tag{2.3.2}$$

Na obr. 2.3.1 je ukázána souvislost mezi *dynamickou převodní charakteristikou* testovaného digitalizátoru a poměrnou četnosti výskytu jeho kódových slov.



Obr. 2.3.1 Souvislost mezi převodní charakteristikou a poměrnou četností výskytu kódových slov digitalizátoru buzeného lineárně proměnným signálem

Integrální nelinearita převodní charakteristiky testovaného digitalizátoru je pak určena dílčím součtem diferenciálních nelinearit

$$INL_j = -\sum_{i=2}^{j} DNL_i \, x^2 = 2 \qquad (2.3.3)$$

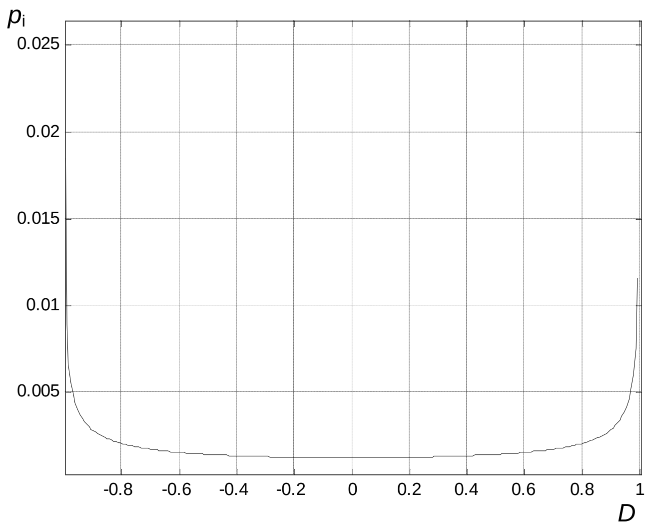
Budíme-li ideální digitalizátor *sinusovým signálem*

$$u(t) = U_m \sin 2\pi f t \; x^2 = 2 \qquad (2.3.4)$$

pak rozložení poměrných četností výskytu kódových slov je určeno rovnicí

$$p_i = \frac{1}{2\pi}\left[\arcsin\frac{U_{i+1}}{U_m} - \arcsin\frac{U_i}{U_m} \right] \approx \frac{U_{i+1} - U_i}{2\pi} \arcsin\frac{U_{i+1} - U_i}{U_m} \; x^2 = 2 \qquad (2.3.5)$$

Na obr. 2.3.2 je uveden průběh poměrné četnosti výskytu kódových slov digitalizátoru buzeného sinusovým signálem.



Obr. 2.3.2 Průběh poměrné četnosti výskytu kódových slov digitalizátoru buzeného sinusovým signálem.

Předností použití sinusového testovacího signálu vzhledem k lineárně proměnnému signálu je jeho snadnější generace s ohledem na dosažení vysoké spektrální čistoty. Nevýhodou je značný rozdíl četností na koncích rozsahu vzhledem k četnostem v polovině rozsahu digitalizátoru, což zhoršuje chyby určení odpovídajících diferenciálních nelinearit.

Efektivní počet bitů testovaného digitalizátoru lze na základě určení výkonu kvantizační chyby digitalizátoru určit z integrálních nelinearit jeho dynamické převodní charakteristiky

$$ENOB = log_2 \frac{2^n}{\sqrt{1+\frac{12}{2^n-2}\sum_{i=2}^{2^n-2} INL_i^2}} x^2 = 2 \qquad (2.3.6)$$

Minimální počet vzorků *M*, které je nutno odebrat při vzorkování signálu, lze určit z *rozptylu binomického rozdělení* těchto četností, které pro velký počet vzorků má přibližně normální (Gaussovo) rozdělení, je

$$M_{min} \approx 2^n \frac{k^2}{\varepsilon^2} x^2 = 2 \qquad (2.3.7)$$

kde *n* je jmenovitý počet bitů testovaného digitalizátoru, *k* je intervalový odhad nejistoty určení diferenciální nelinearity digitalizátoru ε.

Např. k určení diferenciální nelinearity 8 bitového digitalizátoru s nejistotou ε = 3% při intervalovém odhadu rozšíření *k* = 2, při kterém je pravděpodobnost určení správné hodnoty diferenciální nelinearity 95%, je nutno odebrat minimálně 10^6 statisticky nezávislých vzorků. Při stejných podmínkách je u 16 bitového digitalizátoru nutno odebrat již $2,56.10^8$ statisticky nezávislých vzorků.

3. Testování digitalizátorů polyharmonickými a šumovými signály

Využívají k testování dynamických vlastností digitalizátorů vícetónové, modulované, kmitočtově rozmítané, impulsní a šumové signály. Předností těchto metod je možnost určení dynamických parametrů digitalizátorů v širším kmitočtovém rozsahu při redukci časové náročnosti testů. Nevýhodou metod je menší přesnost určení parametrů digitalizátorů vzhledem ke klasickým jednotónovým testovacím metodám. Pro je lze užít zejména k rychlému provoznímu testování digitalizátorů.

3.1. Testování digitalizátorů multitónovými signály

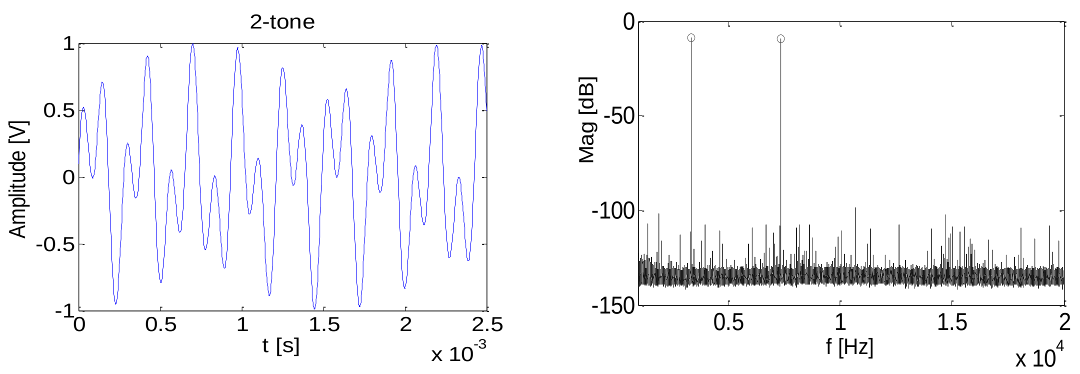
3.1.1. *Dvoutónová metoda (Dual Tone DFT Test)*

U dvoutónové metody se k buzení digitalizátorů užívá signál složený ze dvou sinusových signálů o *nesoudělných kmitočtech*

$$x^2 = 2 \tag{3.1.1}$$

Pro plné vybuzení digitalizátoru je nutné, aby součet amplitud budícího signálu byl roven polovině jeho rozsahu.

Na obr. 3.1.1 je uveden časový průběh a kmitočtové spektrum dvoutónového rekonstruovaného signálu 16 bitového digitalizátoru.



Obr. 3.1.1. Časový průběh a kmitočtové spektrum dvoutónového signálu

U dvoutónové metody se definují následující spektrální parametry.

Zkreslení vyššími harmonickými složkami

$$THD_{2T} = \sqrt{\frac{\sum\limits_{k=2,3..} U_{kf_1}^2 + \sum\limits_{l=2,3,..} U_{lf_2}^2}{U_{f_1}^2 + U_{f_2}^2}} \quad x^2 = 2 \tag{3.1.2}$$

Odstup signál šum a zkreslení

$$SINAD_{2T} = \sqrt{\frac{U_{f_1}^2 + U_{f_2}^2}{U_n^2 + \sum\limits_{k=2,3..} U_{kf_1}^2 + \sum\limits_{l=2,3,..} U_{lf_2}^2}} \quad x^2 = 2 \tag{3.1.3}$$

Efektivní počet bitů

$$ENOB_{2T} = \frac{SINAD_{2T}(dB) - 4{,}77 + 20\log CF_{2T}}{6{,}02} \quad x^2 = 2 \tag{3.1.4}$$

kde CF_{2T} je *činitel výkyvu* (*Crest Factor*) dvoutónového signálu, t.j. poměr mezi jeho maximální a efektivní hodnotou. Při buzení digitalizátoru dvěma sinusovými signály o shodných amplitudách, jejichž součet je roven rozsahu digitalizátoru, je činitel výkyvu CF_{2T} = 0,5 a efektivní počet bitů

$$ENOB_{2T} = \frac{SINAD_{2T}(dB) - 1{,}25}{6{,}02} \quad x^2 = 2 \tag{3.1.5}$$

Intermodulační zkreslení je u dvoutónové metody definováno rovnicí

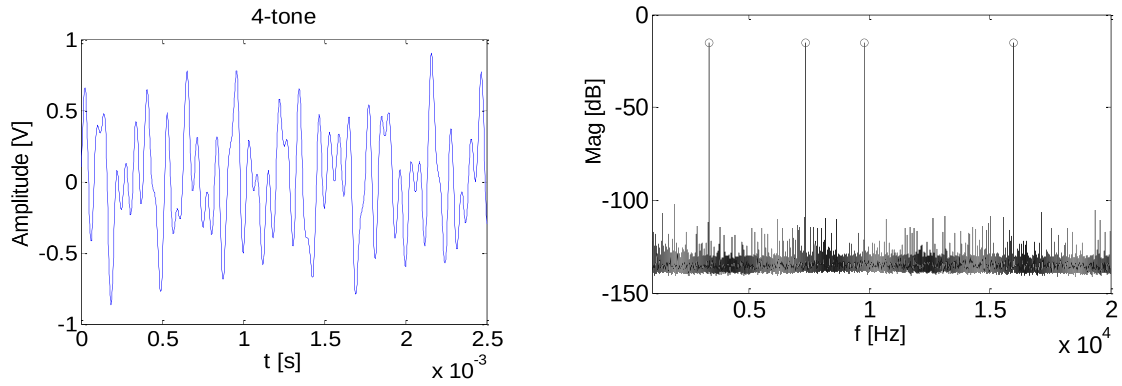
$$IMD_{2T} = \sqrt{\frac{\sum\limits_{k,l=1,2,..} U_{kf_1 \pm lf_2}^2}{U_{f_1}^2 + U_{f_2}^2}} \qquad x^2 = 2 \tag{3.1.6}$$

3.1.2. *Vícetónová metoda (Multi Tone DFT Test)*

Při těchto testech se k buzení digitalizátoru užívá signál složený z *m* sinusových signálů o *nesoudělných kmitočtech*

$$u_{\mathrm{MH}} = \sum_{i=1}^{m} U_{f_i} \sin(\omega_i t) \quad x^2 = 2 \tag{3.1.7}$$

Pro plné vybuzení digitalizátoru je nutné, aby součet amplitud budícího signálu byl roven jeho rozsahu. Na obr. 3.1.2a,b je uveden časový průběh a kmitočtové spektrum rekonstruovaného čtyřtónového signálu se shodnými amplitudami, jejichž součet je roven polovině rozsahu testovaného digitalizátoru.



Obr. 3.1.2. Časový průběh a kmitočtové spektrum čtyřtónového signálu

Multitónové zkreslení vyššími harmonickými složkami MTHD (*Multi Tone Harmonic Distortion*) je u těchto metod definováno poměrem efektivních hodnot celistvých násobků spekrálních složek multitónového signálu k efektivní hodnotě tohoto signálu

$$MTHD = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} \sum_{k=1,2,..} U^2(kf_i) \Big/ \sum_{i=1}^{m} U^2(f_i)} \; x^2 = 2 \tag{3.1.8}$$

Odstup signál šum a zkreslení je u multitónového testu určen

$$SINAD_{MT} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{m} U^2(f_i)}{U_n^2 + \sum_{i=1}^{m} \sum_{k=1,2,..} U^2(kf_i)}} \; x^2 = 2 \tag{3.1.9}$$

Efektivní počet bitů u multitónovém testu je při shodných amplitudách *m* tónového budícího signálu $U_{fi} = 1/2m$

$$ENOB_{MT} = \frac{SINAD_{MT}(dB) - 1{,}76 + 10 \log m}{6{,}02} \; x^2 = 2 \tag{3.2.10}$$

neboť *činitel výkyvu* (*Crest Factor*) tohoto signálu je $CT_{MT} = \sqrt{2m}$.

V Tab. 3.1.1 jsou uvedeny činitele výkyvu m_{MT}, rozdíly odstupu signálu šum včetně zkreslení $\Delta SINAD$ a rozdíly počtu efektivních bitů $\Delta ENOB$ multitónových určených touto metodou vzhledem k jednotónové metodě.

Tab. 3.1.1. Činitele výkyvu, rozdíly *odstupu signálu šum včetně zkreslení* a *počtu efektivních bitů při testování multitónovým signálem vzhledem k jednotónové metodě.*

m_{MT}	1	2	4	8
CF_{MT}	√2	2	2√2	4
$\Delta SINAD$	0	- 3 dB	- 6 dB	- 12 dB
$\Delta ENOB$	0	- 0,5 bitu	- 1 bitu	- 1,5 bitu

3.2. Testování modulovanými signály

K testování dynamických vlastností digitalizátorů lze s výhodou užít amplitudově a kmitočtově modulované signály.

3.2.1. *Testování amplitudově modulovanými signály (AM Test)*

Při tomto testu je digitalizátor buzen *amplitudově modulovaným signálem*

$$u_{AM} = (U_n + U_m \cos \omega_m t) \cdot \sin \omega_n t = U_n \sin \omega_n t + \frac{U_m}{2}\left[\sin(\omega_n - \omega_m)\cdot t + \sin(\omega_n + \omega_m)\cdot t\right] \quad x^2 = 2 \tag{3.2.1}$$

kde $m_{AM} = U_m/U_n$ je hloubka modulace, U_m, ω_m je amplituda a kruhový kmitočet modulačního signálu a U_n a ω_n, je amplituda a kruhový kmitočet nosného signálu.

Odstup signál šum a zkreslení amplitudově při AM testu je definován

$$SINAD_{AM} = U_n \sqrt{\frac{1 + 2m_{AM}^2}{\sum_{i=kM/2, k=1,2,..}^{m} U_{f_i}^2 - 2m_{AM}^2}} \quad x^2 = 2 \tag{3.2.2}$$

Efektivní počet bitů při AM testu je

$$ENOB_{AM} = \frac{SINAD_{AM} - 4{,}74 + 20 \log CF_{AM}}{6{,}02} (bit) \quad x^2 = 2 \tag{3.2.3}$$

kde CF_{AM} je *činitel výkyvu amplitudově modulovaného signálu*

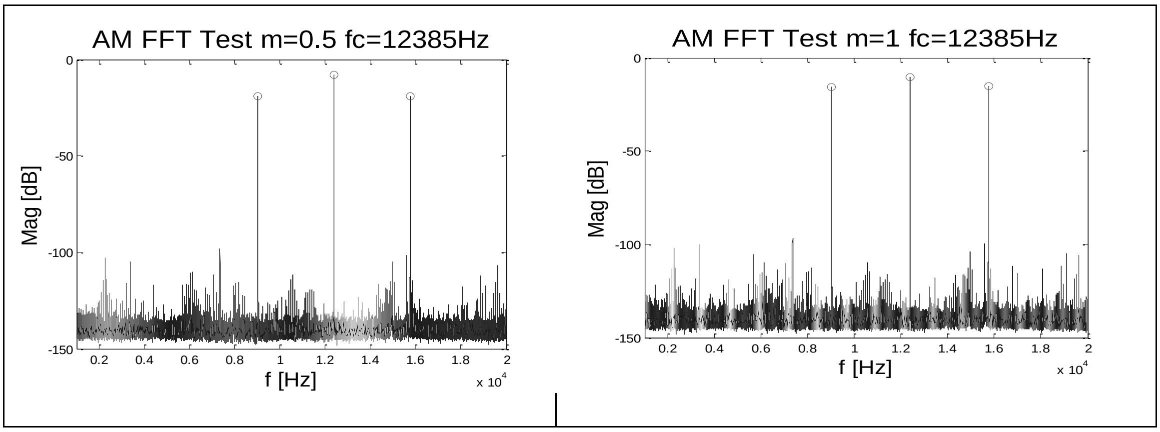
$$CF_{AM} = \frac{2(1 + m_{AM})}{\sqrt{2 + m_{AM}^2}} \quad x^2 = 2 \tag{3.2.4}$$

V Tab. 3.2.1 jsou uvedeny činitele výkyvu AM signálu m_{AM}, rozdíly odstupu signálu šum včetně zkreslení Δ*SINAD* a rozdíly počtu efektivních bitů Δ*ENOB* určených touto metodou při použití amplitudově modulovaných signálů.

Tab. 3.2.1. Činitele výkyvu a rozdíly *odstupu signálu šum včetně zkreslení* a počtu *efektivních bitů při testování AM signálem vzhledem k jednotónové metodě.*

m_{AM}	0,25	0,5	1
CF_{AM}	1,74	2,0	2,3
Δ*SINAD*	- 1,8	- 3dB	- 4,3dB
Δ*ENOB*	-0,3 bitu	- 0,5 bitu	- 0,7 bitu

Na obr. 3.2.1 jsou uvedena kmitočtová spektra rekonstruovaného signálu 16 bitového digitalizátoru testovaného AM signálem.



Obr. 3.2.1. Kmitočtová spektra rekonstruovaného signálu 16 bitového digitalizátoru testovaného AM signálem

3.2.2. *Testování kmitočtově modulovanými signály (FM Test)*

Při tomto testu je digitalizátor buzen *kmitočtově modulovaným signálem*

$$u_{FM} = U_n \, sin\left(\omega_n t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} sin\,\omega_m t \right) \quad x^2 = 2 \tag{3.2.5}$$

kde U_n je amplituda nosného signálu a

$$\omega_n(t) = \omega_{n0} + \Delta\omega.cos\,\omega_m t \quad x^2 = 2 \tag{3.2.6}$$

je *kruhový kmitočet nosného signálu* a $\Delta\omega$ je *kmitočtový zdvih modulovaného signálu*. Při zavedení *modulačního indexu* kmitočtově modulovaného signálu $m_{FM} = \Delta\omega/\omega_m$ lze rovnici (3.2.5) upravit na tvar

$$u_{FM}(t) = U_n\left[\sin\omega_n(t).\cos(m_{FM}\sin\omega_m t) + \cos\omega_n(t).\sin(m_{FM}\sin\omega_m t)\right] \quad (3.2.7)$$

$x^2 = 2$)

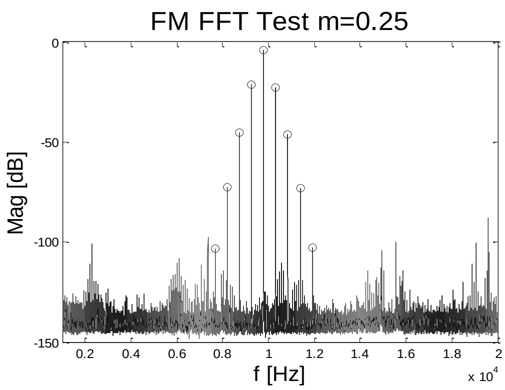
Amplitudy symetrických kmitočtových spekter FM signálu jsou dány Besselovými funkcemi 1. řádu,Tab. 3.2.2.

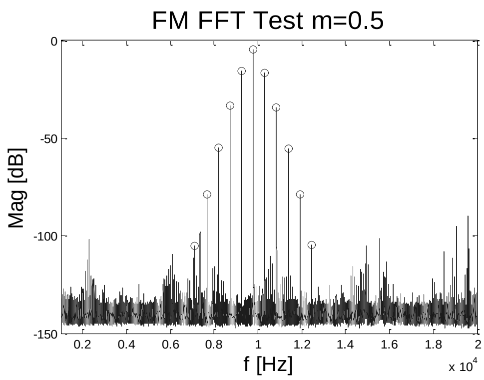
Tab. 3.2.2. Amplitudy kmitočtových spekter FM signálu

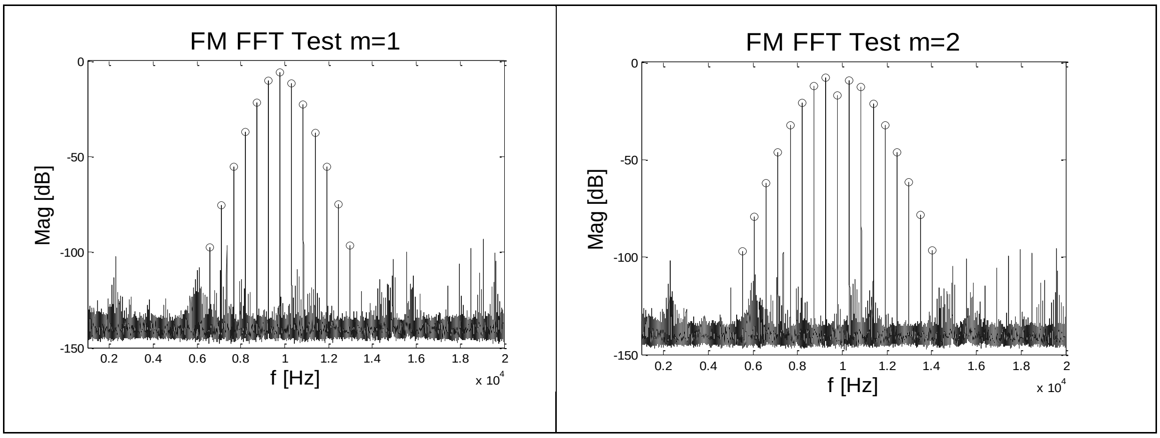
m_{FM}	ω_n	$\omega_n \pm \omega_m$	$\omega_n \pm 2\omega_m$	$\omega_n \pm 3\omega_m$	$\omega_n \pm 4\omega_m$
0,25	0,98	0,12			
0,5	0,94	0,24	0,03		
1,00	0,77	0,44	0,11	0,02	
1,50	0,51	0,56	0,23	0,06	
2,00	0,22	0,58	0,35	0,13	0,03

Protože *činitel výkyvu* kmitočtově modulovaného signálu je *nezávislý* na jeho modulačním indexu a je roven 1, lze efektivní počet bitů u této metody určit z rovnice

$$ENOB_{FM} = \frac{SINAD_{FM}(dB) - 4{,}77}{6{,}02} \; x^2 = 2 \quad (3.2.8)$$





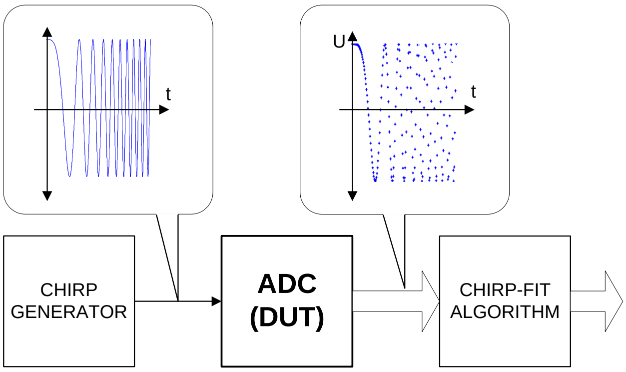


Obr. 3.2.2. Kmitočtová spektra rekonstruovaného signálu 16 bitového digitalizátoru testovaného FM signálem

Na obr. 3.2.2 jsou uvedena kmitočtová spektra rekonstruovaného signálu 16 bitového digitalizátoru testovaného FM signálem.

3.3. Testování kmitočtově rozmítaným signálem (Chirp test)

Při tomto způsobu testování je digitalizátor buzen obvykle *lineárně rozmítaným signálem* s konstantní amplitudou v kmitočtovém rozsahu $f_2 - f_1$, obr. 3.3.1.



Obr. 3.3.1. Princip testování digitalizátorů rozmítaným signálem

Vzorky rekonstruovaného signálu se buď zpracovávají *metodou nejmenších čtverců*, při níž se optimalizují amplituda, kmitočty f_1, f_2, ss. složka a fázový posuv rekonstruovaného signálu a určí se střední kvadratická odchylka regrese RMS_{FIT}

$$RMS_{Fit} = \sqrt{\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\left[X_k - U_m.\sin\left[2\pi t\left(\frac{t-t_k}{\Delta t}(f_1 - f_2) + f_2\right) + \varphi\right]\right]^2} x^2 = 2 \tag{3.3.1}$$

z kterého se pak určuje efektivní počet bitů testovaného digitalizátoru v daném kmitočtovém spektru

$$ENOB = n - log_2 \frac{RMS_{Fit}}{2^{-n} / \sqrt{12}} x^2 = 2 \qquad (3.3.2)$$

nebo se určí kmitočtové spektrum rekonstruovaného signálu, které má v ideálním případě shodné amplitudy. Odchylka jednotlivých amplitud od jejich průměrné hodnoty pak slouží k určení kmitočtové závislosti testovaného digitalizátoru. Tato metoda je vhodná k rychlému provoznímu testování A/Č převodníků a digitalizátorů.

3.4. Testování impulsními signály

K testování dynamických vlastností digitalizátorů lze podobně jako při testování analogových obvodů a systémů užít obdélníkové, exponenciální a sin*x*/*x* signály.

3.4.1. *Testování obdélníkovým signálem (Transient Test)*

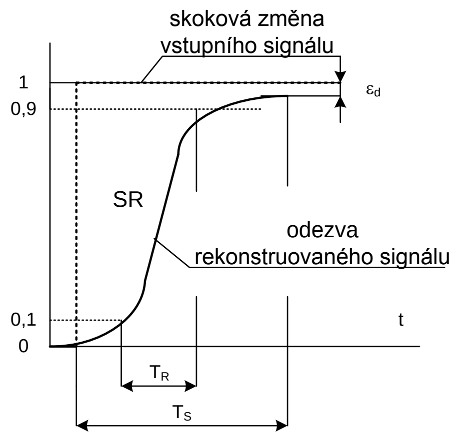
Při testování digitalizátorů obdélníkovým signálem je nutné, aby doba náběhu, příp. doba sestupu byla zanedbatelná vůči předpokládaným dobám testovaných digitalizátorů.

Časová odezva rekonstruovaného signálu digitalizátoru umožňuje určit jeho *dobu náběhu* T_R (*Rise Time*), příp. *doba sestupu* T_F (*Fall Time*), která je definována dobou průchodu signálu mezi úrovněmi 0,1 až 0,9 amplitudového rozsahu odezvy, obr. 3.4.1.

Pokud nejsou doby náběhu T_{RG}, příp. doby sestupu budícího obdélníkového signálu zanedbatelné vůči předpokládaným dobám testovaného digitalizátoru, pak lze dobu náběhu, příp. dobu sestupu digitalizátoru přibližně určit z rovnice

$$T_R \approx \sqrt{T_{RR}^2 - T_{RG}^2} x^2 = 2 \qquad (3.4.1)$$

kde T_{RR} je změřená doba náběhu digitalizátoru.

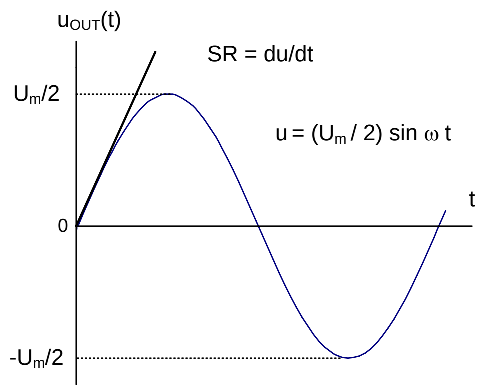


Obr. 3.4.1. Časová odezva rekonstruovaného signálu

Z časové odezvy rekonstruovaného signálu lze určit též *maximální časovou změnu vstupního signálu digitalizátoru SR* (*Slew Rate*), kterou je schopen digitalizátor zpracovat bez zkreslení.

Mezní výkonový kmitočet f_p (*Full Power Bandwidth*) digitalizátoru je pak za předpokladu jeho plného vybuzení sinusovým signálem o rozkmitu U_m určen rovnicí, obr. 3.4.2

$$f_p = \frac{SR}{U_m f_m} \quad x^2 = 2 \tag{3.4.2}$$



Obr. 3.4.2. Určení mezního výkonového kmitočtu

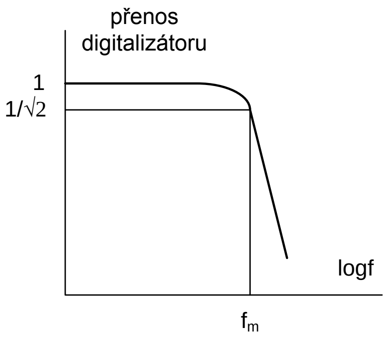
Má-li odezva digitalizátoru exponenciální charakter s *časovou konstantou*

$$\tau_m = \frac{1}{2\pi f_m} \quad x^2 = 2 \tag{3.4.3}$$

pak jeho normovaná amplitudová kmitočtová charakteristika

$$A = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_m}\right)^2}} \quad x^2 = 2 \qquad (3.4.4)$$

vykazuje při mezním kmitočtu f_m pokles o - 3dB, tj. na hodnotu $1/\sqrt{2} = 0{,}707$ vzhledem k jeho normovanému stejnosměrnému přenosu 1, obr. 3.4.3.



Obr. 3.4.3. Normovaná amplitudová kmitočtová charakteristika digitalizátoru

V tomto případě je *doba náběhu*, příp. *doba sestupu* definována rovnicí

$$T_R = \tau_m(ln\,0{,}9 - ln\,0{,}1) = 2{,}2\tau_m = \frac{0{,}35}{f_m} \quad x^2 = 2 \qquad (3.4.5)$$

Doba ustálení T_S (*Settling Time*) rekonstruovaného signálu digitalizátoru je pro poměrnou dynamickou chybu ustálení ε_d definována

$$T_u = -\tau_m\, ln\frac{1}{\varepsilon_d} \quad x^2 = 2 \qquad (3.4.6)$$

Ztotožníme-li dynamickou chybu ustálení s rozlišitelností *n* bitového digitalizátoru, pak doba ustálení je, Tab. 3.4.1.

$$T_u = 0{,}69\, n\, \tau_m \quad x^2 = 2 \qquad (3.4.7)$$

Tab. 3.4.1. Dynamická chyba ustálení a poměr doby ustálení k časové konstantě pro *n* bitové digitalizátory

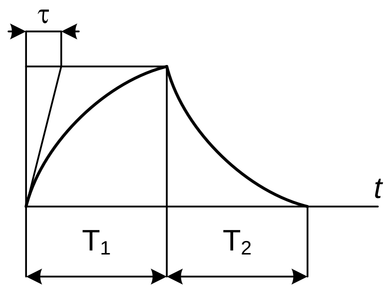
n	*8*	*10*	*12*	*14*	*16*
ε_d [%]	0,4	0,1	0,025	0,0125	0,00625
T_u/τ_m	5,6	6,9	8,3	9,7	11,1

3.4.2. *Testování exponenciálním signálem (Exponential Fit Test)*

Při těchto testech je digitalizátor buzen exponenciálním signálem

$$u(t) = A\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) x^2 = 2 \tag{3.4.8}$$

s časovou konstantou τ, která musí být podstatně větší, než je časová konstanta přechodové odezvy digitalizátoru. Obvykle se užívá *symetrický exponenciální signál* se shodnými dobami $T_1 = T_2$ podle obr. 3.4.4.



Obr. 3.4.4. Testovací exponenciální signál

Digitalizované vzorky testovacího signálu u_k jsou *tříparametrovou metodou nejmenších čtverců* s parametry *A*, *B*, *C* užity ke stanovení *efektivního počtu bitů* testovaného digitalizátoru

$$ENOB = n - \log_2 \frac{RMS_{Fit}}{2^{-n}/\sqrt{12}} x^2 = 2 \tag{3.4.9}$$

kde

$$RMS_{Fit} = \sqrt{\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\left[u_k - Ae^{B\tau} - C\right]^2} x^2 = 2 \tag{3.4.10}$$

je *střední kvadratická chyba* metody.

K určení diferenciálních a intergrálnícgh nelinearit, chybějících kódových slov a hystereze lze ke zpracování vzorů užít též *histogramovou* metodu měření četnosti výskytu kódových slov.

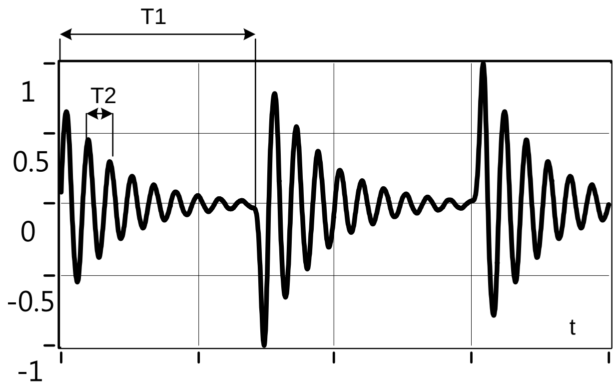
Předností metody je snadná generace exponenciálního signálu např. RC článkem, buzeného obdélníkovým signálem, nevýhodou je klesající amplituda jeho kmitočtového spektra.

3.4.3. *Testování tlumenou sinusovkou (Damping Sine Wave Test)*

Při tomto způsobu testování je digitalizátor buzen tlumeným sinusovým signálem

$$u(t) = e^{-2\pi f_2 d t}\sin(2\pi f_2 t) x^2 = 2 \qquad (3.4.11)$$

kde d je *činitel útlumu* sinusového signálu, $f_1 = 1/T_1$ je *opakovací kmitočet* signálu a $f_2 = 1/T_2$ je *přirozený kmitočet* signálu, obr. 3.4.5.



Obr. 3.4.5. Časový průběh tlumené sinusovky

K určení efektivního počtu bitů digitalizátoru lze užít buď *čtyřparametrovou metodu nejmenších čtverců* s parametry A, f_1, f_2, d a efektivní počet bitů stanovit ze vztahu (3.4.9) nebo lze užít metodu spektrální analýzy a efektivní počet bitů určit ze vztahu

$$ENOB_{\mathrm{DSW}} = \frac{SINAD_{\mathrm{DSW}} - 4{,}74 + 20\log CF_{DSW}}{6{,}02}(bit) x^2 = 2 \qquad (3.4.12)$$

kde při *činiteli útlumu d* << 1 je *činitel výkyvu* tlumeného sinusového signálu

$$CF \cong \frac{2e^{-d\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{\dfrac{\left(1-e^{\frac{-4\cdot\pi\cdot d\cdot f_1}{f_2}}\right)f_2}{2\cdot\pi\cdot f_1\cdot d}}} x^2 = 2 \qquad (3.4.13)$$

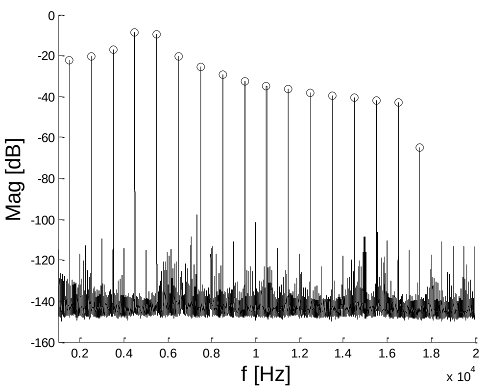
V Tab. 3.4.2 jsou tabelovány činitele výkyvu CF_{DSW} tlumeného sinusového signálu pro kmitočty f_1, f_2 a činitele útlumu d.

Tab. 3.4.2. Činitele výkyvu tlumeného sinusového signálu

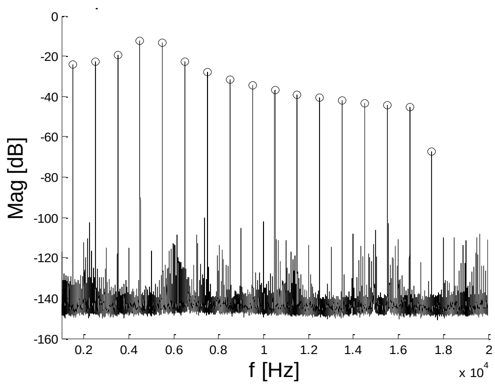
f_1 (kHz)	f_2 (kHz)	d (-)	CF (-)

5	1	0.016	1.74
5	1	0.032	2.05
5	1	0.064	2.59
5	1	0.127	3.33
5	1	0.255	4.04

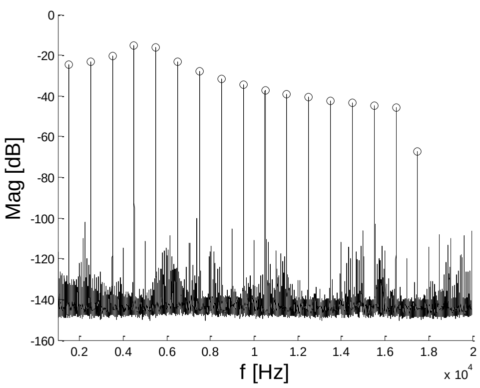
Předností metody je, že digitalizátor je testován širokopásmovým signálem, jehož časový průběh je podobný častým průběhům digitalizovaného signálu a že změnou činitele útlumu lze měnit kmitočtové spektrum testovacího signálu, obr. 3.4.6.



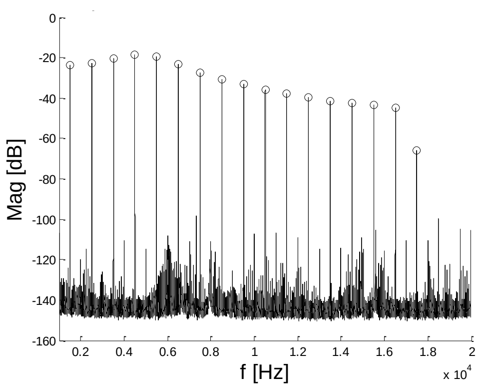
a) pro tlumení *d* = 0.016,



b) pro tlumení *d* = 0.13



c) pro tlumení *d* = 0.26

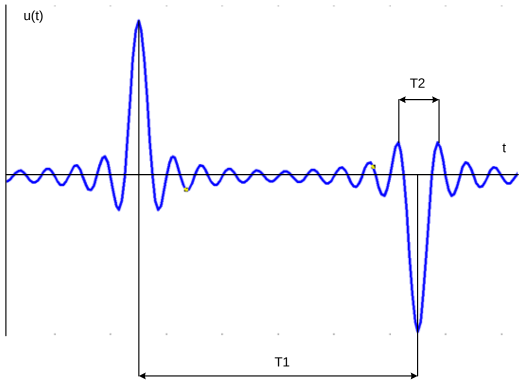


d) pro tlumení *d* = 0.64

Obr. 3.4.6. Kmitočtová spektra tlumených sinusovek

3.4.4. *Testování signálem sinx/x (Sinc Test)*

Vhodným signálem k testování dynamických vlastností digitalizátorů je signál typu sin*x*/*x* se střídavou polaritou impulsů, obr. 3.4.7.



Obr. 3.4.7. Časový průběh střídavého signálu sinx/x

Tento signál lze vyjádřit ve tvaru

$$u(\mathrm{t}) = H\left(t + \frac{T_1}{2}\right)\left(\frac{sin(2\pi t / T_2)}{2\pi t / T_2}\right) - H\left(t - \frac{T_1}{2}\right)\left(\frac{sin(2\pi t / T_2)}{2\pi t / T_2}\right) x^2 = 2 \qquad (3.4.14)$$

kde funkce H vyjadřuje časový posuv signálu o ± $T_1/2$. Amplitudové kmitočtové spektrum tohoto signálu je tvořeno sledem spektrálních čar, počínaje kmitočtem $1/T_1$ a konče kmitočtem $1/T_2$.

Z průběhu kmitočtového spektra rekonstruovaného signálu lze určit kmitočtovou závislost digitalizátoru, příp. jeho *počet efektivních bitů*

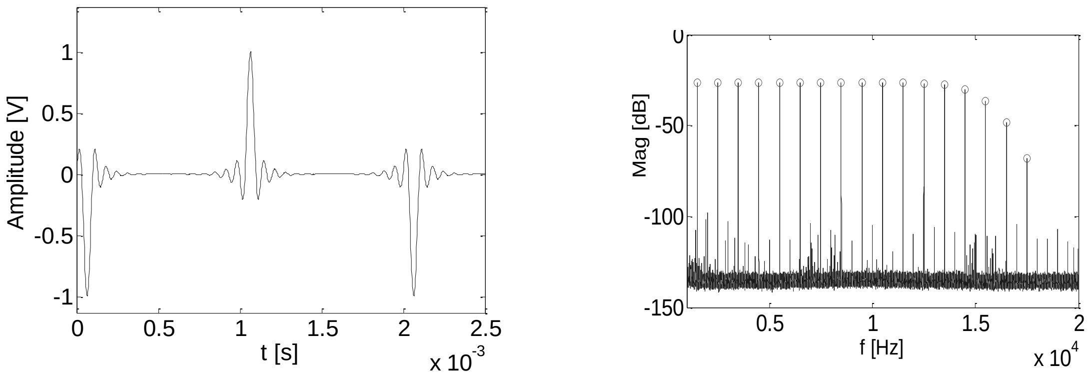
$$ENOB_{Sinx/x}(dB) = \frac{SINAD_{Sinx/x} - 4{,}77 + 20 \log CF_{sinx/x}\ x^2 = 2}{6{,}02} \qquad (3.4.15)$$

Tab. 3.4.3 je uveden počet spektrálních čar m a činitel výkyvu $CF_{\mathrm{sinx/x}}$ signálu sinx/x v závislosti na poměru dob T_1/T_2.

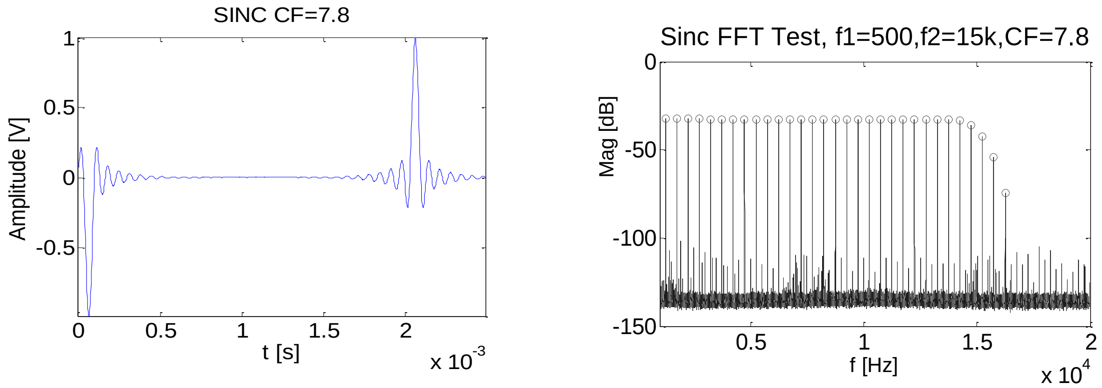
Tab. 3.4.3. Počet spektrálních čar a činitele výkyvu signálu sinx/x

T_1/T_2	m	$CF_{\mathrm{sinx/x}}$
15	17	5,5
30	31	7,8
150	151	17,3

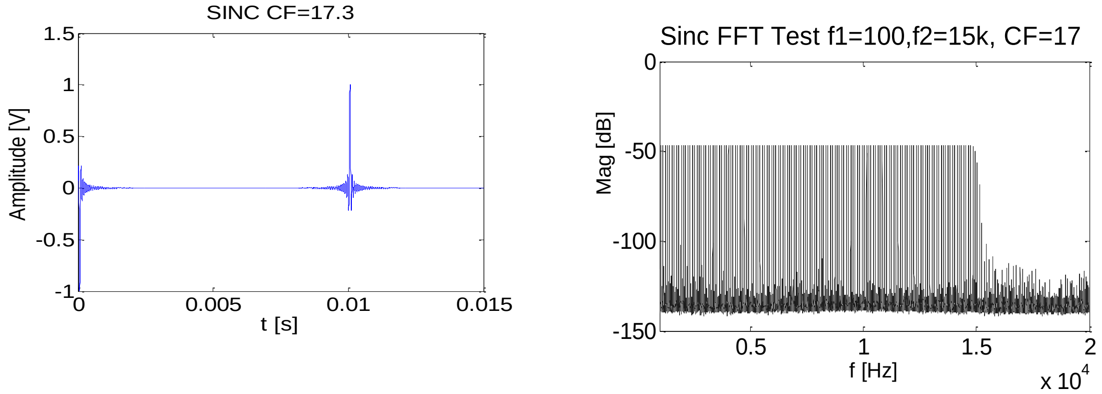
Na obr. 3.4.8 jsou uvedeny časové průběhy a kmitočtové charakteristiky rekonstruovaných signálů digitalizátoru, buzeného signálem sin*x*/*x*.



a) pro *CF* = 5,5, *BW* = 15 kHz



b) pro *CF* = 7,8, *BW* = 15 kHz



c) pro *CF* = 17,3, *BW* = 15 kHz

Obr. 3.4.8. Časové průběhy a kmitočtová spektra signálu sinx/x

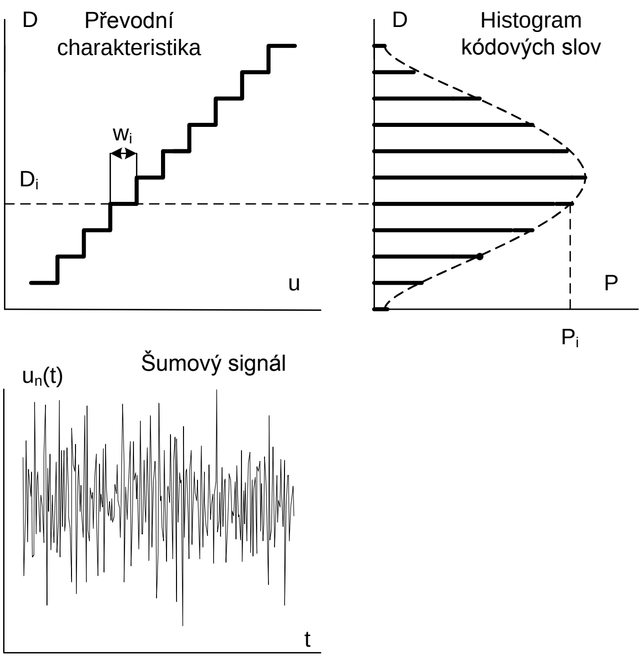
3.5. Testování šumovými signály

Při testování dynamických parametrů šumovými signály se obvykle užívá šum s *normálním rozložením amplitud* a s konstantní *šumovou spektrální hustotou.*

Protože generace šumového signálu se uskutečňuje na základě generace pseudonáhodných posloupností, jedná se tzv. *pseudonáhodný šumový signál*, jehož opakovatelnost dosahuje řádově 10^6 až 10^8 vzorků. Kmitočtový rozsah takto generovaného šumu je v ideálním případě omezen 1/2 vzorkovacího kmitočtu a určuje tak kmitočtový rozsah testovacích metod.

3.5.1. *Testování šumovým signálem (Noise Histogram Test)*

Při tomto testu je k buzení digitalizátoru užit šumový signál, jehož rozkmit je roven rozsahu testovaného digitalizátoru, obr. 3.5.1.



Obr. 3.5.1. Princip testování digitalizátoru šumovým signálem

Vyhodnocení výsledků testů se užívá *metoda měření četnosti výskytu kódových slov (Histogram Test)*, která umožňuje při *nekorelovaném odběru* velkého počtu vzorků rekonstruovaného signálu digitalizátoru určit *diferenciální nelinearity* jeho převodní charakteristiky

$$DNL_i = \frac{w_i - 2^{-n}}{2^{-n}} = p_i - 1 x^2 = 2 \qquad (3.5.1)$$

kde w_i je *bitová šířka kódového slova* a p_i je *poměrná četnost* jeho výskytu.

Integrální nelinearita dynamické převodní charakteristiky digitalizátoru je pak určena dílčím součtem jeho diferenciálních nelinearit

$$INL_j = -\sum_{i=1}^{2^n-2} DNL_i \quad x^2 = 2 \tag{3.5.2}$$

Efektivní počet bitů lze pak určit z rovnice

$$ENOB = n - log_2 \frac{RMS_{N+D}}{RMS_q} \quad x^2 = 2 \tag{3.5.3}$$

kde $RMS_{\mathrm{N+D}}$ je *efektivní hodnota šumu testovaného digitalizátoru*

$$RMS_{N+D} = \sqrt{\frac{1}{12} + \frac{1}{2^n - 2} \sum_{i=1}^{2^n-2} INL_i^2} \quad x^2 = 2 \tag{3.5.4}$$

a R$MS_q = 2^{-n}/\sqrt{12}$ je *efektivní hodnota kvantovacího šumu* ideálního digitalizátoru.

Při znalosti integrálních nelinearit testovaného digitalizátoru lze určit jeho efektivní počet bitů

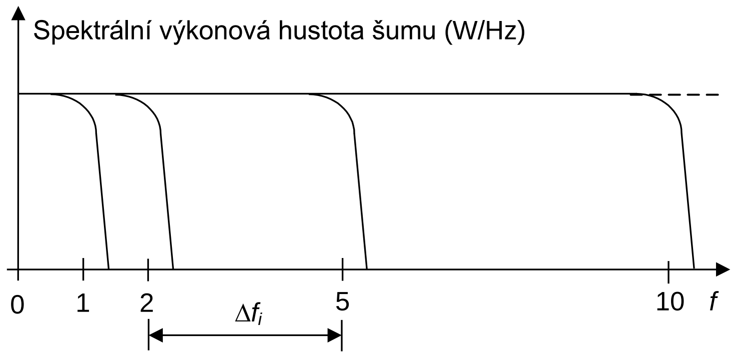
$$ENOB = log_2 \frac{2^n}{\sqrt{1 + \frac{12}{2^n - 2} \sum_{i=2}^{2^n-2} INL_i^2}} \quad x^2 = 2 \tag{3.5.5}$$

Správnost výsledků testů je podmíněna nekorelovaným vzorkováním šumového signálu, t.j. nesoudělností vzorkovacího kmitočtu a kmitočtu generátoru pseudonáhodného testovacího šumového signálu.

Takto určený počet efektivních bitů odpovídá *průměrnému počtu efektivních bitů* v daném kmitočtovém pásmu.

$$ENOB_{\mathrm{LP}}(f_j) = \frac{1}{f_j} \sum_{i=1}^{j} \Delta f_i ENOB(f_i), \qquad \Delta f_i = f_i - f_{i-1} \quad x^2 = 2 \tag{3.5.6}$$

Při změně kmitočtového rozsahu Δf šumového signálu, např. přeladitelnou dolní nebo pásmovou propustí, lze touto metodu určit i kmitočtovou závislost počtu efektivních bitů, obr. 3.5.2.



Obr. 3.5.2. Omezení kmitočtového rozsahu šumového signálu

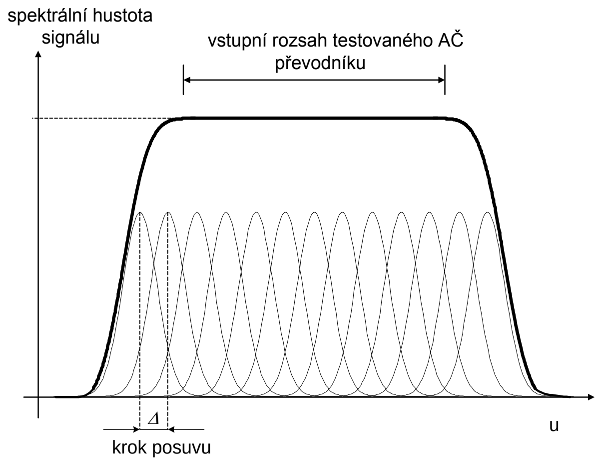
Minimální počet odebraných vzorků je definován nejistotou určení *diferenciální nelinearity* ε dynamické převodní charakteristiky *n* bitového digitalizátoru při *intervalovém odhadu k*

$$N_{min} =\approx 2^{n} \frac{k^{2}}{\varepsilon^{2}} x^{2} = 2 \tag{3.5.7}$$

Např. k testování digitalizátoru 8 bitového digitalizátoru je pro chybu určení diferenciálních nelinearit $\varepsilon = 3\%$ a $k = 2$ nutno odebrat cca 10^{6} nekorelovaných vzorků, pro 16 bitový digitalizátor cca 3.10^{8} nekorelovaných vzorků.

3.5.2. *Testování digitalizátoru šumovým signálem s proměnnou střední hodnotou (Step Gauss Test)*

Variantou předešlého způsobu testování je metoda, při které je digitalizátor buzen šumovým signálem s měnitelnou střední hodnotou a rozkmitem rovném pouze části rozsahu digitalizátoru, obr. 3.5.3.



Obr. 3.5.3. Šumový signal s proměnnou střední hodnotou

Metodou měření četnosti výskytu kódových slov takto generovaného signálu se určí *kumulovaný histogram kódových slov*, z kterého lze podobně, jako v předchozí kapitole, určit dynamické diferenciální a integrální nelinearity a efektivní počet bitů testovaného digitalizátoru.

Předností této metody je možnost generovat signál s *minimální změnou pravděpodobnosti výskytu amplitud* v daném amplitudovém rozsahu při splnění podmínky

$$\lim_{\Delta\to 0}\left[\left(\sum_{k=1}^{m}\sigma_G(\mu+k.\Delta,\sigma)\right)-\frac{1}{\Delta}\right]=0 \quad x^2=2 \tag{3.5.8}$$

kde k je krok posunu střední hodnoty šumového signálu μ se směrodatnou odchylkou σ jeho normálního rozložení .

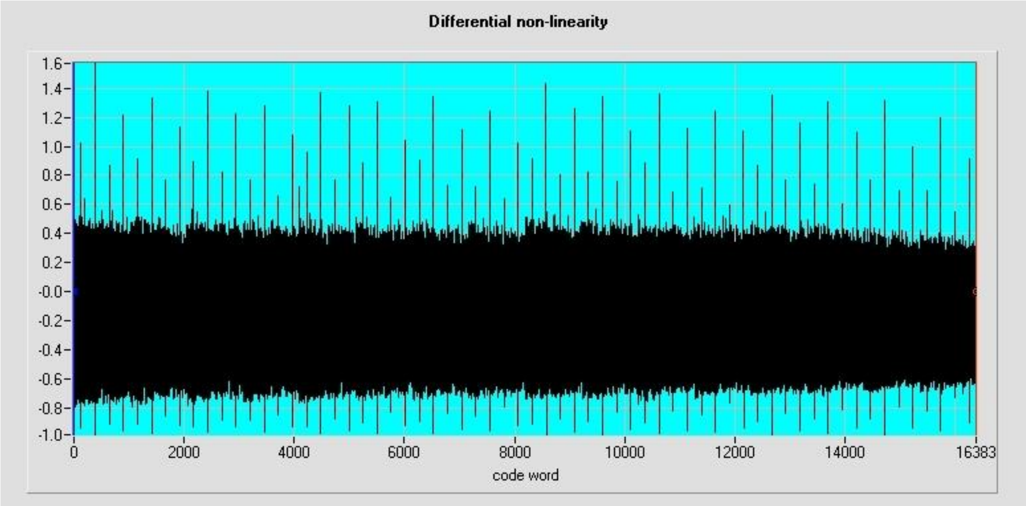
Závislost poměrných změn četnosti výskytu amplitud testovacího signálu R na velikosti normovaného kroku posunu $P = \Delta/\sigma$ je uvedeno v Tab.3.5.1.

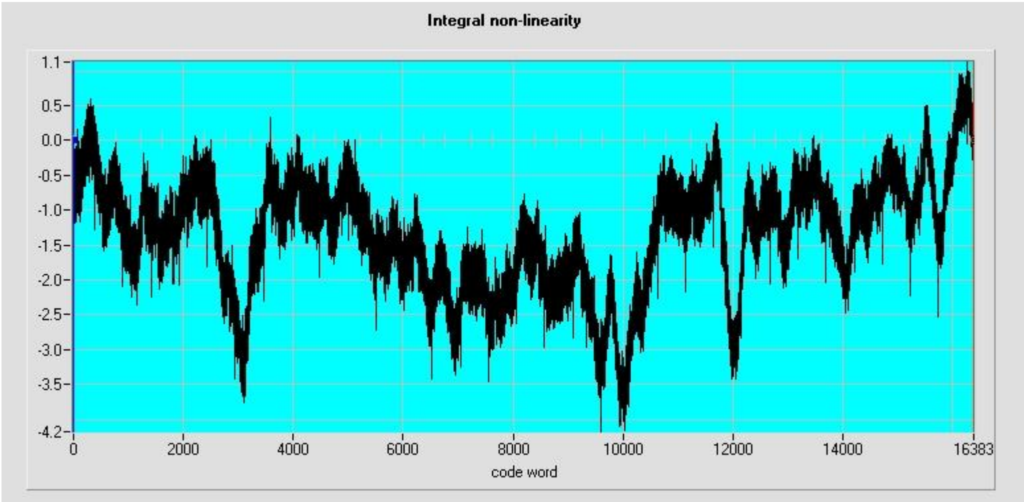
Tab. 3.5.1 Závislost poměrných změn četnosti výskytu amplitud testovacího signálu *R* na velikosti normovaného kroku posunu *P*

P	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
R	8.10^{-14}	5.10^{-11}	$5{,}3.10^{-9}$	$1{,}7.10^{-7}$	$2{,}3.10^{-6}$

Např. při normovaném kroku $P = 1$ je změna četnosti výskytu amplitud signálu $R = 5{,}3.10^{-9}$, což umožňuje testovat až 24 bitové digitalizátory s rozlišitelností až $2^{-24} = 6{,}25.10^{-6}$.

Na obr. 3.5.4 jsou uvedeny průběhy dynamické diferenciální a integrální nelinearity 14 bitového digitalizátoru, testovaného uvedenou metodou.





Obr. 3.5.4. Průběh diferenciální a integrální nelinearity 14 bitového digitalizátoru

3.6. Porovnání výsledků testování digitalizátorů

Výše uvedené metody byly s výjimkou metod testování obdélníkovými, exponenciálními a šumovými signály aplikovány k určení dynamických vlastností multifunkční zásuvné jednotky DAQ NI PXIe 6251-E s 16 analogovými vstupy a 16 bitovým A/Č převodníkem s maximálním vzorkovacím kmitočtem 1,25 MS/s. Kapacita paměti této jednotky byla 256 MByte. K buzení digitalizátoru byl užit Arbitary Waveform Generator PXI-5422 s *THD* = 120 dB a *SFDR* = 130 dB. Ke kontrole generovaných průběhů byl užit Digitizer NI PXI 5922 s jmenovitou rozlišitelností 24 bitů při vzorkovacím kmitočtu 500 kS/s, jehož *SFDR* bylo 114 dBc a efektivní hodnota vlastního šumu byla pod úrovní - 120 dB.

Výsledky testů digitalizátorů polyharmonickými signály jsou shrnuty v Tab. 3.6.1.

Tab. 3.6.1. Dosažené parametry při měření dynamických vlastností 16 bitového digitalizátoru DAQ NI PXIe 6251-E

signál	Činitel výkyvu	*SINAD* (dB)	*ENOB* (bit)
1 tónový, 15987.41 kHz	1.4	86,6	14,1
2 tónový, 3357.87 kHz, 7359.87 kHz	2.0	86,0	14.0
4 tónový, 3357.87 kHz, 7359.87 kHz, 9784.52 kHz, 15987.41 kHz	2.8	85,4	13.9
AM signál, *f*c = 7.78 kHz	1.7 – 2,3	86,6	14,1
FM signal, *f*c = 10 kHz	1.0	85,4	13.9
Rozmítaný signal, 1 kHz – 16 kHz	1,4	89,0	14.5
Tlumená sinusovka, 1 kHz – 16 kHz	1,7 - 4	86,6	14.1
Sin*x*/*x*, 170 Hz – 17kHz	5,6 – 17,4	84,8	13,8

Souhrnně lze konstatovat, že užití polyharmonických signálů k testování dynamických vlastností digitalizátorů dává *srovnatelné výsledky* vzhledem k výsledkům dosaženým klasickými jednotónovými metodami při podstatné redukci času potřebného k provedení těchto testů v širším kmitočtovém rozsahu. Vzhledem k tomu, že kmitočtová závislost dynamických vlastností digitalizátorů je obecně kmitočtově závislá, je nutné při posuzování výsledků srovnávat jejich průměrné hodnoty v daném kmitočtovém rozsahu s výsledky testů jednotónovými signály.

4. Generování harmonických testovacích signálů s vysokou spektrální čistotou

Moderní analogově-číslicové (A/Č) převodníky dosahují vysoké *rozlišení* (*resolution*) při stále se zvyšující *rychlosti vzorkování* (*sample rate*). Jako příklad můžeme uvést A/Č převodníky s rozlišením 14 až 16 bitů umožňující v současné době vzorkování rychlostí v řádu stovek MSa/s. Tato skutečnost klade velmi přísné požadavky na kvalitu testovacích signálů při jejich dynamickém testování. Metody testování jak samotných A/Č převodníků, tak digitalizátorů (*digitizers*), které tyto převodníky používají jsou prakticky totožné. Při testování se používá metodika podle standardů IEEE 1241/2000 a IEEE 1057/2007 (viz [1], [2]). V této kapitole se zaměříme na praktické aspekty použití sinusového signálu, který je stále nejvýznamnějším typem testovacího signálu pro A/Č převodníky s vysokým rozlišením.

4.1. Požadavky na sinusový signál pro dynamické testování A/Č převodníků

Sinusový signál je pro dynamické testování A/Č převodníků (AČP) vhodný proto, že jej lze relativně snadno vygenerovat s vysokou spektrální čistotou. Proto je použití tohoto signálu základem hlavních testovacích metod, které slouží pro určení klíčových parametrů A/Č převodníků (*SINAD*, *ENOB*, *SNR*, *SFDR*, *THD*, aj. viz [1], [2]).

Zatímco ideální sinusový signál obsahuje v jednostranném amplitudovém frekvenčním spektru pouze jedinou spektrální složku reprezentující základní harmonickou, reálný signál má spektrum podstatně složitější, obsahuje vyšší harmonické složky, neharmonické složky a šum. Typické spektrum reálného sinusového signálu je zobrazeno na obr. 4.2.1.

Kvalitu testovacího signálu můžeme charakterizovat pomocí parametru *SINAD* (*Signal to Noise and Distortion Ratio*), který je dán poměrem výkonu základní harmonické složky (nosné) ve spektru signálu a výkonu všech ostatních spektrálních složek bez stejnosměrné složky:

$$SINAD = 10\log\frac{P_1}{P_{All} - P_0 - P_1} \qquad (4.1)$$

kde P_{All} je *výkon všech složek signálu*, P_0 *výkon stejnosměrné složky*, P_1 *výkon základní harmonické*.

Pro bezchybné měření musí mít testovací signál odstup rušivých signálů výrazně vyšší než nejvyšší dosažitelný dynamický rozsah testovaného zařízení, aby rušivé signály nemohly měření ovlivňovat.

V případě A/Č převodníku se považuje za maximální dosažitelný dynamický rozsah poměr signál šum (*SNR*) ideálního n-bitového převodníku při buzení sinusovým signálem s amplitudou odpovídající maximálním vstupnímu napětí. Požadovaná hodnota *SINAD* testovacího signálu pro n–bitový AČP je pak dána vztahem:

$$SINAD = 6{,}02n + 1{,}76 + PR \qquad (4.2)$$

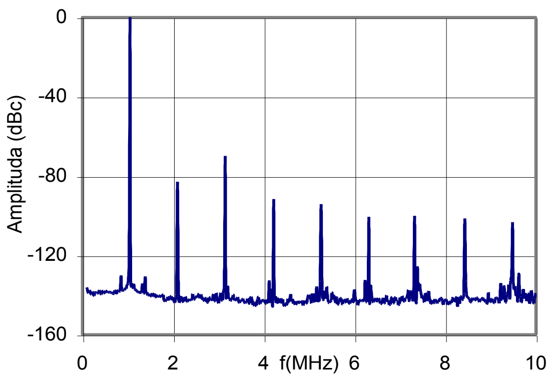
kde *PR* je *ochranný odstup*, který v závislosti na požadované přesnosti měření volíme v rozsahu 10 až 20 dB. Zpravidla *PR* = 10 dB, potom *SINAD* potřebný pro testování 14 bitového AČP je přibližně 96 dB, 16 bitového 108 dB a 20-bitového 132 dB.

4.2. Sinusové signální generátory

Vlastnosti konkrétního testovacího signálu musíme vyhodnocovat v závislosti na jeho předpokládaném použití, zejména na šířce pásma testovaného zařízení. Určující pro kvalitu signálu jsou výkony všech komponent, které se dostanou na vstup testovaného zařízení a budou jím zpracovány. Tato situace není příliš výhodná u A/Č převodníků, které zpracovávají frekvence od nuly do mezní frekvence anti-aliasing filtru.

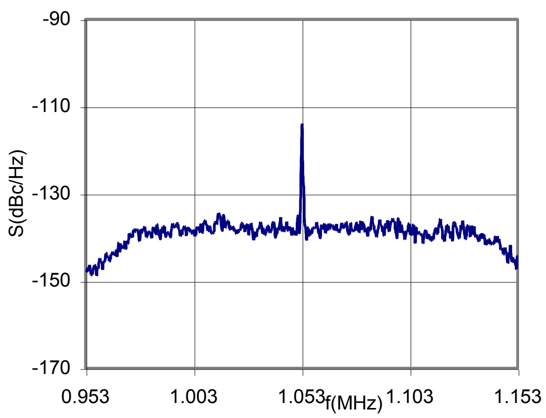
Komerční generátory sinusového průběhu jsou zpravidla konstruovány jako kmitočtové syntezátory využívající princip přímé (DDS) či nepřímé kmitočtové syntézy (PLL). Bezprostřední použití výstupního sinusového signálu těchto generátorů pro testování A/Č převodníků je možné pouze v případě převodníků s nižším rozlišením (maximálně 12 bitů). Příčinou je zejména příliš vysoké harmonické zkreslení (zpravidla THD > -70 dBc), úroveň fázového šumu a v případě DDS generátorů nezanedbatelná úroveň neharmonických (*spurious*) spektrálních složek zejména v blízkém okolí základní harmonické.

Příkladem může být následující vyhodnocení spektra funkčního generátoru Agilent 33120. Širokopásmové spektrum v pásmu do 10 MHz, při pracovní frekvenci 1,053 MHz a výstupním výkonu 10 mW je zobrazeno na obr. 4.2.1. Hodnota SINAD je dána součtem výkonu harmonických složek (zejména 3. harmonické) a šumu a pohybuje se kolem 67 dB.



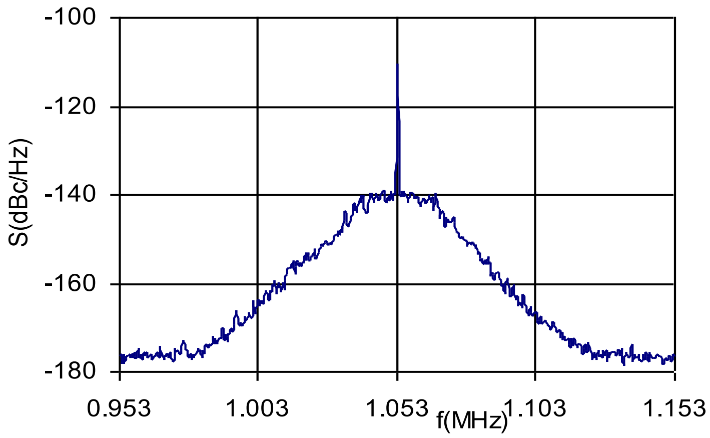
Obr. 4.2.1. Spektrum výstupního signálu generátoru Agilent 33120A (+10 dBm, 1,053 MHz)

Spektrum signálu v úzkém pásmu kolem základní harmonické, které bude rozhodující pro použití v úzkopásmových obvodech, je pro šířku pásma 200 kHz zobrazeno na obr. 4.2.2. Zde je hodnota *SINAD* určena úrovní šumu a dosahuje úrovně přibližně 85 dB.



Obr. 4.2.2. Spektrum výstupního signálu generátoru Agilent 33120A (+10 dBm, 1,053 MHz)

Dalším snížením šířky pásma by bylo možné dosáhnout i úrovní lepších. Podobně je možné dosáhnout lepších úrovní *SINAD* v širokém pásmu potlačením vyšších harmonických složek. Spektrum signálu při zařazení úzkopásmového filtru typu pásmová propust na výstup generátoru je zobrazeno na obr. 4.2.3. Ze spektra je zřejmé potlačení širokopásmového šumového signálu filtrem. Na okrajích pásma, kde je vstupní šumový signál potlačen, je patrná konstantní úroveň termického šumu. Při výstupním výkonu 10 mW lze tak v pásmu 200 kHz dosáhnout *SINAD* 95 dB. V širokém pásmu do 10 MHz úroveň termického šumu filtru ani harmonické, které jsou potlačeny na úroveň lepší než –160 dBc, již odstup parazitních signálů neovlivní a *SINAD* zůstává stejný.



Obr. 4.2.3. Fázový šum generátoru Agilent 33120A v okolí základní harmonické (+10 dBm, 1,053 MHz).

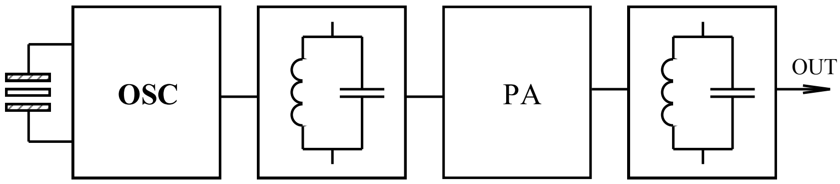
Signál má při použití filtru značně lepší parametry. Rozhodující pro dosažitelný odstup rušivých signálů je potom šum generátoru v těsném okolí nosné – fázový šum – který nelze filtrem potlačit. Použité filtry jsou popsány v odst. 4.4.

4.3. Generátory s vysokou spektrální čistotou

Nejkvalitnější komerční generátory i při použití kvalitních filtrů umožňují bezchybné testování A/Č převodníků s rozlišením maximálně 16 bitů. Pro převodníky s vyšším rozlišením je nutné použít speciálně navržené generátory. Jako příklad uveďme následující generátor navržený na Elektrotechnické fakultě ČVUT v Praze.

Speciální generátor byl navržen pro konstantní frekvenci 1,053 MHz (jsou realizovány obdobné generátory pro frekvence 441,176 kHz, 2,407 MHz, 4,415 MHz, 9,484 MHz, 19,507 MHz a 36,757 MHz). Dosažitelný výstupní výkon byl stanoven na 30 dBm, aby bylo možné testovat i AČP s možným rozkmitem vstupního napětí 20 Vpp .

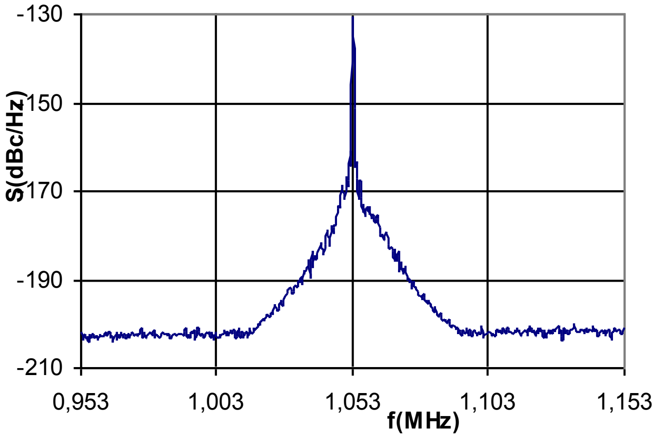
Principiální schéma generátoru je zobrazeno na obr. 4.3.1. Základní oscilátor typu Clapp je řízen křemenným rezonátorem. To umožňuje dosáhnout stabilitu kmitočtu řádu 10^{-6} /den a rychlý pokles fázového šumu v okolí nosné. Pro dosažení velkého *SNR* na výstupu oscilátoru musí mít použitý aktivní prvek malé šumové číslo a velký výstupní výkon. Použitý „high current" tranzistor typu J–FET má malé šumové číslo i při nízkých frekvencích (3 dB na 1 MHz) a vysokou hodnotu *IM* (*intercept point*) 30 dBm, takže výstupní výkon bylo možné volit s ohledem na možné zatížení krystalu 10 dBm. Výkonový zesilovač používá bipolární tranzistor, přizpůsobení je řešeno rezonančními obvody. Zesilovač má při výstupním výkonu 1 W zesílení 20 dB a šířku pásma přibližně 30 kHz. Potlačení harmonických je pro všechny frekvence lepší než -80 dBc, na výstupu je předpokládáno použití lineárního filtru. Šumové číslo výkonového zesilovače je 7 dB (na pracovní frekvenci). Pro napájení generátoru je používán zdroj s minimálním vlastním šumem doplněný filtry nebo kvalitní akumulátor s malým vnitřním odporem (max 0,1Ω). Fázový šum generátoru v okolí základní harmonické je zobrazen na obr. 4.3.2. Při výstupním výkonu 1W lze dosáhnout hodnotu *SINAD* 130 dB. Kvalita signálu dostačuje pro dynamické testování až 20-bitových A/Č převodníků nebo pro měření intermodulačního zkreslení s odstupem 160 až 170 dB.



Obr. 4.3.1. Schéma realizovaného generátoru.

4.4. Sestava filtrů pro testování A/Č převodníků

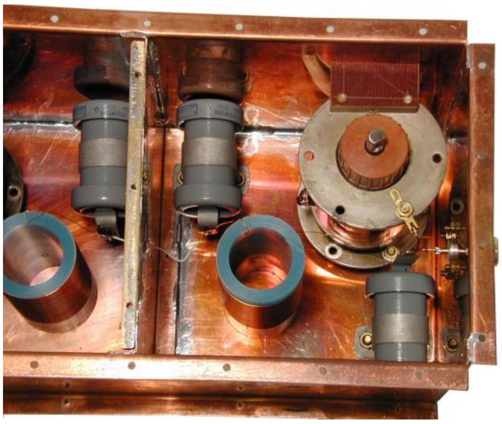
Sestava filtrů byla navržená pro potřeby pracoviště pro testování A/Č převodníků na FEL ČVUT. Filtry jsou konstruovány jako pasivní se součástkami a obvodovými prvky s vysokou linearitou. Induktory s minimální nelinearitou mohou být realizovány pouze jako vzduchové cívky bez feromagnetického jádra. Vinutí je provedeno jako jednovrstvové, pro frekvence vyšší než 1 MHz z kruhového vodiče, s mezerami mezi závity, délka cívky nejlépe menší než průměr. Ladicí kondenzátory jsou vakuové KP1-8 nebo kvalitní vzduchové, vazební kondenzátory keramické vysokonapěťové K15U nebo slídové. Filtry jsou vestavěny v masivních měděných krytech s boxy pro jednotlivé obvody, vnitřní rozměry krytů jsou zhruba 2x větší, než rozměry použitých cívek (obr. 4.4.1).



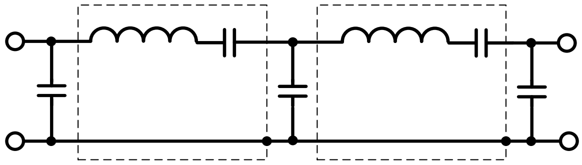
Obr. 4.3.2. Fázový šum realizovaného generátoru.

4.4.1. *Pásmové propusti pro zlepšení spektrální kvality signálu*

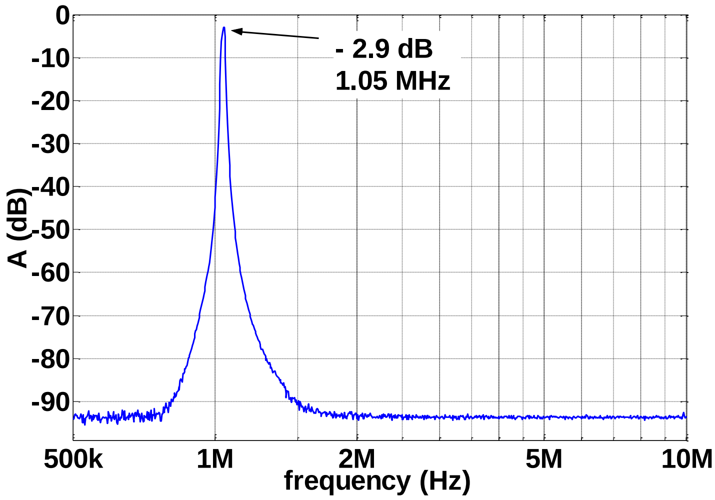
Filtry typu pásmová propust (PP) s velmi úzkým propustným pásmem a potlačením vyšších harmonických o více než -80 dB jsou využívány při testování A/Č převodníků ke zlepšení spektrální kvality sinusových testovacích signálů. Schéma zapojení je uvedeno na obr. 4.4.2. Filtry byly realizovány pro frekvence 441,176 kHz, 1,053 MHz, 2,407 MHz, 4,415 MHz, 9,484 MHz, 19,507 MHz a 36,757 MHz. Hodnoty frekvencí byly optimalizovány podle zásad uvedených v [1] a [29]. Amplitudová frekvenční charakteristika realizovaného filtru pro frekvenci 1,053 MHz je na obr. 4.4.3.



Obr. 4.4.1. Detail jedné sekce realizovaného filtru



Obr. 4.4.2. Schéma filtru typu pásmová propust

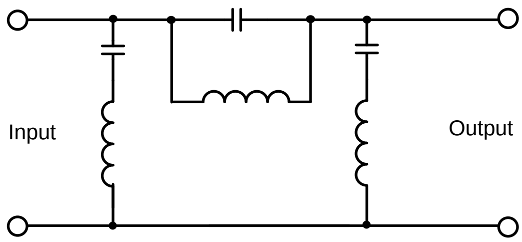


Obr. 4.4.3. Frekvenční charakteristika realizovaného filtru typu PP pro frekvenci 1,053 MHz

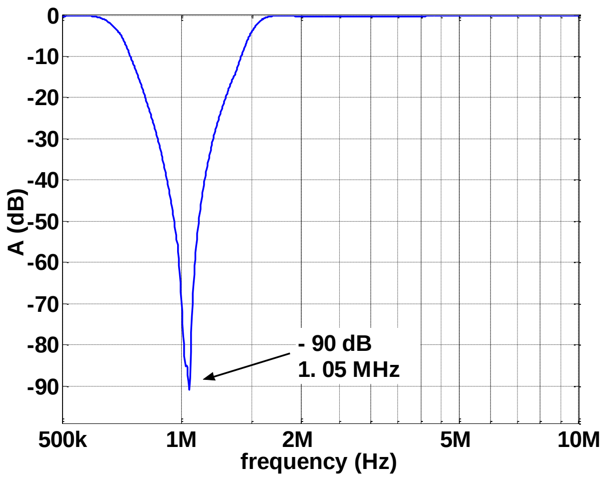
4.4.2. *Filtry pro měření zkreslení sinusových signálů s extrémně nízkým zkreslením*

Filtry typu pásmová zádrž (PZ) s úzkým nepropustným pásmem a útlumem základní harmonické až -90 dB slouží pro měření spektrální kvality sinusových testovacích signálů s extrémně nízkým zkreslením (až -140 dBc) metodou potlačení základní harmonické („nosné“). Schéma zapojení je uvedeno na obr.

4.4.4. Filtry byly realizovány pro frekvence stejné jako v případě filtrů typu PP (tj. 441,176 kHz ,1,053 MHz, 2,407 MHz, 4,415 MHz, 9,484 MHz, 19,507 MHz a 36,757 MHz).



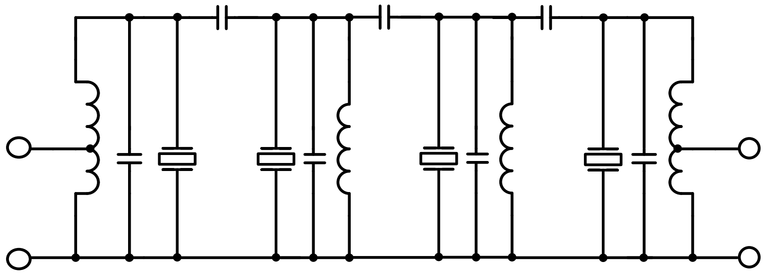
Obr. 4.4.4. Schéma filtru typu pásmová zádrž



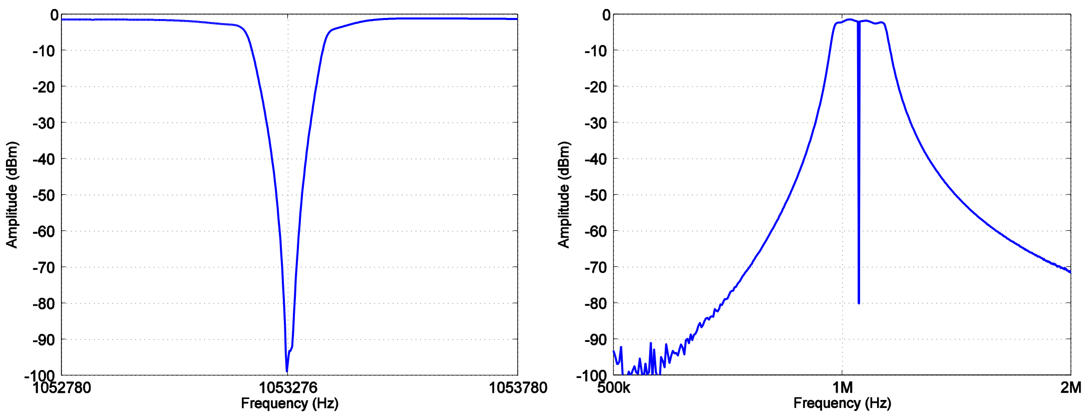
Obr. 4.4.5. Frekvenční charakteristika realizovaného filtru typu PZ pro frekvenci 1,053 MHz

4.4.3. *Filtry pro měření fázového šumu*

Filtry typu pásmová zádrž s úzkým nepropustným pásmem a útlumem základní harmonické až -80 dB slouží pro měření spektrální kvality sinusových testovacích signálů s extrémně nízkým zkreslením (až -140 dBc) v blízkém okolí základní harmonické metodou potlačení základní harmonické. Schéma zapojení je uvedeno na obr. 4.4.6. Jsou navrženy jako pásmové propusti s šířkou pásma přibližně 10 % střední frekvence. Konstrukce vychází ze struktury kapacitně vázaných identických paralelních rezonančních obvodů. Pro vytvoření charakteristiky velmi úzké pásmové zádrže jsou paralelně ke kondenzátorům laděných obvodů připojeny krystalové rezonátory. Na jejich sériovém rezonančním kmitočtu přenos filtru prudce klesá, při optimálním přizpůsobení přibližně o 20 až 30 dB na jeden rezonanční obvod. Filtry byly realizovány pro frekvence stejné jako v případě již popsaných filtrů typu PP a PZ.



Obr. 4.4.4. Schéma filtru typu úzkopásmová zádrž



Obr. 4.4.5. Frekvenční charakteristiky realizovaného filtru typu pro frekvenci 1,053 MHz

4.5. Závěr

V této kapitole byly popsány základní požadavky na generátory sinusových signálů pro testování A/Č převodníků s vysokým rozlišením. Je zřejmé, že ani nejkvalitnější komerční generátory neposkytují dostatečně kvalitní signál, který by byl přímo použitelný pro testování převodníků s rozlišením vyšším než 12 bitů. Z tohoto důvodu je naprosto nezbytné na výstup generátoru zařadit dostatečně lineární pasivní filtr typu pásmová propust, jenž zlepší spektrální kvalitu signálu na hodnotu *SINAD* až 100 dB. Základní podmínkou správné konstrukce těchto filtrů je výběr všech prvků s co nejnižšími nelinearitami.

Další zlepšení signálu je limitováno úrovní fázového šumu generátoru v okolí základní harmonické. Tento šum lze jen velmi těžko potlačit reálnou pásmovou zádrží. Rozumným řešením je použití volně běžících krystalových oscilátorů s pevným kmitočtem navržených s ohledem na minimální fázový šum. Praktické řešení této problematiky je doložen příklady generátorů a filtrů realizovaných na Elektrotechnické fakultě ČVUT (viz [29] až [38]).

5. Metody následné korekce nelinearit digitalizátorů

5.1. Možnosti korekce

Jedním z nejdůležitějších parametrů digitalizátorů je jejich linearita popř. odchylky od linearity (viz kap. 1.3.). Tuto nedokonalost je možné částečně potlačit korekcí výstupních dat (digitalizovaného signálu) pokud je nelinearita digitalizátoru vhodným způsobem popsána. Pro výstupní signál (pokud se vezme v úvahu pouze nelinearita) obecně platí:

$$y(n) = x(n) + INL(n). \tag{5.1.1}$$

Nelinearitu digitalizátoru lze charakterizovat např. integrální nelinearitou *INL*(*n*), což je rozdíl mezi ideální a skutečnou převodní charakteristikou digitalizátoru pro každé kódové slovo. Bohužel většina výrobců udává v rámci technických parametrů pouze mezní (zaručenou) hodnotu integrální nelinearity.

Průběh *INL*(*n*) může být rozložen na 2 složky, tzv. low-code frequency component (LCF) a high-frequency component (HCF). LCF je však ve většině případů dominantní, takže HCF není pro přibližný odhad *INL*(*n*) důležitá.

Metoda měření četnosti výskytu kódových slov (tzv. histogramová metoda - viz kap. 2.3) umožňuje výpočet obou složek *INL*(*n*), ale tato metoda vyžaduje záznam velkého počtu vzorků a je tedy i časově náročná. Nelinearita však způsobuje i harmonické zkreslení digitalizovaného signálu, které může být vyjádřeno ve frekvenční oblasti celkovým harmonickým zkreslením *THD*. Toto je také samozřejmě opět pouze jednohodnotový parametr, ale frekvenční spektrum (amplituda a fáze jednotlivých harmonických), z něhož se obvykle *THD* určuje, obsahuje stejnou informaci, jako průběh integrální nelinearity *INL*(*n*) v kódové oblasti, a může být použito pro výpočet *INL*(*n*) - viz kap. 2.2.

Výstupní data z digitalizátoru je možné korigovat dvěma způsoby: buď použitím korekční tabulky (look-up table), kterou lze získat jak přímo z výsledku histogramové metody, tak z aproximovaného průběhu integrální nelinearity, nebo přímou aplikací inverzní převodní charakteristiky přímo z aproximovaného průběhu integrální nelinearity. Nevýhodou použití korekční tabulky je její velikost odpovídající počtu kvantovacích úrovní (pro N-bitový digitalizátoru 2^B–1 je počet kvantovacích úrovní, nevýhodou druhého způsobu je složitost výpočtu. Déle budou uvedeny 3 možné způsoby aproximace průběhu $INL(n)$: a) obecnými polynomy [39], Čebyševovy polynomy [40] a Fourierovými řadami [41] a jejich porovnání z hlediska použitelnosti, přesnosti a šumové imunitě.

5.2. Aproximace průběhu $INL(n)$

5.2.1. *Obecné polynomy*

V případě obecných polynomů [39] je $INL(n)$ aproximována vztahem

$$INL(n) = \sum_{h=0}^{H_{\max}} a_h x^h(n) = \sum_{h=0}^{H_{\max}} a_h X_1^h \cos^h(nT), \qquad (5.2.1)$$

kde a_h jsou koeficienty nelinearity až do řádu $H_{\max}$, který odpovídá nejvyšší (v úvahu vzaté) harmonické složce výstupního digitalizovaného signálu.

Pak vztah mezi koeficienty a_k a amplitudami jednotlivých harmonických Y_h ve frekvenčním spektru výstupního signálu je dán soustavou rovnic (viz též [42])

$$Y_h = \sum_{n=0}^{s} \frac{(2n+h)!}{2^{2n+h-1} n!(n+h)!} a_{2n+h} X_1^{2n+h}, \qquad (5.2.2)$$

kde X_1 je amplituda základní harmonické vstupního signálu, $s = (H_{\max}–h)/2$ pro $H_{\max}–h$ sudé a $s = (H_{\max}–h–1)/2$ pro $H_{\max}–h$ liché. Tento vztah může být vyjádřen v maticovém tvaru

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{a}. \qquad (5.2.3)$$

Např. pro 3. řád aproximace platí pak tedy platí

$$\begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & X_1^2 & 0 \\ 0 & X_1 & 0 & \frac{3}{4}X_1^3 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2}X_1^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4}X_1^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}, \qquad (5.2.4)$$

a koeficienty aproximačního polynomu lze určit z

$$\mathbf{a} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y}\,, \tag{5.2.5}$$

po inverzi matice **X.**

5.2.2. *Čebyševovy polynomy*

V případě Čebyševových polynomů prvního druhu [40], vycházejících z rovnosti $T_h(\cos(x)) = \cos(hx)$, může být $INL(n)$ aproximována jako

$$INL(n) = \frac{c_0}{2} + \sum_{h=2}^{H_{\max}} c_h T_h(n)\,, \tag{5.2.6}$$

kde c_h jsou koeficienty nelinearity stejně jako v předchozím případě až do řádu $H_{\max}$, přičemž součet probíhá od $h = 2$ díky orthogonalitě na interval [-1; 1] (základní a nejdůležitější vlastnost Čebyševových polynomů). Vztah mezi koeficienty nelinearity a harmonickými může být vyjádřen stejně jako v předchozím případě maticovým zápisem

$$\mathbf{Y} = \mathbf{T}\cdot\mathbf{c}\,, \tag{5.2.7}$$

přičemž např. v případě aproximace polynomem 3. řádu se bude jednat o následující diagonální matici

$$\begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix}, \tag{5.2.8}$$

což zjednoduší určení vektoru koeficientů **c**.

5.2.3. *Fourierovy řady*

V případě použití Fourierových řad [41] lze $INL(n)$ aproximovat jako

$$INL(n) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=0}^{2^N-1}\left[a_k \cos\left(\frac{2\pi}{2^N}nk\right) + b_k \sin\left(\frac{2\pi}{2^N}nk\right)\right], \tag{5.2.9}$$

kde a_k a b_k pro známou $INL(n)$ lze nalézt s použitím známých výrazů

$$a_k = \frac{1}{2^B}\sum_{n=0}^{2^B-1} INL(n)\cos(\frac{2\pi}{B}nk), k \in \{0,1,...,2^B-1\}$$
$$b_k = \frac{1}{2^B}\sum_{n=0}^{2^B-1} INL(n)\sin(\frac{2\pi}{B}nk), k \in \{1,...,2^B-1\} \quad , \qquad (5.2.10)$$

kde 2^B–1 je počet kvantovacích úrovní *B*-bitového digidalizátoru. Dále se předpokládá, že průběh *INL*(*n*), z kterého jsou a_k a b_k počítány, je periodický.

Pokud bude vstupní normalizovaný signál definován vztahem

$$x(m) = \frac{2^B}{X_{FS}}\left(X_1\cos(\theta_m) + X_0\right) \qquad (5.2.11)$$

kde X_{FS} je vstupní rozsah převodníku, X_0 jeho offset, X_0 amplituda základní harmonické a $\Theta_m = f_1 / f_S$ (frekvence základní harmonické ku vzorkovací frekvenci), pak po dosazení do vztahu (5.1.1) platí

$$y(m) = x(m) + \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{2^B-1} a_k \cos\left[\frac{2\pi k}{X_{FS}}\left(X_1\cos\theta_m + X_0\right)\right] + \sum_{k=1}^{2^B-1} b_k \sin\left[\frac{2\pi k}{X_{FS}}\left(X_1\cos\theta_m + X_0\right)\right] \qquad (5.2.12)$$

Toto lze zjednodušeně vyjádřit ve tvaru

$$y(m) = x(m) + \sum_{h=0}^{H_{\max}} Y_h \cos\left(h\theta_m\right), \qquad (5.2.13)$$

kde Y_h representuje *h.* harmonickou výstupního signálu, kterou lze vyjádřit pomocí Besselových funkcí 1. druhu J_h() řádu *h*, a to různým způsobem pro sudé a liché harmonické složky:

$$Y_{2h} = 2\left(-1\right)^h \sum_{k=1}^{2^B-1}\left(a_k\cos\frac{2\pi kX_0}{X_{FS}} + b_k\sin\frac{2\pi kX_0}{X_{FS}}\right) J_{2h}\left(\frac{2\pi kX_1}{X_{FS}}\right) \quad h \geq 1$$
$$Y_{2h+1} = 2\left(-1\right)^h \sum_{k=1}^{2^B-1}\left(b_k\cos\frac{2\pi kX_0}{X_{FS}} - a_k\sin\frac{2\pi kX_0}{X_{FS}}\right) J_{2h+1}\left(\frac{2\pi kX_1}{X_{FS}}\right) \quad h \geq 0 \; ; \qquad (5.2.14)$$

kde J_{2h} a J_{2h+1} jsou Besselovy funkce. Z této soustavy rovnic pak lze určit koeficienty a_k a b_k.

5.3. Porovnání výše uvedených metod aproximace

Praktická použitelnost výše uvedených metod aproximace průběhu $INL(n)$ pro případnou korekci výstupních dat z digitalizátorů závisí na přesnosti aproximace a dále odolnosti proti šumu, který je v digitalizovaném signálu přítomen. Praktickou aplikovatelnost výše uvedených aproximačních metod je nejlépe ověřit na reálných datech naměřených při testování digitalizátorů metodou spektrální analýzy (viz kap. 2.2). Za předpokladu ideálního sinusového vstupního $x_{id}(n)$ pro výstupní signál $y(n)$ pak platí

$$y(n) = x_{id}(n) + INL^{real}(n), \tag{5.3.1}$$

kde hodnoty $INL^{real}(n)$ byly určeny histogramovou metodou. Pro odhad $INL^{approx}(n)$ byly příslušné koeficienty u všech typů aproximací vypočteny z frekvenčního spektra výstupního signálu. Podrobněji viz [44] a [45].

5.3.1. *Porovnání složitosti výpočtu*

Obecné polynomy

Počet parametrů a_h použitých při aproximaci obecným polynomem H_{max} odpovídá nejvyšší harmonické výstupního signálu, kterou je třeba vzít v úvahu. Je tedy třeba řešit inverzi matice o rozměrech $H_{max} \times 2\ H_{max}$.

Čebyševovy polynomy

Počet parametrů c_h použitých v aproximaci Čebyševovými polynomy opět je stejný jako v předchozím případě, tedy H_{max}. Výpočet inverzní matice je však jednodušší, neboť se jedná o diagonální matici.

Fourierovy řady

Počet parametrů a_k a b_k použitých v aproximaci Fourierovými řadami odpovídá dvojnásobku nejvyšší harmonické výstupního signálu (při sinusovém vstupním signálu), kterou je třeba vzít v úvahu, tedy $2H_{max}$.

5.3.2. *Přesnost aproximace*

Aproximovaný průběh $INL^{approx}(n)$ vypočtený ze spektra výstupního signálu $y(m)$ lze porovnat se skutečným průběhem $INL^{real}(n)$ změřeným histogramovou metodou (viz kap. 2.3). Přesnost aproximace lze vyhodnotit jednak ze střední kvadratické hodnoty rozdílu obou průběhů, tedy

$$MSE = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\left(INL^{real}(n) - INL^{approx}(n)\right)^2 , \tag{5.3.2}$$

jednak z jejich maximálního rozdílu, tedy

$$E_{\max} = \max\left|INL^{real}(n) - INL^{approx}(n)\right| , \tag{5.3.3}$$

kde N je délka obou průběhů $INL(n)$ určená jako $N = 2^B – 1$, B je počet bitů digitalizátoru. Výsledky simulací ukázaly, že pro nelinearity nižšího řádu ($H_{\max} < 100$) je ve všech 3 případech přesnost aproximace srovnatelná ($MSE < 0{,}1$ LSB^2, $E_{max} < 1{,}6$ LSB).

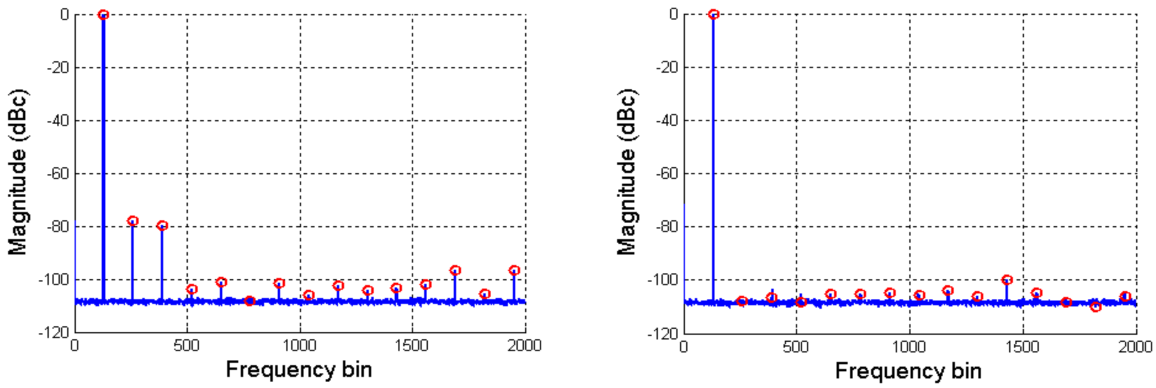
5.3.3. *Vliv šumu*

Jedním z důležitých parametrů každého algoritmu je jeho citlivost na šum. Nejjednodušší způsob, jak analyzovat tento vliv, je k výstupnímu signálu z digitalizátoru (modelovaný výstup) přidat další šum $e(m)$ (bílý šum s normálním rozložením a rozptylem σ^2) a porovnávat přesnost aproximace pro různé hodnoty σ^2. Z výsledků simulací plyne, že pro nelinearity nižšího řádu ($H_{\max} < 100$) je vliv šumu až do hodnoty $\sigma^2 = 3$ LSB^2 zanedbatelný.

5.4. Korekce výstupních dat s použitím aproximovaného průběhu *INL*(*n*)

5.4.1. *Použití korekční tabulky*

Data pro korekční tabulku lze získat nejen z přímého měření histogramovou metodou, ale i z aproximovaného průběhu $INL(n)$. Pro tento případ lze skutečnou převodní charakteristiku $z = TF(n)$ získat jako součet ideální převodní charakteristiky a $INL^{approx}(n)$. Jestliže rozdíl mezi $INL^{approx}(n)$ a $INL^{approx}(n+1)$ není v žádném případě větší než 0,5 LSB (pro jakékoli n), je funkce $z = TF(n)$ monotonní a pak existuje i její inversní funkce $n = TF^{-1}(z)$. Pro experimentální ověření byl použit digitalizátor NI PXI 5122, vstupní sinusový signál s velmi nízkým zkreslením (viz kap. 4) a Čebyševova aproximace pro určení *INL*(*n*). Výsledek je uveden na obr. 5.4.1.



a) bez korekce b) po korekci

Obr. 5.4.1 Frekvenční spektrum výstupního signálu

5.4.2. *Analytický výpočet inversního průběhu převodní charakteristiky*

Korekce nelinearity digitalizátorů přímou aplikací aproximovaného průběhu integrální nelinearity klade podstatně nižší nároky na paměť systému, o to vyšší jsou ale nároky na jeho výpočetní výkon. Tato metoda, presentovaná např. v [43], je založena na výpočtu inversní funkce k převodní charakteristice aproximované pomocí obecných polynomů. Nechť je v tomto případě aproximován skutečný průběh *INL*(*n*) obecným polynomem

$$INL(n) = \sum_{h=0}^{H_{\max}} a_h x^h(n), \quad n \in < -1; +1 >, \tag{5.4.1}$$

kde a_k jsou koeficienty nelinearity až do řádu H_{max}, který odpovídá nejvyšší harmonické, kterou je třeba vzít v úvahu, a *n* normalizovaná hodnota výstupního kódu bipolárního digitalizátoru.

Pokud koeficienty a_k a tedy i aproximovaný průběh *INL*(*n*) jsou známy, může být tato nelinearita korigována. Aproximovanou převodní charakteristiku *TF*(*n*) lze vypočíst ze vztahu

$$TF(n) = n + INL(n), \tag{5.4.2}$$

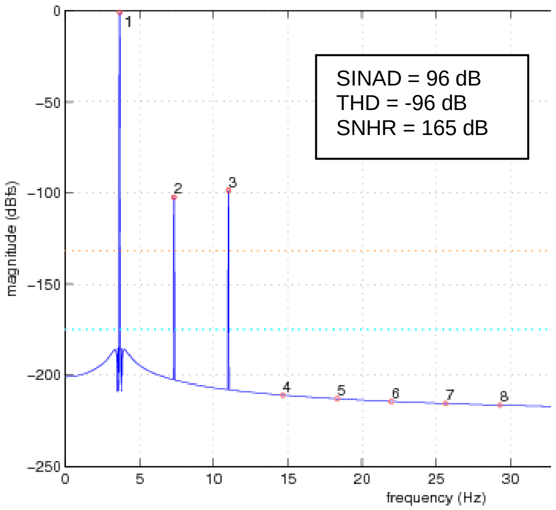
a tedy po dosazení

$$TF(n) = y = n + \sum_{h=+}^{H_{\max}} a_h x^h \; . \tag{5.4.3}$$

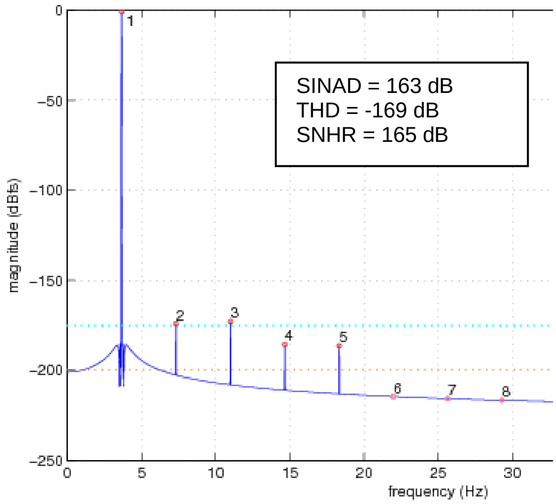
Pokud je tato převodní charakteristika monotónní, je možné k ní nalézt inverzní funkci TF^{-1}, která může být vyjádřena opět polynomem stejného řádu $K_{max} = H_{max}$

$$TF^{-1}(y) = n = \sum_{k=1}^{K_{\max}} b_k y^k \; , \tag{5.4.4}$$

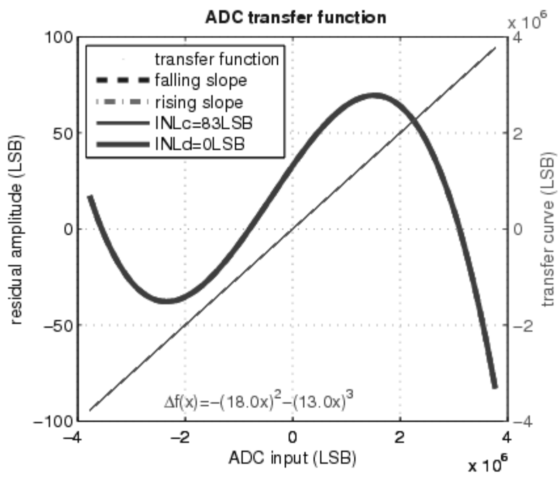
přičemž v obou výše uvedených vztazích je zanedbána stejnosměrná složka.



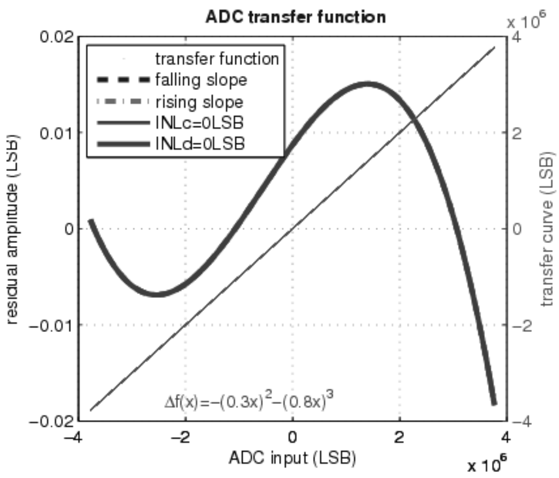
a) Spektrum před korekcí



b) Spektrum po korekci



c) Průběh *INL*(*n*) před korekcí

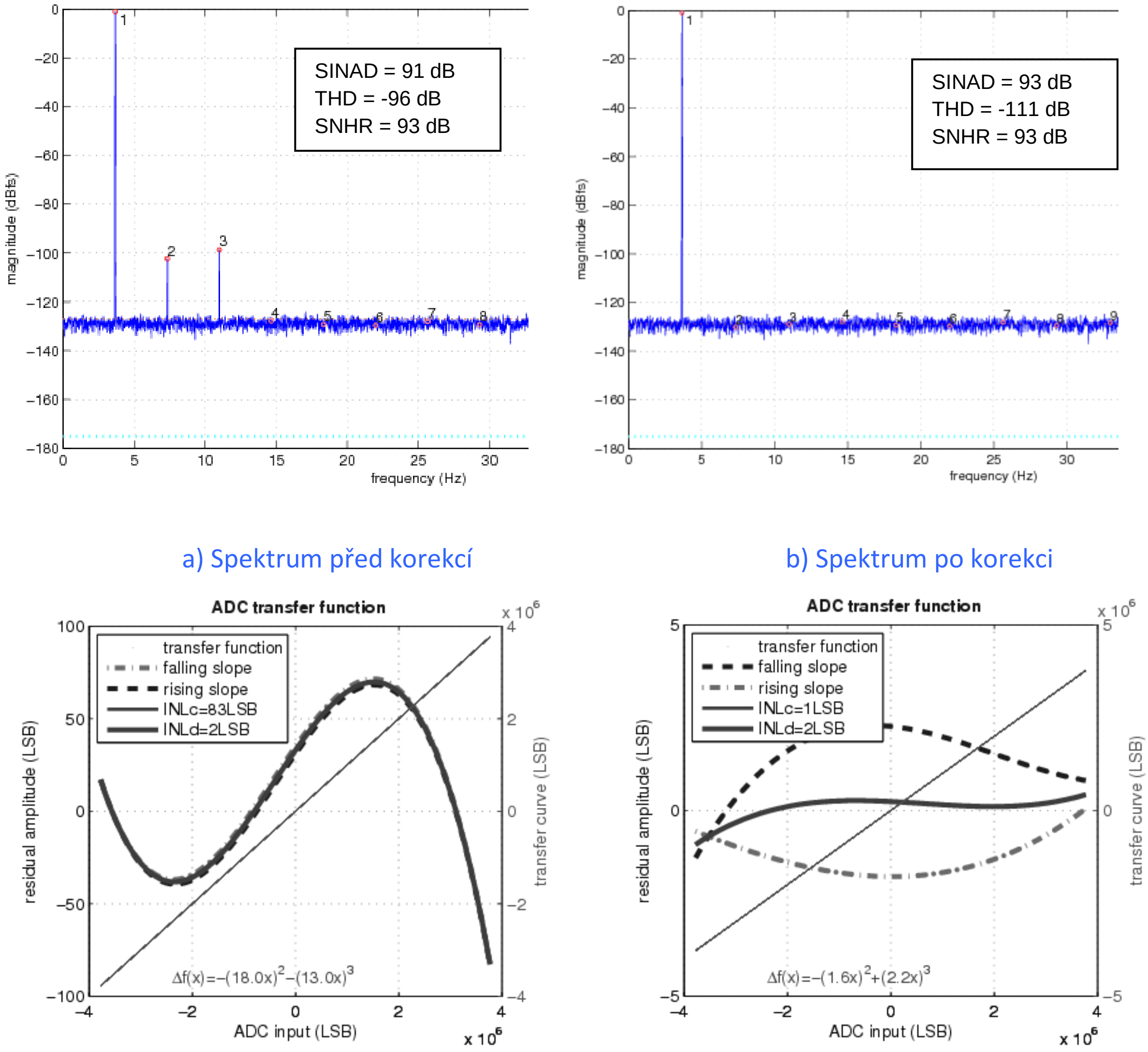


d) Průběh *INL*(*n*) po korekci

Obr. 5.4.2. Korekce integrální nelinearity – výstupní signál je ovlivněn pouze touto nelinearitou

5.4.3. *Výsledky simulací*

Výsledky prvních simulací, kdy byla použita modelovaná nelinearita 3. řádu a modelovaný vstupní sinusový signál a výstupní zkreslený signál, byly až příliš optimistické (viz obr. 5.4.2 - zlepšení *THD* zhruba o 50 dB) a neodpovídaly prvním experimentálním výsledkům (zlepšení *THD* pouze o 15 dB). Příčinou jsou zřejmě další nedokonalosti digitalizátoru (přídavný šum, jitter při vzorkování či hystereze), což potvrdily i další simulace.



a) Spektrum před korekcí

b) Spektrum po korekci

c) Průběh *INL*(*n*) před korekcí

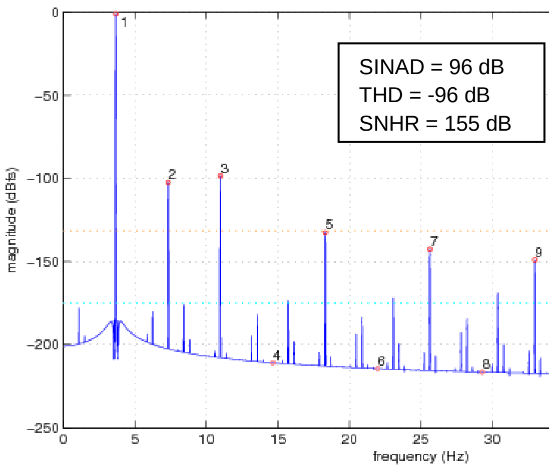
d) Průběh *INL*(*n*) po korekci

Obr. 5.4.3. Korekce integrální nelinearity – výstupní signál je ovlivněn touto nelinearitou a bílým šumem (σ^2 = 60 LSB)

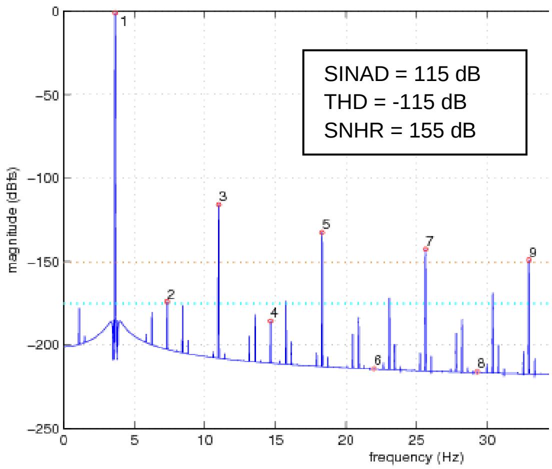
V případě, že k namodelovanému výstupnímu signálů byl přidán šum, který je u převážné většiny digitalizátorů ve výstupním signálu skutečně obsažen, je výsledek korekce podstatně horší – viz obr. 5.4.3 (zlepšení parametru *THD* pouze zhruba o 15 dB, což odpovídá i prvním experimentálním výsledkům). V postatě stejný vliv má i jitter vzorkování. Posledním vlivem, který může významně znesnadnit následnou korekci nelinearity digidalizátoru, je hystereze. Tu lze modelovat např. vztahem

$$y^{\mathrm{hyst}}(x) = \alpha\left((\frac{x}{X_1})^2 - 1 \right) \mathrm{sign}\,(x'), \qquad (5.4.5)$$

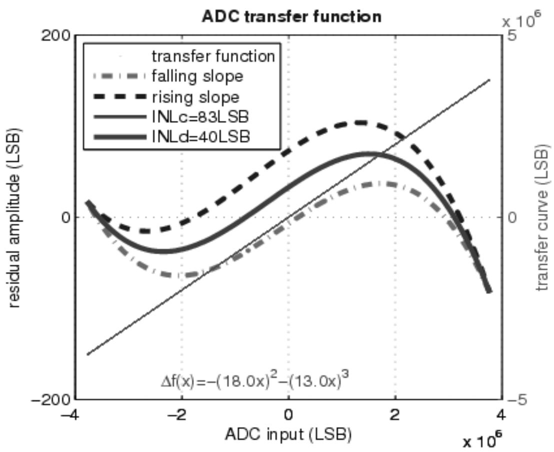
kde $y^{\mathrm{hyst}}(x)$ je příspěvek hystereze k modelovanému vstupnímu signálu, α jeho relativní velikost vůči amplitudě vstupního signálu X_1 a sign(n) binarní funkce nabývající hodnou +1 a –1 v závislosti na změně (derivaci) vstupního signálu. Výsledky této simulace ukazuje obr. 5.4.4, kde čárkované průběhy odpovídají



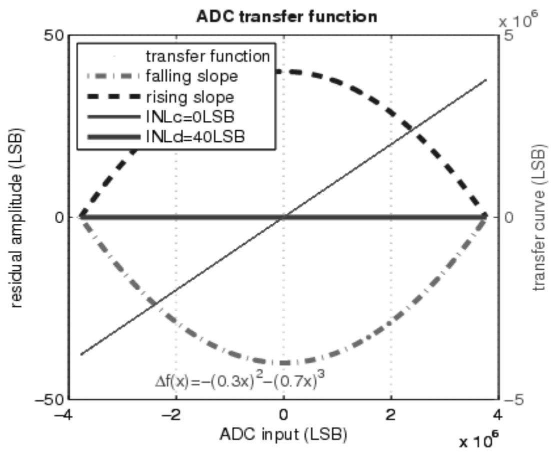
a) Spektrum před korekcí



b) Spektrum po korekci



c) Průběh *INL*(n) před korekcí



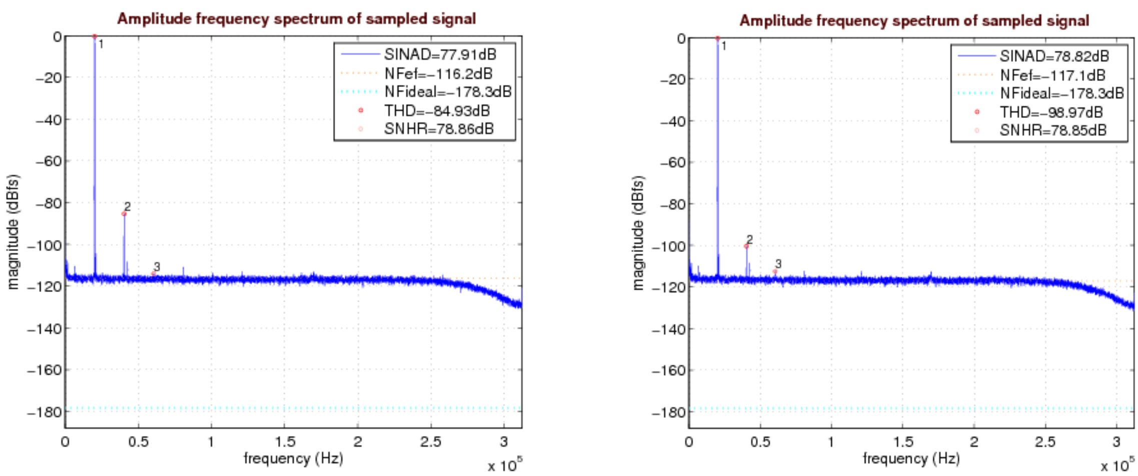
d) Průběh *INL*(n) po korekci

Obr. 5.4.4. Korekce integrální nelinearity – výstupní signál je ovlivněn touto nelinearitou a hysterezí odpovídající 40 LSB integrální nelinearitě *INLd* pro rostoucí popř. klesající hodnoty vstupního signálu a plná čára odpovídá „průměrné” hodnotě ("common-mode") integrální nelinearity *INLc* – viz [2]. Integrální nelinearita *INLc* je sice i v tomto případě odhadnuta správně ($\Delta f(x) = -(18.0x)^2 - (13x)^3$ LSB), a tedy, jak ukazuje průběh na obr. 5.4.4d), i plně korigována, což však bohužel ale neplatí pro složky způsobené hysterezí.

5.4.4. *Experimentální ověření*

Nejjednodušší způsob, jak ověřit, zda výsledky simulací odpovídají skutečnosti a zda navržená metoda je prakticky použitelná, je její aplikace na několika typech digitalizátorů. Pro ověření byly v tomto případě použity 2 velmi kvalitní digitalizátory, VXI HP E1430A, (10 MSa/s, 23-bit) a NI PXI-5922 (24-bit do 500 kS/s, omezení na 16 bits pro 15 MS/s). Pro generování spektrálně čistého vstupního signálu byl použit generátor Standford Research DS360 doplněný úzkopásmovým filtrem (viz kap. 4.) Záznamy o délce 2x10^6 vzorků byly rozděleny na 4 segmenty, z nichž 1 byl použit jako referenční pro vypočet koeficientů aproximačního polynomu a na zbylé 3 byla aplikována korekce.

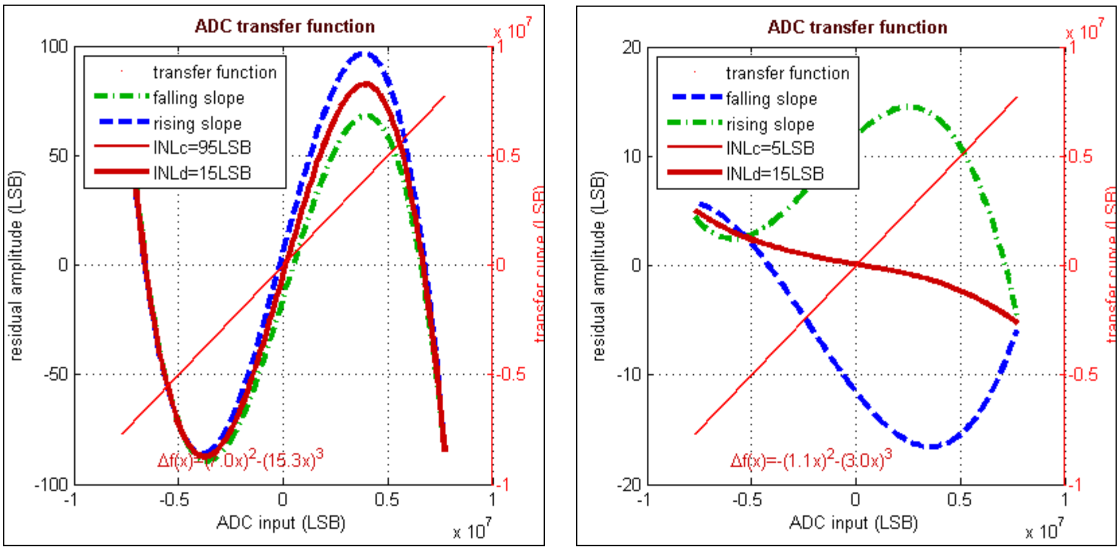
Příklad výsledku ve frekvenční oblasti pro VXI HP E1430A (vstupní rozsah 2 V_{pp}, antialiasing filtr vypnut, f = 20,19 kHz) je uveden na obr. 5.4.5. Korekcí zde došlo ke zlepšení *THD* zhruba o 15 dB, což odpovídá i výsledkům simulací.



a) před korekcí b) po korekci

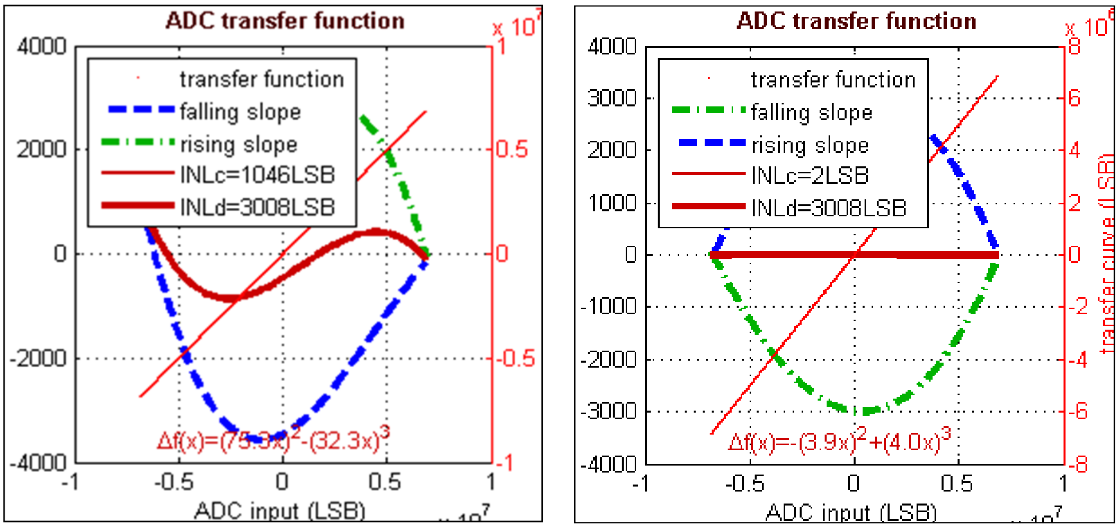
Obr. 5.4.5. Frekvenční spektrum výstupního signálu

Zajímavé jsou i aproximované průběhy *INL*(*n*), kde na obr. 5.4.6 a 5.4.7 jsou uvedeny výsledky korekce u digitalizátoru NI PXI-5922 pro kmitočty vstupního signálu 20,19 kHz a 1053 kHz.



a) Průběh *INL*(*n*) před korekcí b) Průběh *INL*(*n*) po korekci

Obr. 5.4.6. Korekce integrální nelinearity digitalizátoru NI PXI-5922, f = 20,19 kHz



a) Průběh *INL*(*n*) před korekcí b) Průběh *INL*(*n*) po korekci

Obr. 5.4.6. Korekce integrální nelinearity digitalizátoru NI PXI-5922, f = 1053 kHz

To, že vliv hystereze bude s rostoucím kmitočtem vstupního signálu růst a možná bude pro vyšší kmitočty i dominantní, lze předpokládat. Poněkud překvapivý je ale i významný nárůst „průměrné“ integrální nelinearity *INLc*, což zřejmě není způsobeno vlastním AČ převodníkem, ale spíše předzesilovačem.

5.5. Závěr

Z výše uvedeného vyplývá, že průběh integrální nelinearity *INL*(*n*) lze z frekvenčního spektra digitalizovaného spektrálně čistého signálu aproximovat s dostatečnou přesností např. obecným či Čebyševovým polynomem. Tuto aproximaci lze využít pro odhad inverzní převodní charakteristiky a následnou korekci výstupních dat. Je však nutno vzít v úvahu, že je korigována pouze „průměrná” integrální nelinearita *INLc*, nikoliv složky způsobené hysterezí, které mohou v některých případech převažovat, a to zejména při vyšším kmitočtu vstupního signálu. Další značným problémem je i fakt, že i průběh integrální nelinearity *INL*(*n*) může být značně frekvenčně závislý (viz předchozí přiklad), takže v případě obecných širokopásmových signálů nepřipadá následná korekce výstupních dat prakticky v úvahu.

Seznam použité literatury

[1] IEEE Std 1057-1994 *Standard for Digitizing Waveform Recorder*, New York 2000..

[2] IEEE Std 1241-2000 *Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters*, New York 2000.

[3] DYNAD Project “*Methods and draft standard for the dynamic characterization and testing of analogue to digital converters*”. Project SMT4-CT98-2214, Version 3.4, July 2001.

[4] Michaeli, L.: “*Modelovanie analogovo číslicových rozhraní.* Technická univerzita v Košicích 2001, ISBN 80-968550-1-8.

[5] Blair, J.: “A Method for Characterizing Waveform Recorder Errors Using the Power Spectral Distribution”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* vol. 43, mo.5, October 1992.

[6] Peetz, B.: “*Dynamic Testing of Waveform Recorders*”. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 32, pp. 12-17, March 1983.

[7] Dallet, D.,Machado da Silva, J.: “*Dyamic Characterization of Analogue-to-Digital Converters*”. Springer Verlag 2005, ISBN-10-0-387-25902-3

[8] Plassche, R.: CMOS Integrated Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Converters. Kluwer Academic Publishers, 2003. 588 stran. ISBN 1-4020-7500-6.

[9] Andrle, M.: Testing of ADCs with deterministic and Stochastic Signals. Ph.D. Thesis, Prague 2003.

[10] Belega, D.: „*Testing of ADCs by frequency domain analysis in multi-tone*“. Proceedings of Romanian Academy, Series A, Volume 5, No.2/2004.

[11] Holub, J., Vedral, J.: “*Stochastic Testing of ADC - Step-Gauss Method*” Computer Standards & Interfaces. 2004, vol. 2004, no. 26, p. 251-257. ISSN 0920-5489.

[12] Ramos, R., Silva, M., Serra, A.: “*Simulation and Experimental Results of Multiharmonic Least-Squares Fitting Algorithms Applied to Periodic Signals*”, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 55, No. 2, pp. 646.

[13] Ramos, P., Serra, A.: “*Least Squares Multiharmonic Fitting: Convergence Improvements*", IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 56, č. 4, 2007.

[14] Luque, C., Bjorsell, N.: “*Improved dynamic range for multitone signal using model-based pre-distortion*“. Metrology and Measurement Systems, vol. XVI (2009), No. 1, pp. 129-141. ISSN 0860-8229.

[15] Vedral, J.: Implementation of ADC Wobler Test in FPGA. *DCIS 2008 - Conference on Design of Circuits and Integrated Systems [CD-ROM].* Grenoble: TIMA, 2008, ISBN 978-2-84813-124-5.

[16] Vedral, J.: Exponential Fit Test - Theoretical Analysis and Practically Implementation *In: 13th Workshop on ADC Modelling and Testing [CD-ROM*]. Florence: University of Florence, 2008, p. 1033-1036. ISBN 978-88-903149-3-3.

[17] Fexa, P., Svatoš, J., Vedral, J.: High Resolution Audio Codec Test. *MEASUREMENT 2009 - Proceedings of the 7th International Conference on Measurement*. Bratislava: Institute of Measurement Science, 2009, p. 206-209. ISBN 978-80-969672-1-6.

[18] Fexa, P., Svatoš, J., Vedral, **J.:** Dynamic Testing of Audio Codec *In: Electronic Devices and Systems, IMAPS CS International Conference 2009.* Brno: VUT, FEI, 2009, vol. 1, p. 63-68. ISBN 978-80-214-3933-7.

[19] Vedral, J., Svatoš, J., Fexa, P.: Economical Test of Internal ADC in Embedded Systems. *XIX IMEKO World Congress 2009 - Fundamental and Applied Metrology [CD-ROM].* Lisbon: Instituto Superior Técnico Portugal, 2009, p. 702-705. ISBN 978-963-88410-0-1.

[20] Fexa, P., Vedral, J., Svatoš, J.: FM and QAM Signals for ADC Testing. *Applied Electronic 2010.* Pilsen: University of West Bohemia, 2010, p. 359-362. ISBN 978-80-7043-865-7.

[21] Vedral, J.: ADC Testing with Poly- harmonic Signals. *IMS3TW - the 2010 IEEE 16th International Mixed-Signals, Sensors and Systems Test Workshop [CD-ROM].* Montpellier: Université Montpellier II, 2010, p. 22-25. ISBN 978-1-4244-7791-3.

[22] Vedral, J., Fexa, P., Svatoš, J.: Comparative Testing of Dynamic Parameters DACs with Multi-Tone Signals (ID 75). *IMEKO Symposium TC-4, TC-19 & IWADC Instrumentation for the ICT Area [CD-ROM*]. Košice: Technical University of Košice, 2010, p. 75-80. ISBN 978-80-553-0424-3.

[23] Vedral, J., Fexa, P., Svatoš, J.: Using of AM and FM Signal for ADC Testing. *I2MTC International Instrumentation and Measurement Technology* Conference [CD-ROM]. Piscataway: IEEE, 2010, p. 508-511. ISBN 978-1-4244-2833-5.

[24] Fexa, P., Vedral, J.: Using of Pulse Signals for DAC Testing *In: Applied Electronics 2011. Plzeň: University of West Bohemia, 2011, p. 115-118. ISBN 978-80-7043-987-6.*

[25] Fexa, P., Vedral, J.: Developing Automated Data Acquisition System for ADC and DAC Testing. *Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems (IDAACS).* Piscataway: IEEE, 2011, vol. 1, p. 39-42. ISBN 978-1-4577-1426-9.

[26] Vedral, J., Fexa, P.: Using of Pulse Signal Sinx/x for DAC Testing. *IMEKO TC4 International Workshop on ADC Modelling, Testing and Data Converter Analysis and Design [CD-ROM].* Perugia: Universita degli Studi di Perugia, 2011, p. 42-45. ISBN 978-88-906201-0-2.

[27] Vedral, J., Fexa, P.: ADC and DAC Testing Using Impulse Signals. *International Mixed Signals, Sensors and Systems Test Workshop 2011 [CD-ROM].* Santa Barbara: University of California, Santa Barbara, 2011, vol. 1, p. 5-8. ISBN 978-0-7695-4479-3.

[28] Vedral, J.: *Zapojení k testování analogově číslicových převodníků.* Patent č. 301839, Úřad průmyslového vlastnictví, PV 2010-05-27.

[29] Komárek, M. - Roztočil, J.: Frequency Selection of Sine Wave for Dynamic ADC Test. *Measurement Science Review*. 2010, vol. 10, no. 6, p. 205-208.

[30] Komárek, M. - Papež, V. - Roztočil, J. - Varga, D.: Harmonic Signal Generation with a High Spectral Purity for High Speed ADC Testing. In *Proceedings of the 9th Biennial Baltic Electronics Conference*. Tallinn: Tallinn Technical University, 2004, p. 247-250.

[31] Papež, V. - Komárek, M. - Suchánek, P. - Roztočil, J.: Close-to-Carrier Noise Measurement. In *Applied Electronics 2005 - International Conference Pilsen*. Pilsen: University of West Bohemia, 2005, p. 265-268.

[32] Komárek, M. - Papež, V. - Roztočil, J.: Sine-Wave Signal Distortion Measurement at Higher Frequencies. In *19th International Metrology Symposium IMEKO TC11*. Opatija: IMEKO International Measurement Confederation TC11, 2005.

[33] Haasz, V. - Slepička, D. - Komárek, M. - Roztočil, J.: System for the Testing of High-resolution ADCs at Frequency of 1 MHz. In *IMTC05 - Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference* [CD-ROM]. Ottawa: IEEE Instrumentation & Measurement Society IEEE Ottawa Section, 2005, p. 278-281.

[34] Komárek, M. - Papež, V. - Roztočil, J. - Suchánek, P.: Sine-Wave Signal Sources for Dynamic Testing High-Resolution High-Speed ADCs. In *IMEKO - XVIII World Congress and IV Brazilian Congress of Metrology*. Rio de Janeiro: IMEKO, 2006.

[35] Haasz, V. - Komárek, M. - Roztočil, J. - Slepička, D. - Suchánek, P.: System for Testing Middle-Resolution Digitizers Using Test Signal up to 20 MHz. In *IMTC/06 Proceedings of the 23rd IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*. Sorrento: IEEE, 2006, p. 266-270.

[36] Brossmann, J. - Česák, P. - Roztočil, J.: Accuracy of ADC Dynamic Parameters Measurement. In *12th TC4 International Workshop on ADC Modelling and Testing*. Iasi: CERMI Publishing House, 2007, p. 73-78.

[37] Papež, V. - Roztočil, J.: Zdroje sinusových signálů pro testování rychlých analogově-číslicových převodníků s vysokým rozlišením. *Metrologie*. 2008, roč. 17, č. 3, s. 24-27.

[38] Papež, V. - Roztočil, J. - Ďaďo, S.: Sine Wave Signal Sources for Testing High-Speed High-Resolution A/D Converters. In *XIX IMEKO World Congress 2009 - Fundamental and Applied Metrology* [CD-ROM]. Lisbon: Instituto Superior Técnico/Instituto de Telecomunicaçoes Portugal, 2009, p. 550-553.

[39] Michaeli L., Michalko P., Saliga J.: "Fast Testing of ADC Using Unified Error Model", *Proceedings of the 17th IMEKO world congress*, pp. 534–537, Dubrovnik, Croatia, 2003.

[40] Attivissimo F., Giaquinto N., Kale I.: "INL reconstruction of A/D converters via parametric spectral estimation", *Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, No. 4 , pp. 940-946, August 2004.

[41] Janik J. M., Fresnaud V.: "A Spectral Approach to Estimate the INL of A/D Converter", to appear in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*.

[42] Kouřil F., Vrba K.: *Non-linear and parametric circuits: principles, theory and applications*, Ellis Horwood Limited, Chicheste.

[43] Björsell N., Händel P.: "Achievable ADC Performance by Postcorrection Utilizing Dynamic Modeling of the Integral Nonlinearity", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2008, Article ID 497187, 10 pages, 2008.

[44] Suchanek P., Haasz V.: Approaches to the ADC transfer function modeling. *Proceedings of the 15th IMEKO TC4 Symposium*, Iasi, Romania, September, 2007.

[45] Suchanek P., Slepicka D., Haasz V.: Models of the ADC transfer function—sensitivity to noise. *Proceedings of the I²MTC 2008 – IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Victoria, Canada, May 2008, pp. 583–587.

Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií

CZ.1.07/2.3.00/09.0031

Ústav automatizace a měřicí techniky
VUT v Brně
Kolejní 2906/4
612 00 Brno
Česká Republika

http://www.crr.vutbr.cz

info@crr.vutbr.cz