

**UNIVERZITA PARDUBICE**

**Fakulta elektrotechniky a informatiky**

# **Analyzátor AD převodníků**

**Tomáš Rek**

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE  
2009**

**ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE**  
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Tomáš REK**  
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Komunikační a mikroprocesorová technika**  
  
Název tématu: **Ověřování parametrů A/D převodníků**

**Z á s a d y   p r o   v y p r a c o v á n í :**

Navrhněte zařízení a postupy měření vhodné pro ověřování vlastností A/D převodníků s rozlišovací schopností maximálně 12b. Vybrané části měřícího zařízení ověřte stavbou vzorku. Pracoviště by mělo být schopno ověřit jak stejnosměrné, tak i střídavé charakteristiky převodníků. Osnova práce Přehled vlastností A/D převodníků Návrh měřících metod Specifikace parametrů zařízení Přehled možností obvodového řešení a výčet jejich očekávaných parametrů Návrh zařízení Stavba prototypu a ověření činnosti

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

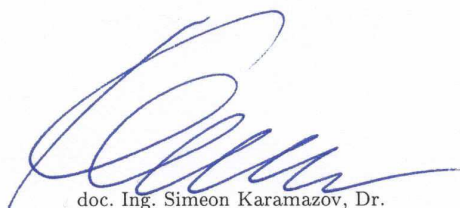
**Kester, W: Practical Analog Design Techniques, Analog Devices, 1995, ISBN 0916550168 Goldberg, B.: Digital Frequency Synthesis Demystified, Newnes, 1999, ISBN-10: 1878707477 Vedral, J.: Parametry A/D převodníků a metody jejich testování. Electronic Horizon, Slaboproudý obzor, vol. 57, Nov./Dec. 1997, pp.23 -28. ISSN 0037-68X Katalogové listy, aplikační poznámky a další informace dosažitelné u výrobců použitých součástí na stránkách [www](http://www)**

Vedoucí bakalářské práce:

**Ing. Martin Hájek**  
Katedra elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: **15. ledna 2009**

Termín odevzdání bakalářské práce: **15. května 2009**



doc. Ing. Simeon Karamazov, Dr.

děkan



Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.

vedoucí katedry

V Pardubicích dne 31. března 2009

## **Souhrn**

Tato práce se zabývá analýzou parametrů AD převodníků, metodami jejich měření a měřicím zařízením. Nejprve se provede rozčlenění AD převodníků dle struktury a způsobu fungování. Další částí je rozbor jejich parametrů a vliv na naměřená data, poté se navazuje na tyto parametry metodami jejich měření a strukturou měřicích obvodů. Poslední část práce se zabývá návrhem měřicího zařízení, jeho složením, funkcí jednotlivých bloků a stavou naměřených vzorků na vybraném 10-bitovém AD převodníku integrovaném v mikroprocesoru ATmega128. Z těchto naměřených a známých vzorků se poté spočítají dle daných rovnic parametry a charakteristiky měřeného AD převodníku.

## **Klíčová slova**

AD převodník, FTDI, ENOB, SINAD, SFDR, DN, INL, DNL, IMD, THD, NPR, Ta, RWM, PLL, COM, FFT

## **Abstract**

This bachelor thesis is focused on parameters of AD converters and methods of their measurements. In practical part test circuit was built. The circuit is able to measure AC parameters of built-in 10b ADC in ATmega128 microcontroller. Internal soundcard in Dell D620 notebook was used as test signals generator. Converted signal from ADC was stored in PC for future analysis. Analysis was performed in MATLAB, where SNR, THD, IMD and other AC parameters was computed from spectra of test signals.

## **Keywords**

AD converter, FTDI, ENOB, SINAD, SFDR, DN, INL, DNL, IMD, THD, NPR, Ta, RWM, PLL, COM, FFT

## Poděkování

V úvodu bych rád poděkoval vedoucímu práce Ing. Martinu Hájkovy za odborné vedení v celém průběhu práce, za cenné připomínky při vývoji SW a zapůjčení HW vybavení nutného k ladění aplikace.

Chtěl bych především poděkovat kamarádovi Petru Vamberskému za pomoc při ladění softwaru.

Dále děkuji všem, jenž mi pomáhali při vyhledávání, ať už studijních zdrojů, nebo materiálů použitých při konstrukci samotného zařízení.

V neposlední řadě děkuji rodině a přátelům, kteří mi v průběhu celého studia na vysoké škole pomáhali a podporovali mé úsilí.

# OBSAH

Úvod.....	8
1. A/D převodníky a jejich rozdělení .....	9
1.1 Rozdělení A/D převodníků podle způsobu převodu .....	10
1.1.1 Paralelní A/D převodníky .....	10
1.1.2 A/D převodník s postupnou aproximací .....	10
1.1.3 A/D převodník typu sigma-delta.....	12
1.1.4 Integrovační A/D převodník s dvojitou integrací.....	13
2. Parametry AD převodníků .....	14
2.1 Převodní charakteristika A/D převodníku.....	14
2.1.1 Chyby převodní charakteristiky .....	15
2.2 Stejnoseměrné parametry .....	17
2.2.1 INL– integrální nelinearita.....	17
2.2.2 DNL – Diferenciální nelinearita.....	18
2.3 Střídavé parametry .....	19
2.3.1 SNR, ENOB, DN .....	21
2.3.2 THD – Harmonické zkreslení .....	22
2.3.3 SINAD .....	23
2.3.4 IMD – Intermodulační zkreslení .....	23
2.3.5 SFDR.....	24
2.3.6 NPR – Šumový výkonový poměr .....	24
3. Metody testování A/D převodníků.....	25
3.1 Přímé metody měření parametrů A/D převodníků.....	25
3.1.1 Rekonstrukční test.....	25
3.1.2 Znárodnění převodní charakteristiky a kvantovací chyby .....	27
3.1.3 Rozmítací test.....	28
3.2 Nepřímé metody měření parametrů A/D převodníků .....	29
3.2.1 Statické nepřímé metody.....	29
3.2.2 Dynamické nepřímé metody .....	30
4. Testovací pracoviště.....	34
4.1 Základní popis pracoviště .....	34
4.2 Popis jednotlivých částí.....	35
4.2.1 Generování měřeného signálu.....	35

4.2.3 Přizpůsobení vstupního signálu A/D převodníku .....	36
4.2.4 Testovaný A/D převodník .....	37
4.2.5 Přenos dat z mikropočítače do PC .....	38
5. Vyhodnocení naměřených dat a analyzátoru .....	41
5.1 Popis naměřených dat .....	41
5.1.1 Jeden sinusový signál .....	41
5.1.2 Dva sinusové signály .....	43
5.2 Vztahy použité při výpočtu SNR .....	45
5.3 Vypočítané parametry A/D převodníku .....	48
Závěr .....	49
Literatura .....	50

## Úvod

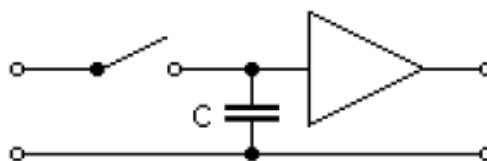
V dnešní době je velká potřeba převádět analogový signál na digitální, pro tento účel slouží A/D převodníky. Aby bylo možné pracovat s dostatečně přesnými čísly, je při výběru A/D převodníku nutné znát přesné parametry převodníku, který byl vybrán pro danou úlohu. Pro odměření těchto parametrů existuje velké množství měřících metod. Vybrané parametry lze získat z katalogových listů nemusejí být však uvedeny všechny.

Tato práce se zabývá především konstrukcí měřícího zařízení, jež bude provádět dané měření. Dále se zde pojednává o různých druzích převodníků a jejich vlastnostech a parametrech. Jsou zde rozebrány ty nejpoužívanější metody měření parametrů A/D převodníků. V předposlední kapitole je zpracován vlastní návrh měřícího pracoviště. V poslední kapitole jsou vyobrazeny průběhy změřených signálů a jejich spektra. Z daných dat jsou vyextrahovány střídavé parametry, které se dále použijí při výpočtu dalších parametrů A/D převodníku. Práce končí vyhodnocením naměřených vzorků, měřícího pracoviště a měřeného A/D převodníku.



## 1. A/D převodníky a jejich rozdělení

A/D převodník je zařízení, které převádí nějakou spojitou analogovou veličinu na digitální (diskrétní), aby byla zpracovatelná číslicovými počítači. Převodník provádí periodicky několik činností. Vzorkovací obvod na obr.1 navzorkuje měřenou veličinu a drží její hodnotu po dobu převodu, provede převod a nakonec odešle data na výstup, odkud dále putují k řídicímu obvodu, který je zpracovává. Pokud se jedná o převodník synchronní, provádějí se tyto kroky souvisle s hodinovými impulsy, doba trvání jednotlivých kroků je pak dána dobou trvání hodinových impulsů. Asynchronní převodníky se liší tím, že doba trvání převodu je závislá na reakci vnitřních obvodů převodníku a na jejich zpoždění při vykonávání převodu.



Obr.1 Vzorkovací obvod A/D převodníku [12]

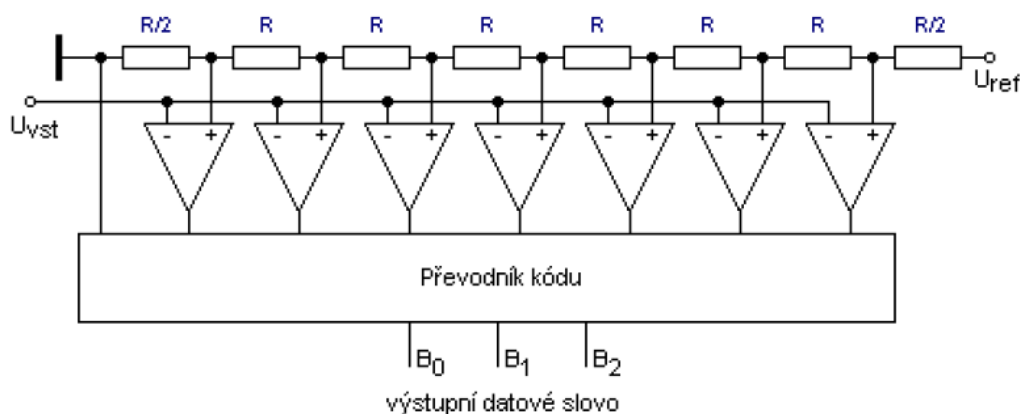
A/D převodníky se rozdělují podle několika hlavních kritérií. První kritérium je způsob využití převodníku tzn., pro jakou úlohu má být určen, především je požadována rychlost a přesnost. Dalším kritériem je rozdělení převodníků podle vnitřní architektury, ta totiž rozhoduje o rychlosti a přesnosti daného převodníku. Způsob komunikace je třetím kritériem, které určuje hlavně rychlost přenosu dat mezi převodníkem a jeho řídicím obvodem. Podle vstupního napětí dělíme převodníky na přímé a nepřímé podle toho, jestli se rovnou provádí převod vstupního napětí, nebo se musí ještě nějak upravit na jinou veličinu. Dále se převodníky dělí podle druhu napěťové reference, napájecího napětí, rozlišení a jiných parametrů, které budou rozebrány v dalších kapitolách.

## 1.1 Rozdělení A/D převodníků podle způsobu převodu

Vnitřní architekturu převodníku určuje způsob převodu analogového napětí na kód číslic. Rychlé převodníky většinou nejsou dostatečně přesné a naopak platí, že přesné převodníky nejsou rychlé. Tyto převodníky jsou také poměrně levné a nepříliš konstrukčně náročné, a proto dnes tvoří masivní většinu.

### 1.1.1 Paralelní A/D převodníky

Jedná se o A/D převodník s přímým typem převodu [12]. Referenční napětí se rozdělí na odporovém děliči složeném z  $2+N$  odporů, kde  $N$  udává bitové rozlišení převodníku. Napěťové komparátory porovnávají převáděné napětí s referenčním, které jim vytváří daný odporový dělič. Pokud je  $U_{vst} \geq U_{ref}$  daného komparátoru, provede tento komparátor překlopení úrovně na výstupu. Převodník kódu vyhodnocuje výstupy komparátorů a provádí samotný převod na výstupní datové slovo. Na obr. 2 je vidět blokové schéma tříbitového paralelního A/D. Tento typ A/D převodníku patří mezi nejrychlejší převodníky.



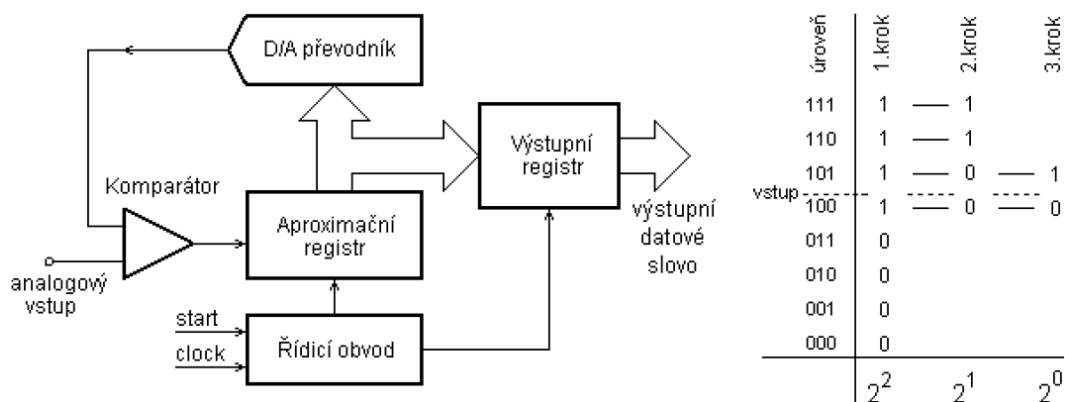
Obr.2 Tříbitový paralelní A/D [12]

### 1.1.2 A/D převodník s postupnou aproximací

Tato architektura [12] je v současné době jednou z nejpoužívanějších a vyrábí se v provedení se spínanými kapacitami. Většina převodníků v MCU se vzorkovací frekvencí v řádech 100 kSPS je právě sigma-delta.

Aproximační registr odhaduje velikost vstupního signálu a generuje výstupní číslicový kód. Na aproximační registr je připojen D/A převodník, který zajišťuje převod odhadovaného slova na analogovou veličinu. Vstupní a odhadované napětí porovnává napěťový komparátor. A pokud je vstupní napětí větší než referenční, pak se v určitých bitech uchovávají logické úrovně. Blokové schéma převodníku a činnost aproximačního registru je vidět na obr. 3.

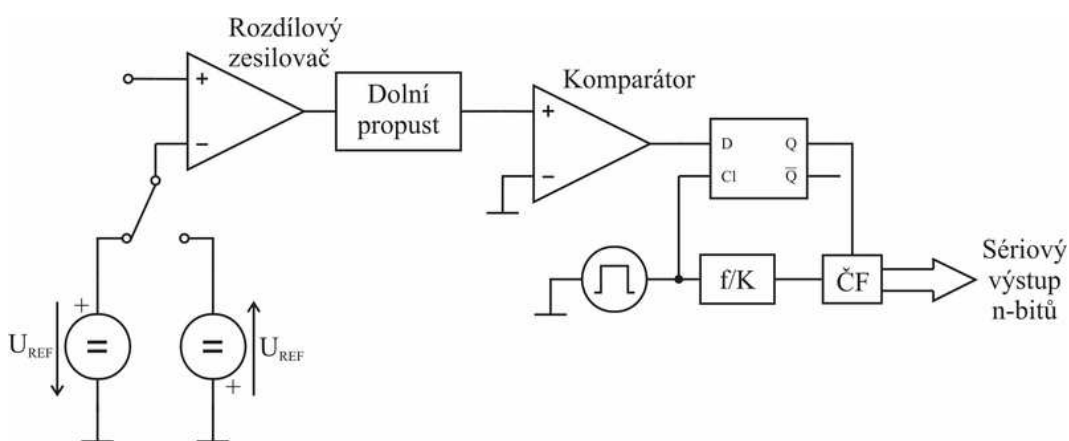
Aproximační registr postupuje metodou půlení intervalů, v prvním kroku nastaví horní polovinu kódového slova. Pokud je vstupní napětí větší než referenční, pak se v dolní polovině nastaví její horní polovina a tak podobně pokračuje dál, tím se zvyšuje úroveň referenčního napětí až na maximum. Pokud by však napětí bylo menší než referenční, nuluje jednotlivé bity daného datového slova v oblasti, kterou předtím nastavil do jedniček. Nevýhodou tohoto převodníku je, že nemá pevnou dobu převodu, ta se totiž mění v závislosti na úrovni vstupního napětí a je přímo úměrná počtu výstupních bitů. Další nevýhodou je potřeba referenčního D/A převodníku a nutnost neměnnosti vstupního napětí po dobu převodu. Výhodou je jednoduchá konstrukce.



Obr.3 Blokové schéma aproximačního A/D převodníku a princip činnosti [12]

### 1.1.3 A/D převodník typu sigma-delta

Jádrem převodníku [11] je sigma-delta modulátor, který převádí vstupní signál na jednobitový digitální signál. Na obr. 4 je znázorněno blokové schéma převodníku skládajícího se z rozdílového zesilovače, který integruje součet vstupního signálu a referenčního napětí, jež mění svoji polaritu v závislosti na výstupu modulátoru. Komparátor generuje výstupní jednobitový signál, jedná se o posloupnost nul a jedniček. Pokud je výsledkem komparace logická jednička, pak by napětí na integrátoru mělo v průběhu komparace kladnou polaritu. Ale pokud je výsledkem komparace logická nula, tak by byla polarita napětí integrátoru záporná. Čím vyšší je hodnota napětí na vstupu, tím více nul nebo jedniček je na výstupu modulátoru v závislosti na polaritě. Pokud však hodnota vstupního napětí bude malá nebo střední, bude počet nul a jedniček zhruba stejný.



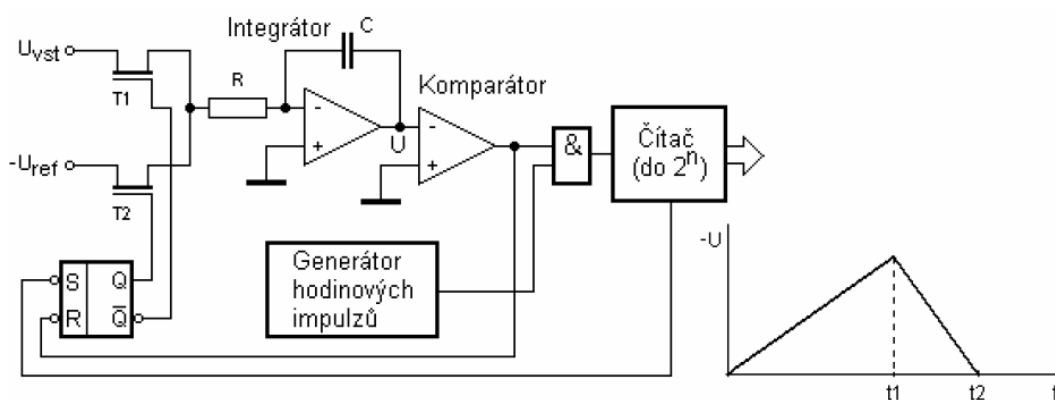
Obr. 4 Blokové schéma sigma-delta modulátoru [11]

Rychlost modulací je dána hodinami komparátoru  $f_k = K \cdot f_s$ , kde  $K$  je koeficientem převzorkování a  $f_s$  je nutná vzorkovací frekvence dle Nyquistova teorému. Aby bylo možné posloupnost nul a jedniček převést na kódové slovo, musí se za modulátor připojit zařízení, které bude výsledky přepočítávat a provádět váhování výsledku. Tuto funkci zastává decimátor, který funguje jako číslicový dolnoproputný filtr. Na principu čítače přepočítává nuly a jedničky a podle rozlišení převodníku je pak třídí na daná výstupní slova. Výhodou je velké rozlišení převodníku, které se pohybuje na hranici 24 bitů, a poměrně jednoduchá konstrukce.

### 1.1.4 Integrační A/D převodník s dvojitou integrací

Je příkladem nepřímého převodníku [12], u kterého je vstupní analogové napětí nejdříve převedeno na dobu trvání určitého elektrického signálu a velikost vstupního napětí je určována podle hodnoty slova v čítači, který je tímto napětím zprostředkovaně řízen. Schéma zapojení tohoto převodníku je na obr. 5. Princip činnosti je následující: A/D převod se uskutečňuje ve dvou fázích – v první fázi, v době od počátku převodu do doby  $t_1$ , je vodivý spínač  $T_1$  a na vstup integračního obvodu je přiváděno kladné vstupní analogové napětí, které se integrátorem integruje na záporné. Protože porovnávací vstup komparátoru je na nulovém napětí, je jeho výstup na hodnotě  $\text{log.}1$  a přes součinné hradlo jsou na vstup čítače přiváděny impulzy z generátoru hodinových impulzů. Po naplnění čítače následující hodinový impulz vyvolá přetečení čítače, který změní stav klopného obvodu RS na vstupu a tím dojde k přepnutí vstupních spínačů. Vodivým je nyní spínač  $T_2$  a na vstup komparátoru je přiváděno záporné referenční napětí  $-U_{\text{ref}}$ . Toto napětí je integrováno během doby mezi časy  $t_1$  a  $t_2$ , přitom  $t_2$  je čas, ve kterém je napětí na výstupu integrátoru nulové, tzn. výstup komparátoru se změní na  $\text{log.}0$ . Tím se uzavře součinné hradlo a čítač přestane čítat impulzy z generátoru hodinového signálu. Lze ukázat, že hodnota v čítači je úměrná známé hodnotě referenčního napětí a neznámé hodnotě vstupního analogového napětí. Dle vztahu (1.1), kde  $n$  je počet bitů čítače a  $N$  je hodnota v čítači v době  $t_2$ .

$$U_{\text{vst}} = U_{\text{ref}} \cdot \frac{N}{2^n} \quad [\text{V}] \quad (1.1)$$



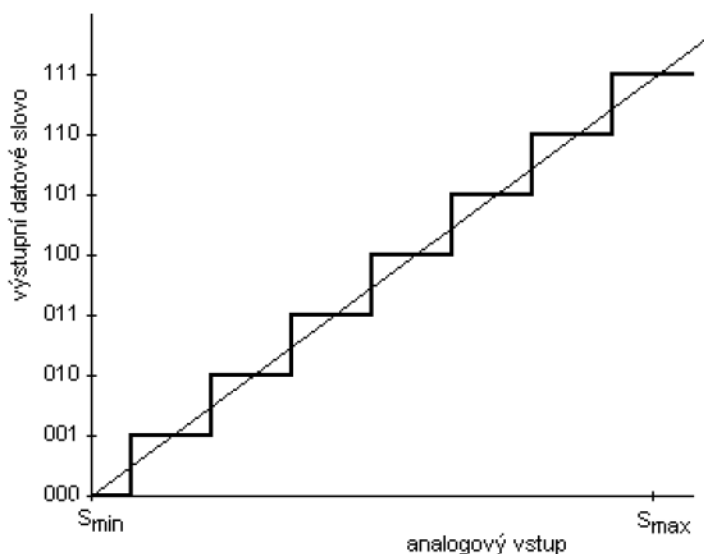
Obr. 5 Princip A/D převodníku s dvojitou integrací [12]

## 2. Parametry AD převodníků

Každý převodník lze charakterizovat celou řadou parametrů. Tyto parametry se dělí na stejnosměrné, jež se týkají deformací převodové charakteristiky, a na střídavé, které se vztahují na střídavé signály.

### 2.1 Převodní charakteristika A/D převodníku

Veškeré převody provádí A/D převodník na základě převodní charakteristiky, která převádí analogové napětí na číselnou hodnotu, tento proces se nazývá kvantování. Na obr.6 je zobrazena převodní charakteristika, kde se na osu  $x$  vynáší hodnota analogového napětí na vstupu a na osu  $y$  výstupní datové slovo.



Obr. 6 Převodní charakteristika A/D převodníku [12]

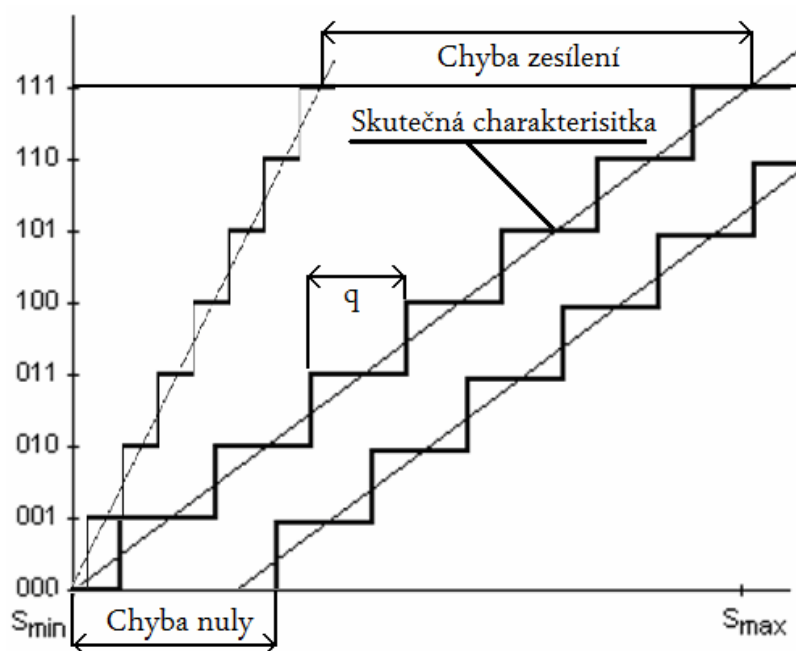
Ideální charakteristikou je přímka, která prochází středem grafu a odpovídala by převodníku s nekonečně velkým rozlišením. Schodovitá charakteristika odpovídá reálnému převodníku a počet úrovní na ose  $y$  je dán vztahem 2.1, kde  $N$  je rozlišení převodníku a  $FS$  je počet slov převodníku

$$FS = 2^N \quad [-] \quad (2.1)$$

### 2.1.1 Chyby převodní charakteristiky

Na obr.7 jsou vidět tři hlavní chyby převodních charakteristik [1]. Chyba nuly je způsobena posunem počátku převodní charakteristiky, celková charakteristika je potom o daný posuv kratší nebo delší. Tyto chyby nejsou větší než  $4LSB$  [19] [20].

Chyba zesílení je způsobená vychýlením reálné převodní charakteristiky o určitý úhel. Pokud se porovná signál převedený pomocí ideální a reálné charakteristiky, je vidět, že se v závislosti na kladném či záporném vychýlení mění odpovídající analogová hodnota, tak jakoby byla zesílena.



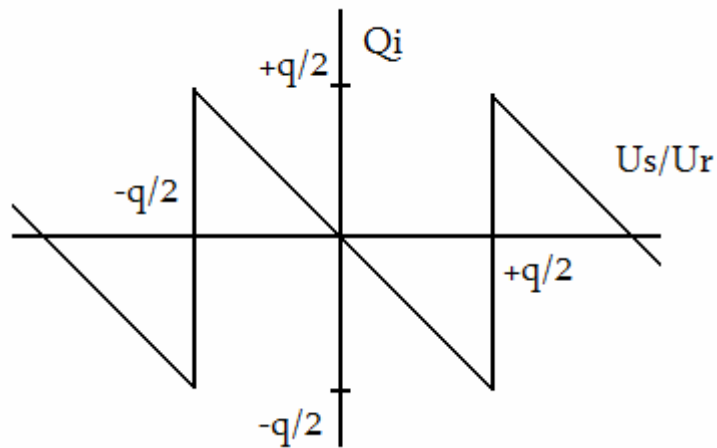
Obr. 7 Chyby převodní charakteristiky [1]

Kvantovací chyba  $q$  je zobrazena na obr. 7, je dána rozlišením převodníku a pohybuje se v řádech kvantovacích úrovní LSB. Kde 1 LSB je dáno vztahem (2.2), kde  $U_m$  je maximální napětí na vstupu.

$$LSB = U_m \cdot \frac{1}{FS} \text{ [mV]} \quad (2.2)$$

Vše vychází z charakteristiky ideálního převodníku, kde je převodovou charakteristikou přímka. Po přiložení skutečné a ideální charakteristiky je vidět, jak se chyba mění v závislosti na převáděném napětí a kvantovací úrovni. Je vidět, že se mění v rozmezí  $\pm q/2$ . Kvantovací chyba  $q$  způsobuje kvantovací šum, jehož efektivní hodnota  $N_{RMS}$  je dána podle vztahu (2.2), kde  $U_m$  je maximální napětí.

$$N_{RMS} = \frac{q \cdot U_m}{\sqrt{12}} \text{ [V]} \quad (2.2)$$



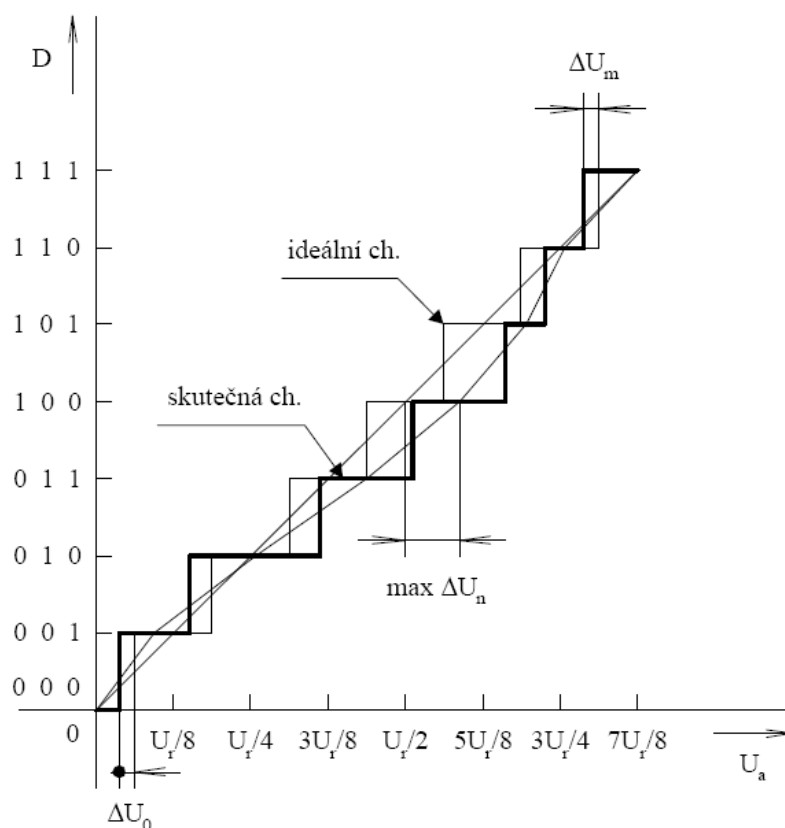
Obr. 8 Kvantovací chyba ideálního A/D převodníku



## 2.2 Stejnoseměrné parametry

### 2.2.1 INL– integrální nelinearita

V ideálním případě by měly být středy všech kvantovacích úrovní rozloženy ve stejných vzdálenostech na přímce [2], ale u skutečného převodníku jsou středy kvantovacích úrovní vychýleny mimo tuto ideální přímku a skutečná charakteristika je potom tvarově deformována, což je vidět na obr. 9. Parametr  $INL_j$  vyjadřuje velikost vychýlení určitého středu kvantovací úrovně s pořadovým číslem  $j$  od ideální převodové charakteristiky. Pokud tedy porovnáme obě charakteristiky, potom lze s určitostí říci, že skutečná charakteristika není lineární. Hlavní dopad této chyby je především ve zkreslení amplitudy vzorkovaného signálu. Takovýto signál je potom značně zkreslen a vytvářejí se na něm intermodulační produkty druhého, třetího a vyšších řádů. V závislosti na změnách vstupního napětí se mění také intermodulační složka.



Obr. 9 Integrální nelinearita [9]

[9] Z této charakteristiky pro integrální nelinearitu na obr. 8 lze určit chybu nuly (2.3), chybu zesílení (2.4) a INL (2.5).

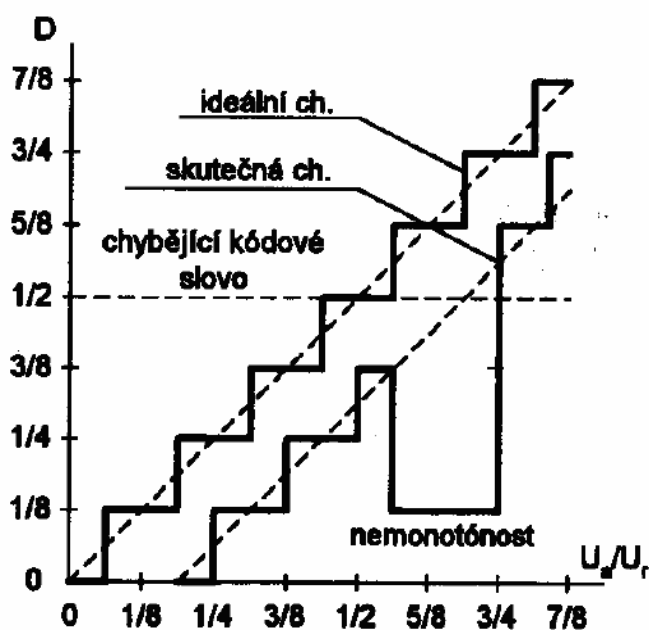
$$\varepsilon_0 = \frac{\Delta U_0}{U_r} \quad (2.3), \quad \varepsilon_m = \frac{\Delta U_m - \Delta U_0}{U_r} \quad (2.4), \quad INL = \frac{\max \Delta U_n}{U_r} \quad (2.5)$$

### 2.2.2 DNL – Diferenciální nelinearita

[2] Další velmi významnou chybou převodové charakteristiky je rozdílná šířka kvantovacích úrovní, v ideálním případě by měla být u všech úrovní stejná. Ve skutečnosti je však šířka jednotlivých kvantovacích úrovní odlišná. Podobně jako u *INL* lze i tady určit chybu dané úrovně a to podle následujícího vztahu (2.6).

$$DNL_j = \frac{q_j}{q} - 1 \quad [\text{LSB}] \quad (2.6)$$

Průměrné DNL u 12 bitového převodníku se pohybuje okolo  $\pm 1\text{LSB}$  [19] [20]. Diferenciální nelinearita způsobuje vychýlení středů ostatních úrovní, způsobuje tím chybu *INL* a nepřítomnost celých slov, která je způsobena chybějícími úrovněmi. Například pokud bude šířka pátého slova  $4\text{LSB}$ , musí zákonitě vytlačit ostatní úrovně z rozsahu převodníku, pokud budou mít správnou šířku. Dokonce se může stát, že šířka určité úrovně bude nulová, v tom případě chybí jedno celé slovo. Tomuto jevu se říká nemonotónnost A/D převodníku a snižuje jeho skutečné rozlišení. Výrobci většinou udávají nemonotónnost A/D převodníku. Hodnota *DNL* většinou v katalogích udává maximální diferenciální chybu převodníku. Pokud se tedy podíváme na graf skutečné kvantovací chyby, tak vidíme, že se v určitých místech vychýlí a je větší než  $\pm q/2$ . Diferenciální nelinearita je tak zdrojem většiny nelineárních chyb, kterými jsou chybějící slova, *INL*, *SNR*, nemonotónnost a další. Podstatné je, kde se dané chyby nacházejí, to má vliv na převáděnou amplitudu tak, že se každá její část převede jinak. Může dojít k zesílení určitých hodnot a jinde zase k zeslabení. Taková křivka je potom značně deformovaná. Výrobci se proto snaží o to, aby byly diferenciální nelinearity rozloženy rovnoměrně. Na obr. 10 je vidět *DNL* na převodní charakteristice.



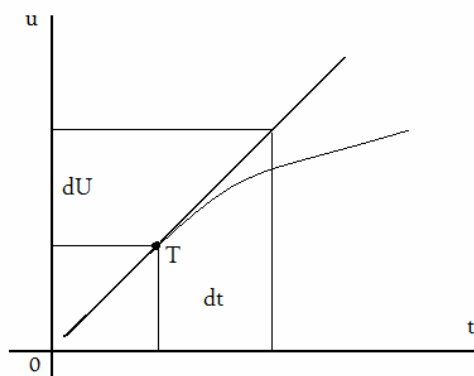
Obr. 10 Diferenciální nelinearita [10]

### 2.3 Střídavé parametry

Doba odběru vzorku  $T_a$  (aperture time) [12] způsobuje při vzorkování časově proměnného signálu s časovou změnou  $du/dt$  chybu, která je vidět dle vztahu (2.12) na obr. 11. Při vstupním sinusovém signálu převodníku o rozkmitu  $U_m$  má tato chyba maximální hodnotu (2.13).

$$dU_a = \frac{du}{dt} \cdot T_a \quad [\text{V/s}] \quad (2.12)$$

$$dU_a = U_m \cdot \pi \cdot f_m \cdot T_a \quad [\text{V/s}] \quad (2.13)$$



Obr. 11 Chyba odebrání vzorku [1]

Má-li být chyba odebrání vzorku menší nebo rovna, než je kvantovací chyba n-bitového A/D převodníku, pak je maximální frekvence vstupního signálu omezena podmínkou (2.14).

$$f_m \leq \frac{2^{-n}}{\pi \cdot T_a} \text{ [Hz]} \quad (2.14)$$

Má-li být vzorkován sinusový signál o frekvenci  $f=1\text{kHz}$ , jehož rozkmit je shodný s rozsahem 8-bitového A/D převodníku, je nutno použít převodník s dobou odběru vzorku menší než  $1,2\mu\text{s}$ . Tuto chybu lze sice eliminovat zavedením předstihu do řídicího obvodu vzorkovací jednotky, zůstává však neodstranitelná chyba vzorkování, která je způsobena nejistotou doby odebrání vzorku (aperture jitter). Tato chyba je vždy o několik řádů menší než chyba způsobená dobou odebrání vzorku.

Frekvenční rozsah vstupního signálu (input frequency bandwidth) A/D převodníku se udává frekvencí, při které klesne dynamický rozsah převodníku předem zvolenou hodnotou, např. o 3dB.

Vzorkovací frekvence (sampling frequency) je frekvence, kterou je vzorkován vstupní signál. Vzhledem k Nyquistovu vzorkovacímu teorému je nutno volit tuto frekvenci minimálně dvojnásobnou vzhledem k mezní frekvenci vstupního signálu.

Doba převodu (conversion time) [1] je doba, která je potřebná k uskutečnění převodu vzorku vstupního signálu do číslicového tvaru včetně zápisu do registru. Pokud není užito principu sdílení času (pipelineing), který umožňuje v jednom časovém okamžiku provádět současně několik operací převodu najednou s následujícími vzorky signálu, je doba převodu určena převrácenou hodnotou vzorkovací frekvence.

### 2.3.1 SNR, ENOB, DN

Parametr SNR vyjadřuje odstup signál/šum (signal to noise ratio)  $n$ -bitového A/D převodníku. Jedná se o poměr (2.9) vstupního napětí  $U_{\sin ef}$  (2.7) a kvantovacího šumu (2.8). Například ideální 8bitový A/D převodník má  $SNR_i = 49,9\text{dB}$ . Skutečný převodník má SNR vždy menší, než ideální převodník z důvodu zvětšení kvantovací chyby.

$$U_{\sin ef} = \frac{U_m}{2\sqrt{2}} \text{ [V]} \quad (2.7), \quad U_q = \frac{q}{\sqrt{12}} \cdot U_m \text{ [V]} \quad (2.8)$$

$$SNR_i = 20 \log \frac{U_{\sin ef}}{U_q} = 6,02n + 1,76 \text{ [dB]} \quad (2.9)$$

Efektivní počet bitů (ENOB) je vždy menší, než jmenovitý počet bitů a je dán právě velikostí SNR dle vztahu (2.10). Efektivní počet bitů je vždy menší než jmenovitý počet bitů.

$$ENOB = n_{ef} = \frac{SNR - 1,76}{6,02} \text{ [bitů]} \quad (2.10)$$

Dynamický rozsah převodníku DB (dynamic bandwidth) je definovaný rozlišitelností převodníku podle vztahu (2.11) a určuje ideální, případně efektivní rozlišitelnost převodníku. Ideální 8-bitový A/D převodník má  $DB=48,2 \text{ dB}$ . [1]

$$DN = 20 \cdot \log 2^n = 6n \text{ [V}^2\text{]} \quad (2.11)$$

### 2.3.2 THD – Harmonické zkreslení

Jedná se o nelineární zkreslení [2], někdy také zvané tvarové, které popisuje jev, kdy se k původnímu vzorkovanému signálu přidávají další harmonické signály. Z amplitud známých harmonických kmitočtů se spočítá dané tvarové zkreslení THD dle vztahu (2.15), kde  $A_1$  je amplituda první harmonické, ostatní jsou amplitudy dalších harmonických.

$$THD = \sqrt{\left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2 + \left(\frac{A_3}{A_1}\right)^2 + \left(\frac{A_4}{A_1}\right)^2 + \left(\frac{A_5}{A_1}\right)^2 + \dots} \quad [\%] \quad (2.15)$$

Toto zkreslení se obvykle uvádí v %, nebo také v  $dBc$  (decibely pod nosnou). Velikost  $THD$  roste se zesílením celého měřicího systému. Přibalené harmonické jsou tedy většinou buď produktem vstupního signálu nebo vzorkovacího kmitočtu a opakují se ve frekvenčních pásmech  $\pm k.Fv$  pro produkty vzorkovacího kmitočtu a  $\pm n.Fa$  pro produkty vzorkovaného signálu. Harmonické zkreslení je určeno pro signál pohybující se v plném rozsahu převodníku FSR. Maximální pokles tohoto signálu by neměl být větší než 1 dB pod  $FSR$ . Pro menší rozsahy se měření provádět nesmí, protože některé harmonické složky mohou být výrazně amplitudově potlačeny. Totální harmonické zkreslení plus šum je parametrem, kdy se k rušivým harmonickým přičte šumová složka daného frekvenčního pásma. Pro pásmo od 0 do  $f_v/2$  je  $THD+N$  rovno parametru  $SINAD$ .

### 2.3.3 SINAD

Tento parametr [2] vyjadřuje součet poměru signál-šum s harmonickým zkreslením *THD*. Je určen poměrem rozptylu vstupního signálu k odmocnině součtu čtverců všech ostatních spektrálních složek včetně harmonických mimo stejnosměrné složky. Tento parametr obsahuje všechny zkreslující složky a je dobrým indikátorem přes celý dynamický rozsah *A/D* převodníku. Vynáší se jako funkce vstupního kmitočtu. Tento parametr se od parametru *SNR* odlišuje tím, že se vypočítává z amplitud prvních pěti harmonických, které jsou dominantní. Mnoho výrobců si však s těmito parametry hlavu neláme, a proto se často zaměňují, jejich rozdíl není příliš velký. Stejně jako *SNR* se dá použít pro výpočet *ENOB*.

### 2.3.4 IMD – Intermodulační zkreslení

Toto zkreslení [2] je přímým následkem harmonického zkreslení, vzniká za přítomnosti určitých tónů a je součtem a rozdílem mnoha parazitních tónů. Toto zkreslení je patrné i v případě, že tvarové harmonické zkreslení je příliš malé. Toto zkreslení se také vyjadřuje v procentech, nebo v *dBc* (decibelech pod nosnou). Pokud bude převodník použit například k navzorkování modulovaného signálu, kterým je například *OFDM*, objevuje se tu jiný druh *IMD* se stejnými následky.

Dvojtónové intermodulační zkreslení není primárně způsobeno harmonickým zkreslením, ale tím, že se na vstup převodníku přivede dva a více signálů s odlišnými frekvencemi. Například u modulace *OFDM*, která obsahuje dva nosné kmitočty od sebe nepříliš vzdálené. Vzniklé parazitní signály se objevují ve spektru na frekvencích, které jsou násobky součtů a rozdílů obou nosných kmitočtů. Dle vztahu (2.16) se určí hodnota intermodulačního zkreslení.  $A_{f12}$  představuje amplitudu signálu vzniklého součtem nebo rozdílem parazitních kmitočtů.  $A_{f1}$  a  $A_{f2}$  jsou amplitudy vstupních signálů.

$$IMD = 100 \cdot \left| \frac{A_{f12}}{\sqrt{A_{f1} \cdot A_{f2}}} \right| [\%] \quad (2.16)$$

### 2.3.5 SFDR

Tento parametr [2] vyjadřuje poměr rozptylu vstupního signálu k rozptylu všech parazitních (falešných) obrazů v první Nyquistově zóně. Využití parametru je především u směšovačů, vyjadřuje se v  $dBc$  (decibely pod nosnou) vůči základní harmonické na vstupu nebo v  $dBV$  ( $dBFSR$ ) vůči celému rozsahu A/D převodníku. Většinou jedna z prvních několika harmonických určuje špičku spektrální čáry pro plný rozsah převodníku nebo vstupního signálu. Diferenciální nelinearita způsobuje objevení dalších špiček, které ale nejsou harmonickými, ale následky rozdílné šířky kvantovacích úrovní převodové charakteristiky. Většinou je snaha, aby tento poměr dosahoval nějaké určité konkrétní hodnoty v celém rozsahu první nyquistovy zóny. V katalogových listech se většinou hodnota  $dBV$  pro celý rozsah převodníku pohybuje nad hodnotou  $dBc$ , tato hodnota bývá výše a křivka se tak zdá, že má lepší parametry vůči teoretické hodnotě. To je však způsobeno rozdílným měřením šumu a harmonických špiček. Daný signál se navzorkuje a prochází přes úzkopásmovou propust o šířce pásma  $Fv/N$ , kde  $N$  je počet bodů  $FFT$ , potom se daný výsledek přehodnotí pomocí  $FFT$  (rychlá fourierova transformace), dojde k rovnoměrnému rozložení spektra šumu v celé zóně. Jeho naměřený výkon v celém spektru se pak zdá nižší. Tento pokles šumového výkonu se nazývá procesním ziskem  $FFT$ , teoretické pozadí šumu je tak posunuto o hodnotu  $10\log_{10}(N/2)$   $dB$  níže. Zvyšováním rozlišení na A/D převodníku se bude zvyšovat SNR, ale neznamená to, že se bude zvyšovat  $SFDR$ .

### 2.3.6 NPR – Šumový výkonový poměr

Pro systémy s frekvenčním dělením ( $FDM$ ) se poměr  $NPR$  [2] využívá pro rozšiřující měření přenosových charakteristik. Měření probíhá na přijímací straně se zádržným filtrem a bez něj. Měření může probíhat bez A/D, kde se testuje samotná přenosová cesta a na konci je přijímač, který vyhodnotí daný signál. Při měření s A/D je na výstupu připojen  $MCU$ , který provádí  $FFT$  vyhodnocení signálu.  $NPR$  se obvykle zobrazuje jako křivka závislosti na úrovni vstupního šumu v daných měřených systémech. Pro velmi malé úrovně šumu je v nečíslicových obvodech primárně šum termický a je nezávislý na vstupní úrovni šumu. Zvětšením vstupního šumu o  $1dB$  se tak zvýší poměr  $NPR$  o  $1dB$  na výstupu. Při stálém zvyšování úrovně šumu se zesilovač v měřeném systému



přeplní a dojde k vytvoření intermodulačních produktů, které způsobují šumové pozadí systému. Je-li vstupní šum i nadále zvětšován, stanou se tyto jevy dominantní a NPR se dramaticky snižuje. Systémy *FDH* pak obvykle pracují s úrovní šumu několik dB pod maximem *NPR*. V systémech s A/D převodníky je šum v patě zádržného filtru primárně určen kvantizačním šumem. Parametr hlavně říká, jak velký může být vstupní šum, aby A/D fungoval.

### 3. Metody testování A/D převodníků

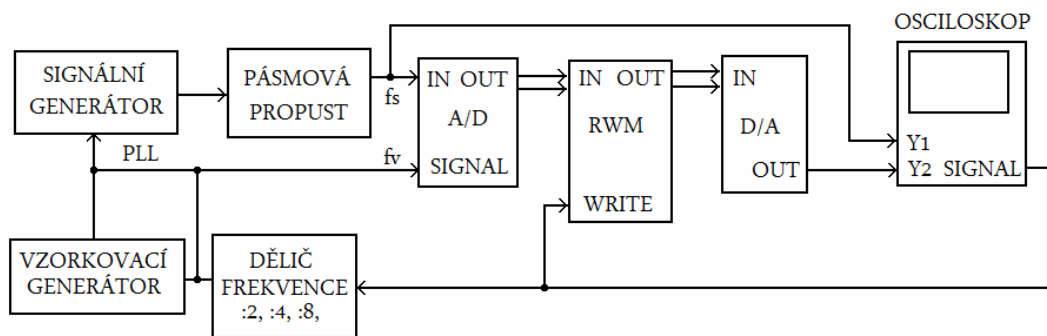
Všechny tyto metody jsou citovány z pramene [1].

#### 3.1 Přímé metody měření parametrů A/D převodníků

Přímé metody využívají pro rekonstrukci vstupního signálu měřeného A/D převodníku rekonstrukční D/A převodník, jehož přesnost a rychlost musí být alespoň o jeden řád vyšší, než jsou parametry měřeného A/D převodníku.

##### 3.1.1 Rekonstrukční test

Využívá pro rekonstrukci z měřeného A/D převodníku D/A převodník, jehož rozlišitelnost je shodná s rozlišitelností A/D převodníku. Při tomto testu je rekonstruovaný signál znázorněn v celém rozsahu osciloskopem. Na obr. 12 je vidět blokové schéma testovacího zařízení pro rekonstrukční test. Testovacím signálem je většinou sinusový signál, jehož rušivé harmonické jsou filtrovány pásmovou propustí. Frekvence vzorkovaného signálu a vzorkovací frekvence by měly být konstantní, ale nejsou, a proto je frekvence vstupního signálu synchronizována se vzorkovacím kmitočtem fázovým závěsem PLL (phase locked loop). Použití pamětí *RWM* pro zápis dat z testovaného převodníku s frekvencemi  $f_v/N$ ,  $N=1,2,\dots$  umožňuje testovat rychlé A/D převodníky stroboskopickými metodami s menšími nároky na rychlost rekonstrukčního D/A převodníku. Nejčastěji se užívá záznějový nebo obálkový test.

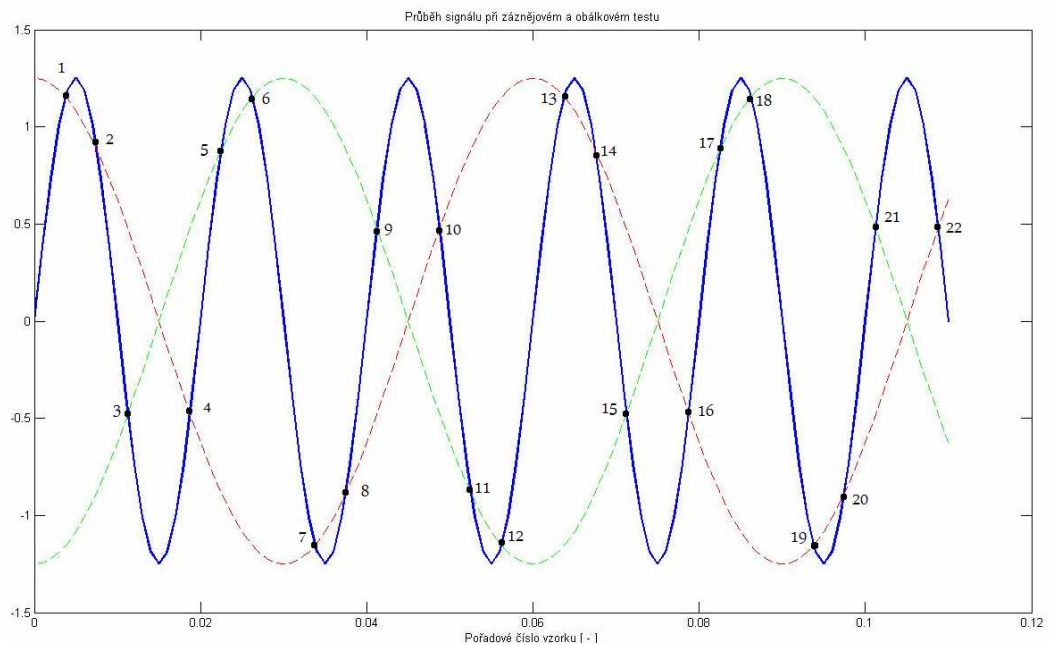


Obr. 12 Blokové schéma měřicího pracoviště pro rekonstrukční test

Při zázňjovém testu je frekvence rekonstruovaného signálu  $f_r$  dána rozdílem frekvence vstupního signálu  $f_s$  a vzorkovací frekvence  $f_v$  dle (3.1).

$$f_r = f_s - f_v \quad [\text{Hz}] \quad (3.1)$$

Rekonstruovaný signál je potom tvořen body 1,3,5,7,9 a dalšími lichými, což je vidět na obr. 13.



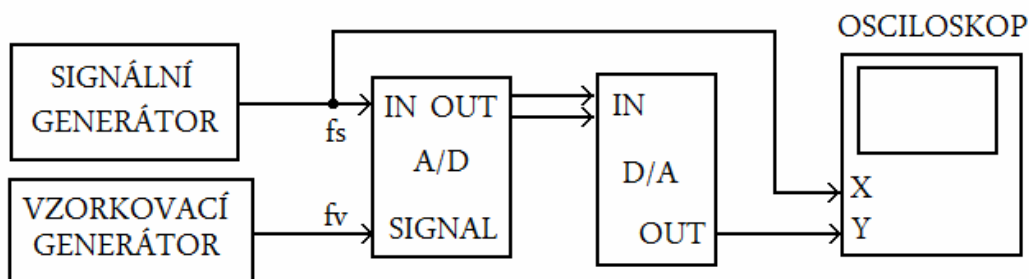
Obr. 13 Průběh signálu při zázňjovém a obálkovém testu

Při obálkovém testu je vzorkovací frekvence dvojnásobná, než při záznějovém testu a frekvence rekonstruovaného signálu je dána vztahem (3.2). Rekonstruovaný signál je tvořen dvěma průběhy 1,2,4,7,8,10,13,14,16... a 3,5,6,9,11,12,15,17,18,21... , což je opět vidět na obr. 13.

$$f_r = \frac{f_v}{2} - f_s \quad [\text{Hz}] \quad (3.2)$$

### 3.1.2 Znázornění převodní charakteristiky a kvantovací chyby

Znázornění převodní charakteristiky se provádí pomocí pilového či trojúhelníkového vstupního signálu, který musí mít dostatečné rozlišení na to, aby vystihl detaily převodní charakteristiky. Takovýto signál lze vytvořit například pomocí střídavého generátoru, ale je nutné zvážit rozlišení tohoto signálu, pokud se bude testovat převodník s malým rozlišením. Rozlišení pilového signálu by mělo být alespoň stejné, optimální rozlišení je o 4 řády vyšší. Navíc by měla být strmost taková, aby měřený A/D převodník stíhal navzorkovat všechny úrovně pily. Při měření převodníků s větším rozlišením se proto pro vytvoření pilového signálu používá D/A převodník s bitovým rozlišením minimálně o čtyři řády vyšším. Vše je vidět na obr. 14. Je také nutné, aby byl tento převodník co nejrychlejší a byl schopen generovat změny rychleji než A/D.

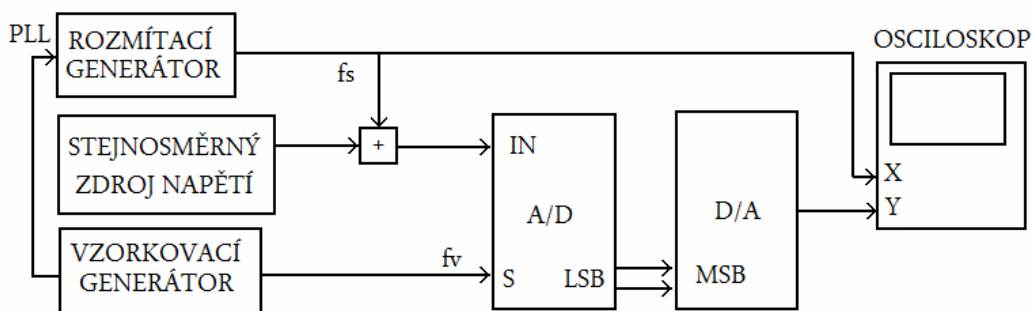


Obr. 14 Zapojení pro měření převodní charakteristiky

Znázornění kvantovací chyby se provádí pomocí rozdílu vstupního a výstupního signálu, měla by být vidět křivka kvantovací chyby, v místech kde dochází k diferenciálním nelinearitám, by měla být kvantovací chyba větší než 1 LSB. V ideálním případě se jedná o pilu s výškou zubu  $1LSB$ , ve skutečnosti by se měla kvantovací chyba pohybovat v rozmezí  $\pm 1LSB$  [19] [20]. Čím bude větší rozlišení vstupního signálu, tím přesnější křivku kvantovací chyby bude možné vidět na výstupu osciloskopu. Velkou nevýhodou pozorování na stroboskopickém osciloskopu je omezená rozlišitelnost zobrazení určená rozměrem stínítka osciloskopu, a proto je mnohem vhodnější používat ke zobrazení výsledku počítač, kde je možné si chybu zvětšit dle libosti.

### 3.1.3 Rozmítací test

Je vhodný pro detailní zobrazení části převodní charakteristiky převodníku. Střed testované části převodní charakteristiky je určen napětím stejnosměrného zdroje napětí a rozsah sledované části převodní charakteristiky je určen rozkmitem napětí rozmítacího generátoru obr. 15. Pro rekonstrukci části převodní charakteristiky se obvykle používají 2 bity A/D převodníku s nejnižšími vahami, které jsou propojeny se dvěma bity D/A převodníku s nejvyššími vahami. Tato metoda je vhodná pro určení detailů převodní charakteristiky A/D převodníků s vyšší rozlišitelností. Pomocí metody lze určit rozdílné hodnoty kvantovacích úrovní, chybějící kódová slova, hysterezi a nestabilitu kvantovacích úrovní.



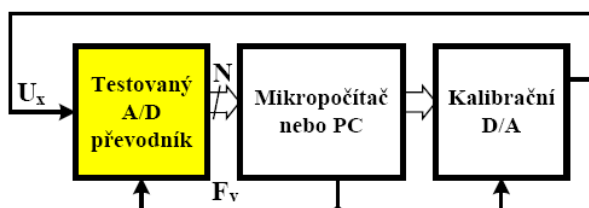
Obr. 15 Zapojení pro rozmítací test

### 3.2 Nepřímé metody měření parametrů A/D převodníků

Nepřímé metody určují parametry A/D převodníku výpočtem z parametrů výstupního signálu převodníku, jehož vstup je buzen signálem zaručených vlastností. Tyto metody užívají prostředků matematického zpracování výstupních číslicových signálů měřeného A/D převodníku. Nepřímé metody dělíme na statické a dynamické.

#### 3.2.1 Statické nepřímé metody

Metoda s kalibračním D/A převodníkem obr. 16 pracuje s velmi přesným D/A převodníkem, jehož úkolem je generovat signál pro měřený A/D převodník. Počítač nebo rovnou MCU generuje číslicové signály pro daný D/A převodník. Rozlišení D/A by mělo být minimálně o 4 bity vyšší než rozlišení testovaného A/D. Pomocí dostatečně rychlého D/A je možné vytvořit prakticky jakýkoliv signál, který je nutný k určení některého z mnoha parametrů A/D. Vyhodnocovací zařízení, tedy kromě toho, že generuje testovací signál, rovnou porovnává tento signál s číslicovým signálem získaným od A/D převodníku. Nejčastěji se používá toto zapojení k měření převodní charakteristiky, kdy se generuje testovací signál ve tvaru pily nebo trojúhelníku s dostatečnou strmostí a rozlišením. Kalibrační D/A by měl být minimálně stejně rychlý nebo o mnoho rychlejší než testovaný A/D. Z hodnot změn napětí rekonstruuje řídicí obvod statickou převodní charakteristiku. U A/D s větším rozlišením je nutno na místě D/A převodníku použít napěťový zesilovač s odpovídající přesností a stabilitou.



Obr. 16 Metoda s kalibračním D/A převodníkem

Zpětnovazební vyrovnávací metoda využívá pro generaci měřicího signálu aktivní invertující integrátor, tvořený operačním zesilovačem s nízkým driftem a vysokým zesílením, jehož polarita časové změny výstupního napětí je určena stavem číslicového komparátoru, vyhodnocujícího číslicový signál  $Da$  testovaného A/D převodníku s číslicovým signálem  $Db$ , který je generovaný přes MCU. Je-li  $Da > Db$ , pak je vstup integrátoru připojen na kladné referenční napětí a výstupní napětí integrátoru klesá. Tím se zmenšuje hodnota  $Da$  do té doby, než je  $Da < Db$ . Pak se integruje záporné referenční napětí a výstupní napětí integrátoru stoupá. V ustáleném stavu se výstupní napětí integrátoru pohybuje v rozsahu a číslicový voltmetr, měřící střední hodnotu tohoto pilového napětí, určuje napětí odpovídající středu kvantovacího kroku, příslušejícího zadanému kódovému slovu  $Db$ . Tato metoda je vhodná pro A/D převodníky s vysokou rozlišitelností, například integrační.

### 3.2.2 Dynamické nepřímé metody

Využívají metod zpracování signálu v časové, frekvenční a amplitudové oblasti. Všechny tyto metody vyžadují zápis velkého množství dat z A/D převodníku do rychlé paměti RWM a nutnost jejich následného zpracování mikropočítačem. Většinou se provádí synchronizace se vzorkovacím signálem, podobně jako u stroboskopických přímých metod, což se používá pro zjednodušení zpracujících algoritmů.

Metoda nejlépe proložené sinusovky je založena na předpokladu dostatečného množství získaných vzorků z A/D převodníku při vzorkování sinusovky a splnění podmínky, že rekonstruovaný signál z A/D převodníku, který tvoří body rekonstruované sinusovky, se v kvadrátech odchylek vstupního a rekonstruovaného signálu liší minimálně. Bude-li odebráno určité množství vzorku ve stejném časovém rozmezí, pak z nich lze metodou nejmenších čtverců rekonstruovat sinusový signál ve tvaru (3.3)

$$x(t) = X \cdot \sin(\omega t + \varphi) = A \cdot \cos(\Omega t) + B \sin(\Omega t) + C \quad [\text{V}] \quad (3.3)$$

Kde (3.4) je amplituda rekonstruovaného signálu, C je stejnosměrná složka rekonstruovaného signálu, a  $\varphi$  je fázový posuv mezi původním a rekonstruovaným signálem. Pro každou dvojici  $x_i$  a  $y_i$  lze určit směrodatnou odchylku (3.5).

$$X = \sqrt{A^2 + B^2} \quad [\text{V}] \quad (3.4) \quad \varepsilon_i = y_i - x_i \quad (3.5)$$

Pomocí metody nejmenších čtverců se chyba rekonstrukce určí jako průměr všech směrodatných odchylek (3.6). Protože lze tuto chybu považovat za kvantovací chybu měřeného A/D převodníku, potom se podle výsledné chyby rekonstrukce E určí počet efektivních bitů (3.7).

$$E = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \varepsilon_i^2} \quad [-] \quad (3.6) \quad n_{ef} = n - \log_2 \left( \sqrt{12} \cdot \frac{E}{q} \right) \quad [\text{bitů}] \quad (3.7)$$

Kde  $n$  je jmenovitý počet bitů A/D převodníku a (3.8) je normovaná hodnota kvantovacího šumu ideálního A/D převodníku. Pokud je odebrán dostatečný počet vzorků, jde lehce určit průběh dané sinusovky, v opačném případě se používají různé iterační metody pro určení správného průběhu z malého množství vzorků.

$$\frac{q}{\sqrt{12}} \quad [-] \quad (3.8) \quad SNR = 6,02n + 1,76 + 10 \log \frac{N}{2} \quad [\text{dB}] \quad (3.9)$$

Metoda frekvenční analýzy (FFT Fast Fourier Transform Test) používá algoritmu rychlé Fourierovy transformace, který je odvozen z DFT (Discrete Fourier Transform), k určení amplitud vyšších harmonických z navzorkovaného číslicového signálu. Při praktickém využití metody se používá koherentní vzorkování, při kterém se z jedné nebo více period signálu odebírá N vzorků v mocninách dvou, což potlačuje nutnost použití časových okének (Blackman-Harris) pro potlačení rozmazávání frekvenčního spektra. V tomto případě je

měřený odstup signál/šum určen vztahem (3.9). Není-li splněna podmínka koherentnosti vzorkování, pak je nutné použít tzv. okénkování (windowing).

Například měřitelný odstup signál/šum je při použití Blackman-Harrisova okna (3.10)

$$SNR = 6,02n + 10 \cdot \log \frac{3N}{2\pi} \text{ [dB]} \quad (3.10)$$

Například při testování A/D převodníku s rozlišitelností 8 bitů a při počtu odebraných vzorků  $N=1024$  je  $SNR=77\text{dB}$ . Výsledkem této metody je určení frekvenčního spektra. Z amplitud vyšších harmonických lze určit odstup signál/šum skutečného A/D převodníku dle vztahu (3.11).

$$SNR = 20 \log \frac{U_{ef1}}{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_{ef1}^2}} \text{ [dB]} \quad (3.11)$$

Hodnota SNR je převrácenou hodnotou činitele harmonického zkreslení THD. Obě dvě metody jsou vhodné pro určení integrálních parametrů měřeného A/D převodníku. Nejsou však schopny určit diferenciální nelinearitu převodní charakteristiky, případně chybějící slova.

Metoda měření četnosti výskytu kódových slov (histogram test) pracuje s odběrem velkého počtu vzorků (milion a více) a provádí statistický výpočet četnosti výskytu kódových slov na výstupu měřeného A/D převodníku. Na histogram kódových slov má hlavní vliv diferenciální nelinearita na převodní charakteristice. Za předpokladu odebrání velkého počtu vzorků lze pro každé slovo určit relativní četnost výskytu daného slova (3.13), kde  $p_j$  je pravděpodobnost výskytu  $j$ -tého kódového slova v daném souboru a  $z$  je celkový počet vzorků odebraných slov. Je-li vstup A/D převodníku buzen sinusovým signálem o rozkmitu rozsahu převodníku  $U_m$ , pak relativní četnost výskytu kódových slov  $n$ -bitového ideálního A/D má tvar (3.12).



$$p_j = \frac{1}{p_i} \left( \arcsin \frac{1-2^{j'}}{2^{j'}} - \arcsin \frac{j-1-2^{j'}}{2^{j'}} \right) \quad (3.12) \quad h_j = \frac{p_j}{z} \quad (3.13)$$

Diferenciální nelinearita DNL<sub>j</sub> j-tého kódového slova se pak určí dle vztahu DNL<sub>j</sub> = p<sub>j</sub> – 1. Podobně se dá určit i integrální nelinearita vztahem (3.14)

$$INL_j = \sum_{k=1}^j DNL_k \quad [\%] \quad (3.14) \quad SNR = SNR_i - DSNR \quad [\text{dB}] \quad (3.15)$$

Odstup signal šum SNR (3.15) měřeného A/D převodníku lze pak vyjádřit jako rozdíl SNR<sub>i</sub> ideálního převodníku a rozdílového odstupe DSNR. Rozdílový odstup DSNR (3.16) vyjadřující vliv nelinearit převodní charakteristiky měřeného A/D převodníku lze přibližně vyjádřit pomocí integrální nelinearity. Metoda umožňuje určit diferenciální a integrální nelinearitu každého kódového slova, není schopna určit nemonotónnost převodní charakteristiky.

$$DSNR = 10 \log \left( 1 + \frac{12}{n} \sum_{i=1}^{n-1} INL_i^2 \right) \quad [\text{dB}] \quad (3.16)$$

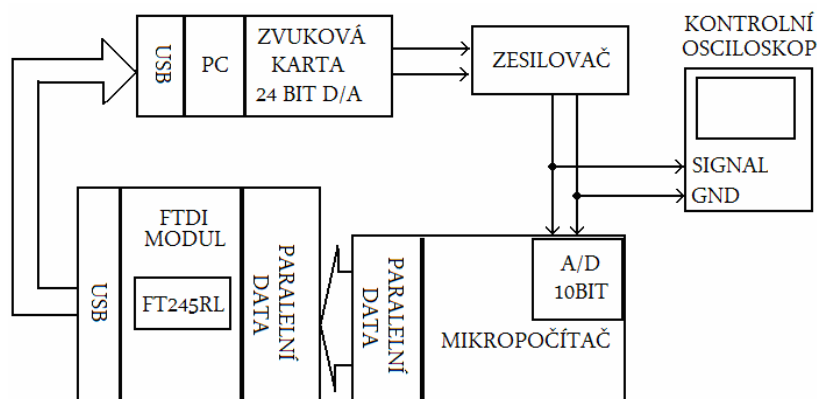
Statistický test vlastního šumu převodníku ( noise histogram test) je variantou histogramového testu, při kterém je vstup A/D převodníku připojen ke konstantnímu signálu a je měřena četnost výskytu kódových slov. Při výběru dostatečně velkého počtu vzorků má histogram kódových slov normální Gaussovské rozložení, z kterého lze určit vlastní šum převodníku. Souvislost mezi efektivním počtem bitů ENOB a efektivní hodnotou kvantovacího šumu testovaného A/D převodníku  $\sigma_s$  lze vyjádřit vztahem (3.17), kde (3.18) je normovaná hodnota kvantovacího šumu ideálního A/D převodníku. Efektivní hodnota  $\sigma_s$  je určena inflexním bodem obálky histogramu kódových slov. [1]

$$ENOB = n + \log_2 \frac{\sigma_i}{\sigma_s} \quad [\text{bitů}] \quad (3.17) \quad \sigma_i = \frac{q}{\sqrt{12}} \quad [-] \quad (3.18)$$

## 4. Testovací pracoviště

### 4.1 Základní popis pracoviště

Zkonstruovat zařízení, které by bylo schopné měřit všechny parametry popisované v předchozích kapitolách, především stejnosměrné charakteristiky, by bylo velmi obtížné. Proto bylo po dohodě s vedoucím práce rozhodnuto, že konstrukce analyzátoru nebude součástí této práce a bude pouze sestaveno jednoduché pracoviště, na kterém bude možné demonstrovat principy měření střídavých parametrů. Jako A/D převodník jehož parametry byly ověřovány, byl použit vestavěný A/D převodník v mikrokontroléru ATmega128. Skládá se pak ze základové desky s mikroprocesorem ATmega128 a modulu FT245BM. Analyzátor pro svou analýzu využívá metodu s kalibračním D/A převodníkem, muselo však dojít k několika nutným úpravám. Notebook Dell 620, který pomocí zvukové karty na níž je 16 bitový D/A převodník, generuje měřený signál se zaručenými vlastnostmi. Tento signál je pak upravován zesilovačem signálu, jenž mění signál tak, aby splňoval všechna kritéria pro měření parametrů A/D převodníku. Především koriguje velikost amplitudy a posouvá offset měřeného signálu. Druhá část je tvořena analyzovaným A/D převodníkem, který je součástí mikroprocesoru ATmega128. Tento mikro počítač odesílá data na své porty, odkud je dále odebírá modul FT245RL s převodníkem z paralelní komunikace na sériovou, konkrétně USB 1.0. Po USB jsou data dopravena do počítače a ten provádí záznam přijímaných dat do textového souboru. Po odměření signálu se na PC provedou matematické analýzy dat, především FFT, ze kterých se pak dále určují skutečné parametry analyzovaného A/D převodníku. Na obr. 17 je zobrazeno blokové schéma celé měřicí soustavy.

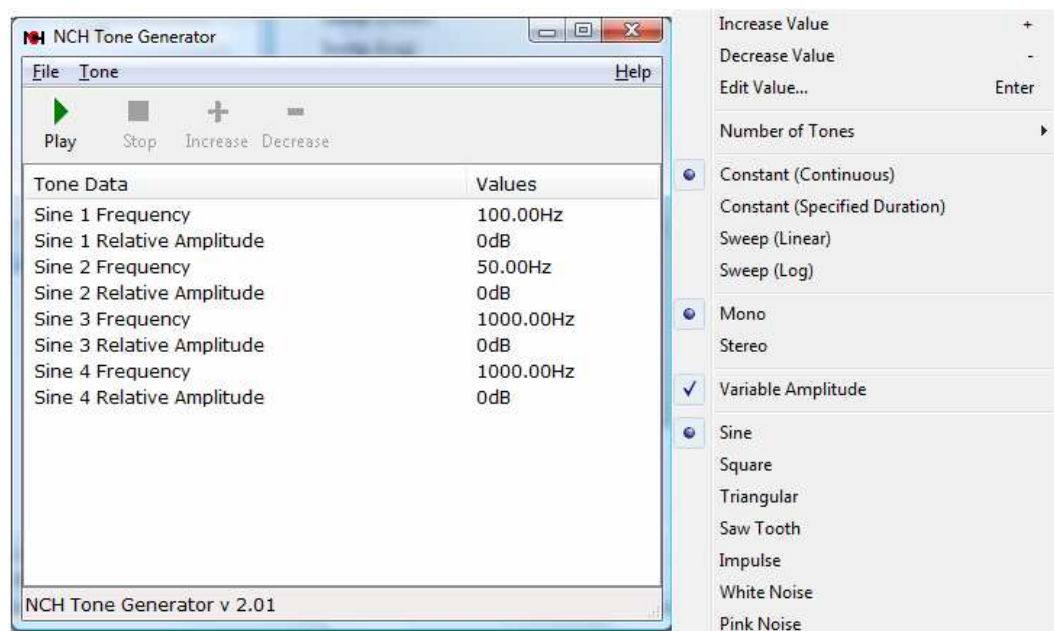


Obr. 17 Blokové schéma analyzátoru A/D převodníků

## 4.2 Popis jednotlivých částí

### 4.2.1 Generování měřeného signálu

Ke generování signálu slouží program NCH Tone generátor 2.01, jenž je schopný generovat několik typů signálu. Náhled obrazovky je zobrazen na obr. 18. Především sinus, trojúhelník, pilu, obdélník a další. Dokáže také generovat více signálů najednou, což se hodí pro měření intermodulačního zkreslení.

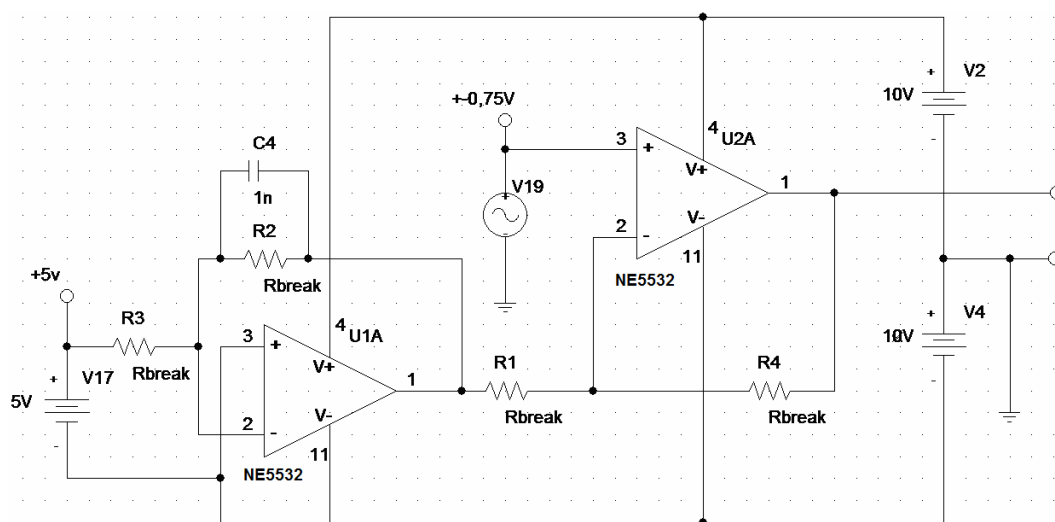


Obr. 18 NCH Tone Generator 2.01

Na testování parametrů zvukových karet, se dá požit program Right Mark Analyzer, který provede ověření parametrů, především odstup signál šum, to vše se provádí ve zpětné smyčce. Dokáže také zobrazit celé spektrum, kde mohou být vidět parazitní kmitočty, které by mohly ovlivnit měření.

### 4.2.3 Přizpůsobení vstupního signálu A/D převodníku

Měřený signál by se měl pohybovat v celém rozsahu převáděných hodnot A/D převodníku, jak již bylo uvedeno v kapitole č. 2. Zde však vzniká problém, zvuková karta generuje signál s amplitudou 0,8V a nulovým offsetem. Pokud se bude měřit v rozsahu 0V až 2,52V, je nutné, aby amplituda signálu a offset měly hodnotu poloviny měřicího rozsahu, tudíž 1,26V. Je tedy nutné signál zesílit a posunout jeho offset, tato činnost se provádí zapojením dvou operačních zesilovačů v sérii.



Obr. 19 Zesilovač vstupního signálu

Toto zapojení je vidět na obr. 19, kde je na vstup prvního zesilovače, který provádí posun offsetu, přivedeno stejnosměrné napájecí napětí +5V z desky s mikro počítačem. Toto napětí je zeslabeno a invertováno na určitou hodnotu, která se dále upravuje druhým operačním zesilovačem. Úkolem druhého zesilovače je zesílit vstupní signál zvukové karty a sloučit jej s offsetovým stejnosměrným signálem. Osvědčilo se nahradit odpory R1 a R4 potenciometry, je tak mnohem snazší se signálem manipulovat. Místo zvukové karty je zde zdroj střídavého napětí a nejsou zobrazeny blokové kondensátory.

#### 4.2.4 Testovaný A/D převodník

Měřený A/D je zabudovaný přímo v MCU, to značně zjednodušilo konstrukci a ovládání. Převodník by šlo samozřejmě připojit na jedno z rozhraní MCU. Vzorkovací frekvence A/D je stanovena předděličkou hodin mikroprocesoru, frekvence hodin u ATmega128 byla 14,7456 MHz. Jako nejlepší nastavení předděličky se ukázalo 128. Pro 14 hodinových cyklů na jeden převod potom vychází vzorkovací frekvence dle vztahu (4.2) okolo 8,861 kSPS. Později byla vzorkovací frekvence změřena na 8,8601 kSPS, což je způsobeno větším počtem hodinových cyklů na jeden převod.

$$f_{vz} = \frac{f_{CPU}}{k \cdot ADPS} = \frac{14745600}{13 \cdot 128} = 8861,53 \text{ kSPS} \quad (4.2) [7]$$

Kde  $f_{cpu}$  je kmitočet hodin MCU,  $k$  je počet hodinových cyklů nutných k převodu a  $ADPS$  je hodnota předděličky nastavená v tomto registru. Maximální vzorkovací frekvence uváděná výrobcem při tomto bitovém rozlišení je 15kSPS. Pro největší potlačení šumu je nutné, aby byla oddělena analogová a digitální zem, dále by se mezi napájecí MCU a A/D měl připojit LC filtr, který působí jako dolní propust a při převodu by se neměly měnit číslicové hodnoty dalších vedlejších pinů na daném protu, na kterém je připojen vstup A/D převodníku. A/D převodník obsahuje potlačovač šumu, který dovoluje provádět převod v průběhu režimu *Idle*. V tomto režimu je totiž sníženo rušení indukované z jádra mikrokontroléru do A/D převodníku. Je tedy nutné nastavit kanál, na kterém se bude měřit a režim převodníku. V této práci se měřilo výhradně unipolárně dle vztahu (4.3).

$$U_{vst} = U_{ref} \cdot \frac{ADCH : ADCL}{2^N} \quad [V] \quad (4.3) [7]$$

$U_{ref}$  je referenční napětí převodníku, při měřeních v unipolárním módu bylo použito 2,52V. Tudíž se provádělo měření v rozsahu 0 až 2,52V.  $ADCH:ADCL$  je číselná hodnota převedeného napětí, při čtení je nutné číst nejprve dolní a poté horní bajt. Poslední parametr  $N$  určuje bitové rozlišení převodníku, při této rychlosti bylo rozlišení 10 bitů. Pokud by však byla vzorkovací frekvence převodníku daná předděličkou, byla by menší než 125kHz, rozlišení by se začalo snižovat na úkor vzorkovací rychlosti. [7]

## 4.2.5 Přenos dat z mikropočítače do PC

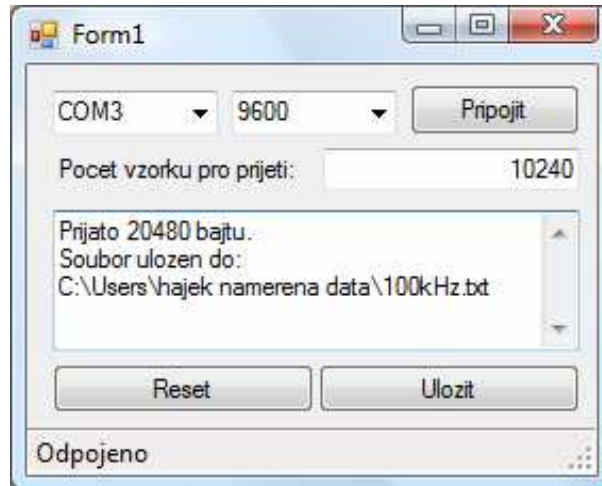
MCU s každým vzorkováním předává data na porty, tato paralelní data putují na modul s FTDI, který provede jejich převod paralel/seriál. Celkově jsou použity dva porty mikropočítače, po jednom jdou data a druhý zajišťuje řízení komunikace. Přenos dat startuje stisknutím tlačítka TL1, které odešle slovo 0xff, tím samým způsobem je i ukončen.

START	1. VZOREK	2.VZOREK	...	N.VZOREK	STOP
0xff	HORNÍ BAJT + DOLNÍ BAJT	HORNÍ BAJT + DOLNÍ BAJT		HORNÍ BAJT + DOLNÍ BAJT	0xff

Obr. 20 Datový rámec komunikace mezi MCU a PC

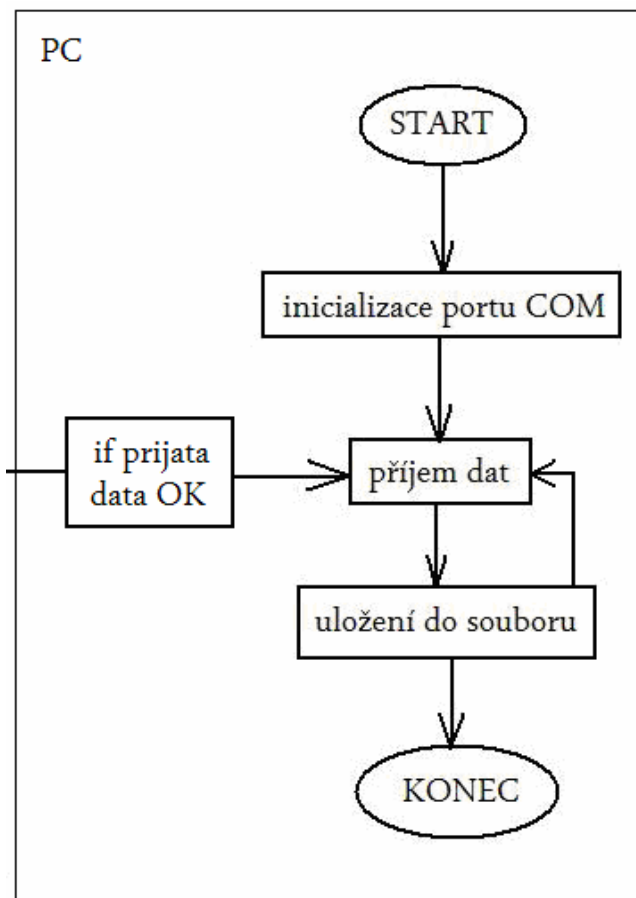
Datový rámec je zobrazen na obr. 20, kde se naměřená hodnota rozdělí do dvou bajtů, takto posílá MCU jednotlivá slova až do chvíle, kdy je stisknuto tlačítko *TL1* na modulu s klávesnicí. Příjem dat na straně PC zajišťuje program Terminál na obr. 19, který po přijetí daného rámce zajistí uložení dat do textového souboru. Program je nastaven tak, aby po přijetí určitého množství vzorků ukončil zápis sám.

Množství vzorků se dá nastavit v textovém poli. Nejprve je nutné provést připojení terminálu COMx k portu, který používá modul s FTDI. Po úspěšném připojení se provede zahájení přenosu naměřených dat, při příjmu těchto dat se ve stavovém panelu objeví hláška “Příjem dat”. Do stavového pole se vypíše hlášení o úspěšném přenosu dat po ukončení příjmu. Podobně i při úspěšném uložení do souboru.



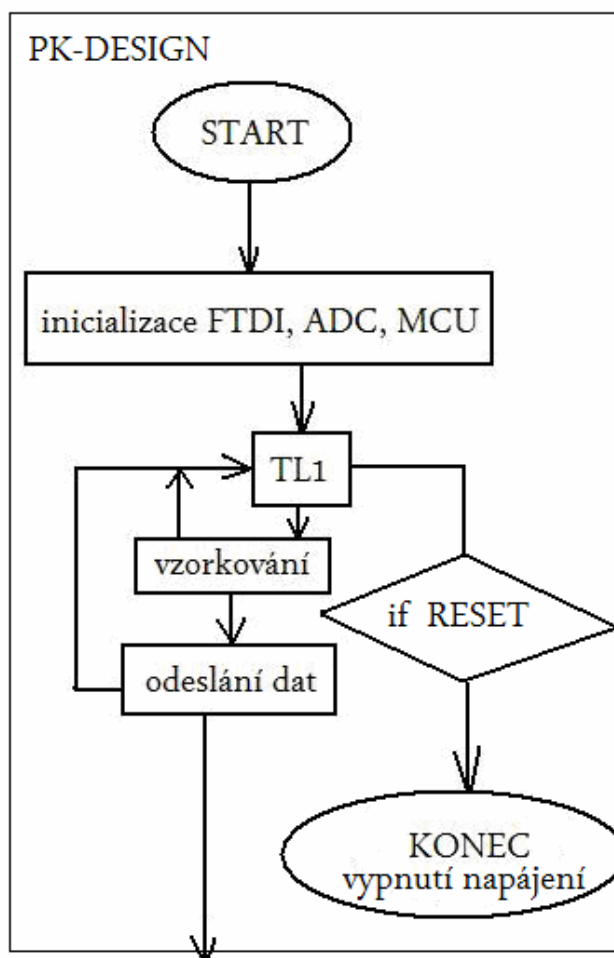
Obr. 21 Ovládací panel programu Terminál

Na obr. 22 je vidět vývojový diagram programu Terminál, který zajišťuje přenos dat mezi kitem od firmy PK-Design a notebookem Dell 620 a ukládá data do textového souboru.



Obr. 22 Vývojový diagram programu terminál v PC

Na obr. 23 je vidět vývojový diagram programu, který probíhá v mikrokontroléru ATmega128.



Obr. 23 Vývojový diagram obou programů

První program funguje tak, že tlačítko TL1 odstartuje a končí odesílání navzorkovaných dat. Pokud je druhý program připojen k modulu s FTDI přes port COM3, provádí při příjmu dat, pokud jsou v pořádku, zapsání do paměti a následně do textového souboru.



## 5. Vyhodnocení naměřených dat a analyzátoru

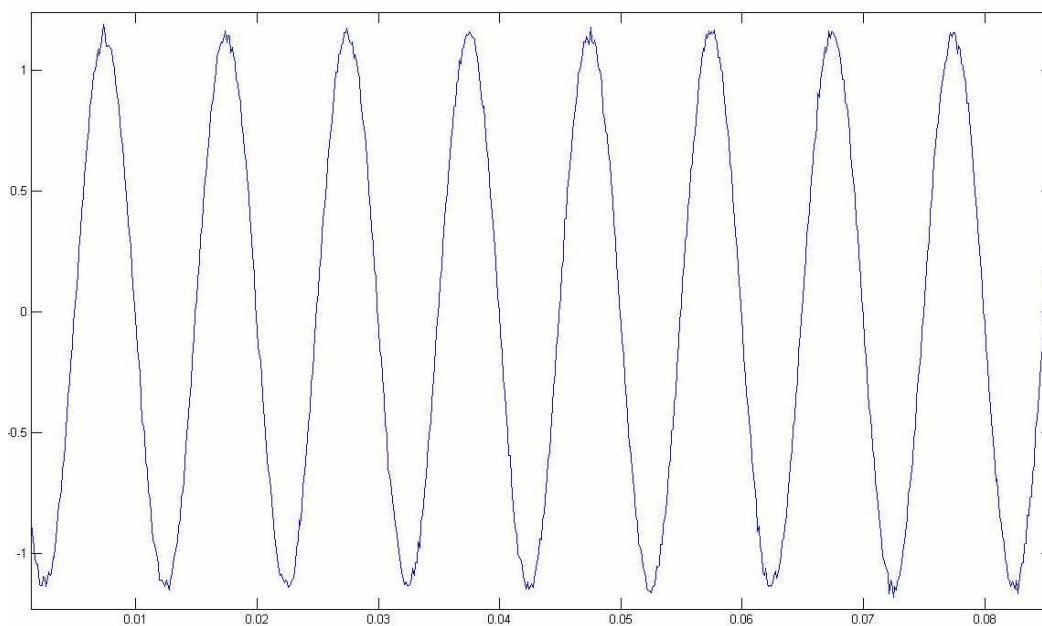
Naměřená data uložená v textovém souboru, jsou následně zpracována programem *Matlab*, ten otevře daný soubor, přečte jej a jednotlivá data načte do příslušných polí. Tato pole představují převedené hodnoty naměřeného signálu, které se pak upravují na napětí, dle vzorce (4.3). Po dalších úpravách se určí spektrum naměřeného signálu pomocí FFT analýzy. Program ve skutečnosti provede rozdělení naměřených dat do několika částí, u kterých určí pole spekter a toto pole zprůměruje. Vzniká tak to samé spektrum, ve kterém došlo k potlačení a snížení hladiny šumu. Toto se provádí kvůli utopeným harmonickým čarám, které není možné v šumu identifikovat. Snížením jeho hladiny se jejich viditelnost zvýší.

### 5.1 Popis naměřených dat

Pro určení parametrů byly stanoveny dva typy měřících signálů. První se skládá jen z jedné sinusovky a určují se z něj jednotlivé harmonické. Druhý je složitější a skládá se ze dvou signálů o různých kmitočtech a je určen k zjištění intermodulačních produktů.

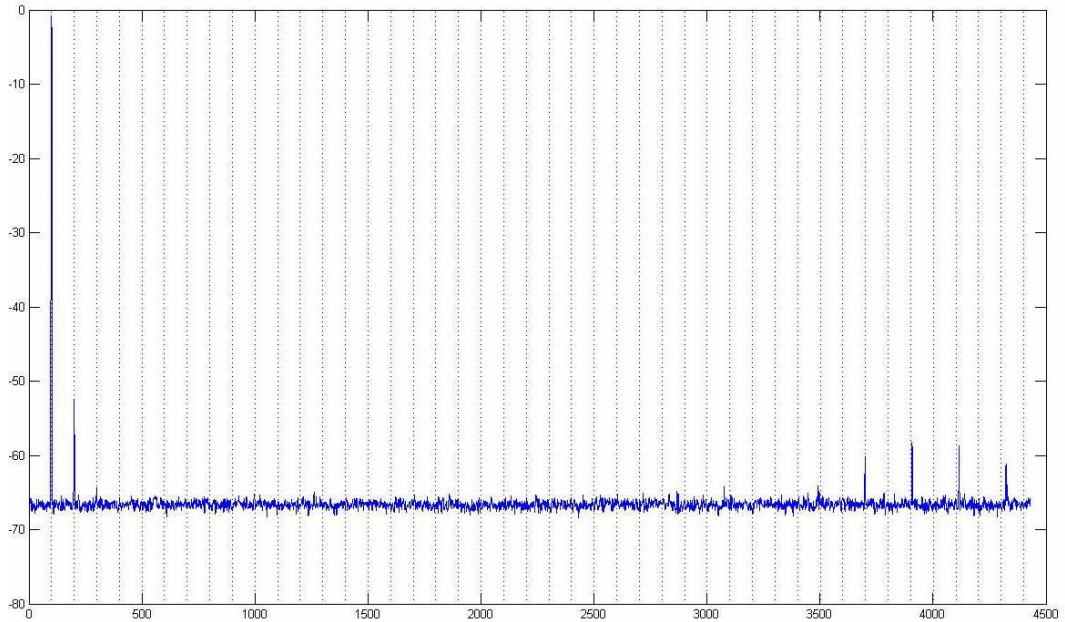
#### 5.1.1 Jeden sinusový signál

Na obr. 24 je vidět průběh sinusového signálu o frekvenci 100Hz.



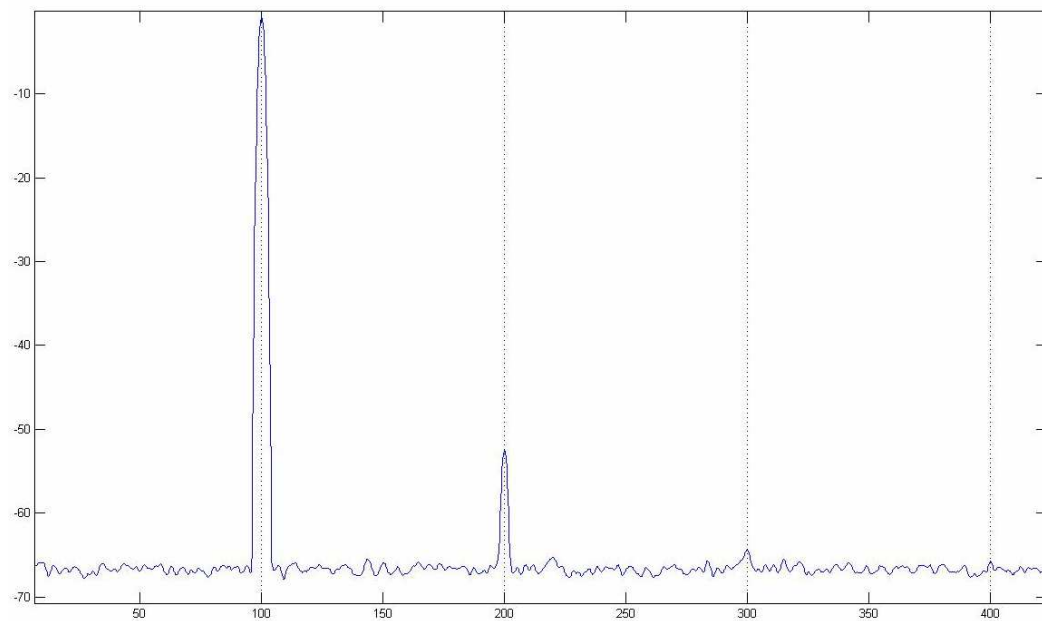
Obr. 24 Průběh sinu 100Hz

Na obr. 25 je vidět jeho spektrum, na násobcích 100Hz jsou vidět další harmonické, kde čtvrtá harmonická se začíná topit v šumu. Na konci spektra je vidět parazitní signál, který se do měřicího systému nejspíš dostává přes zem.



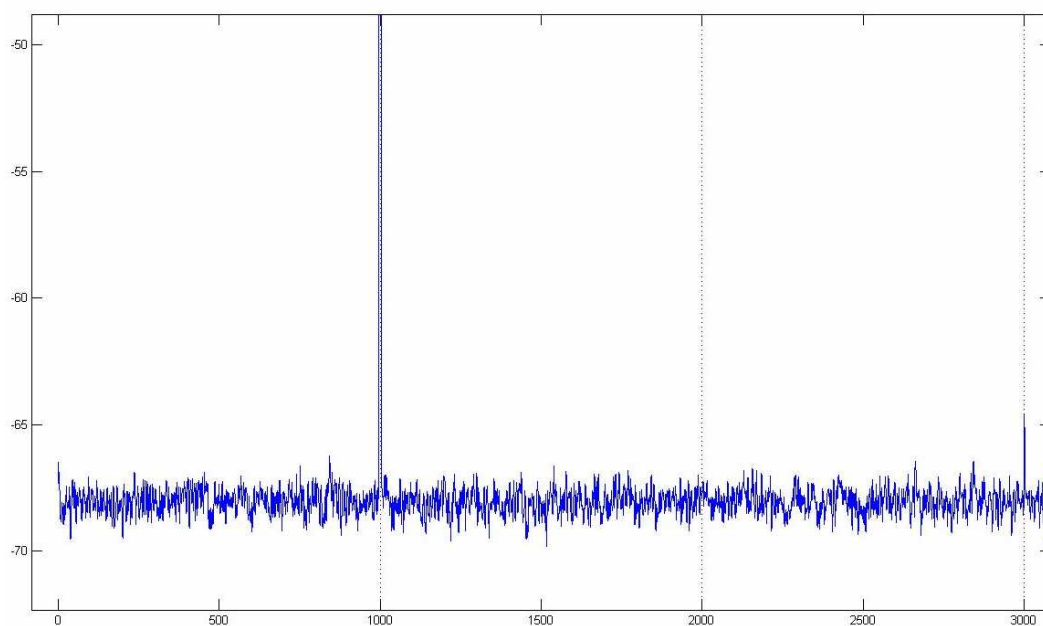
Obr. 25 Spektrum prvního signálu o frekvenci 100Hz

Na obr. 26 je výřez tohoto spektra, na dalších obrázcích spekter už budou jen výřezy, aby bylo vidět to nejzajímavější.



Obr. 26 Výřez spektra prvního signálu o frekvenci 100Hz

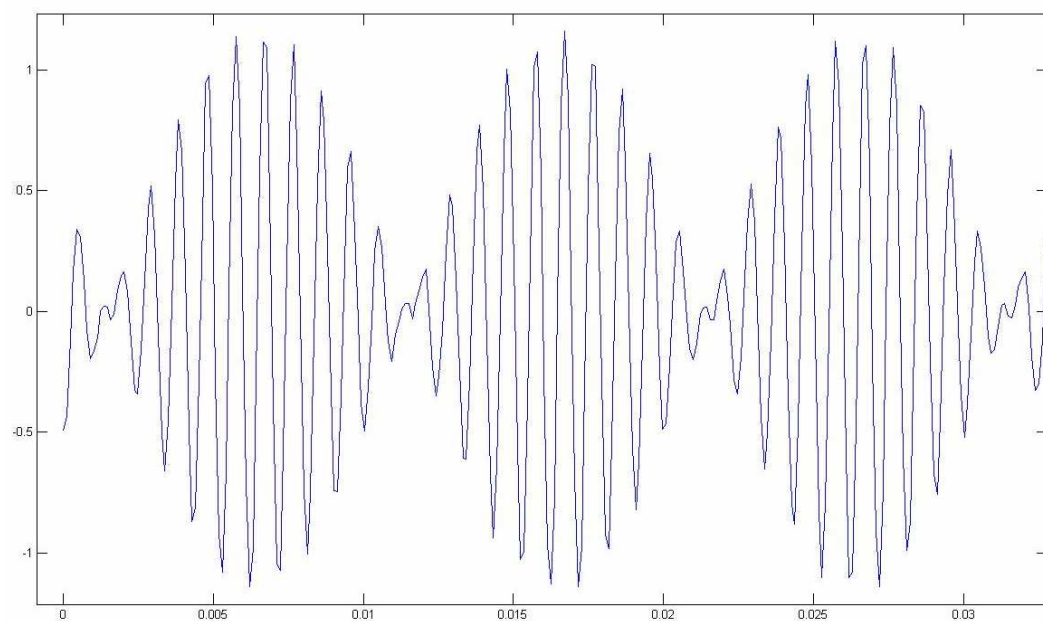
Na obr. 27 je vidět spektrum signálu o frekvenci 1kHz a je zřejmé, že je vidět pouze první a třetí harmonická.



Obr. 27 Výřez spektra druhého signálu o frekvenci 1kHz

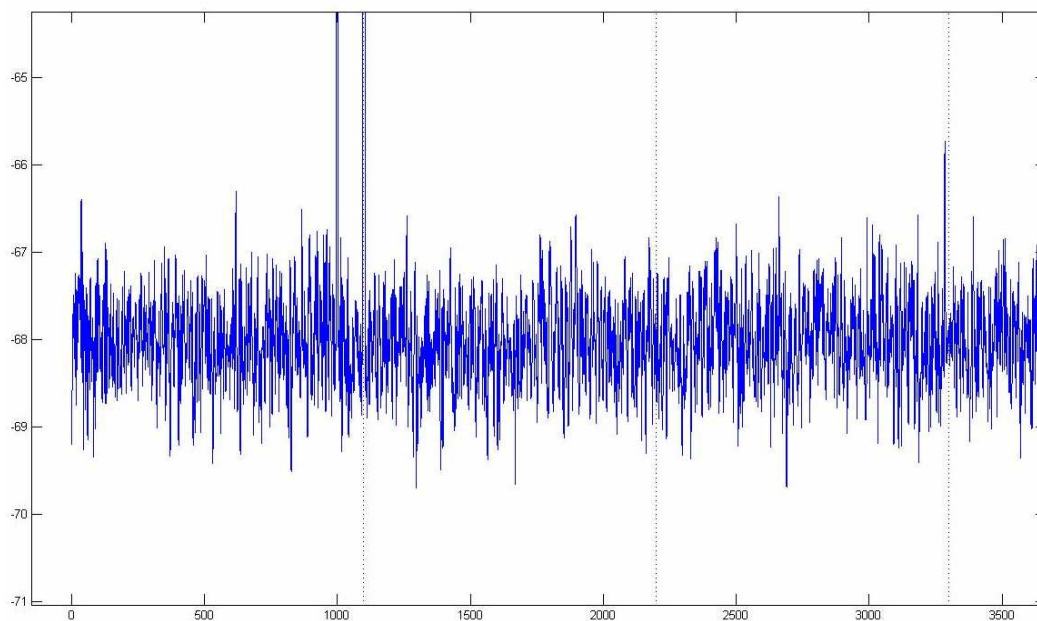
### 5.1.2 Dva sinusové signály

Na obr. 28 je vidět průběh třetího měřeného signálu, který je složen ze signálů o frekvenci 1000Hz a 1100Hz.



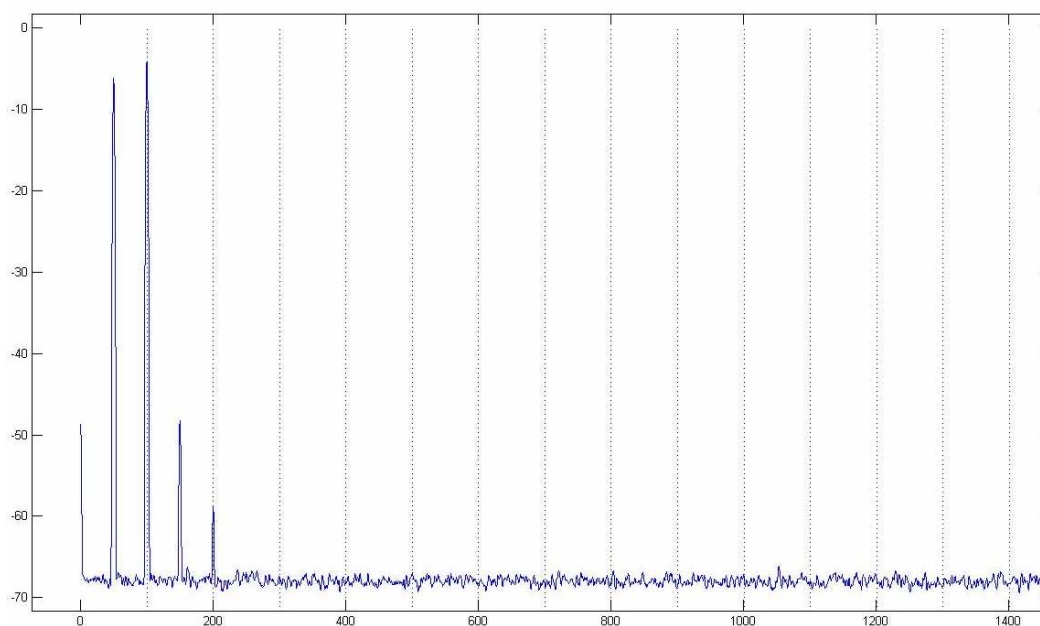
Obr. 28 Dva sinusové signály 1kHz a 1,1kHz a jejich průběh v čase

Na obr. 29 je vidět spektrum třetího signálu, kde jsou vidět především parazitní intermodulační produkty a harmonické obou signálů.



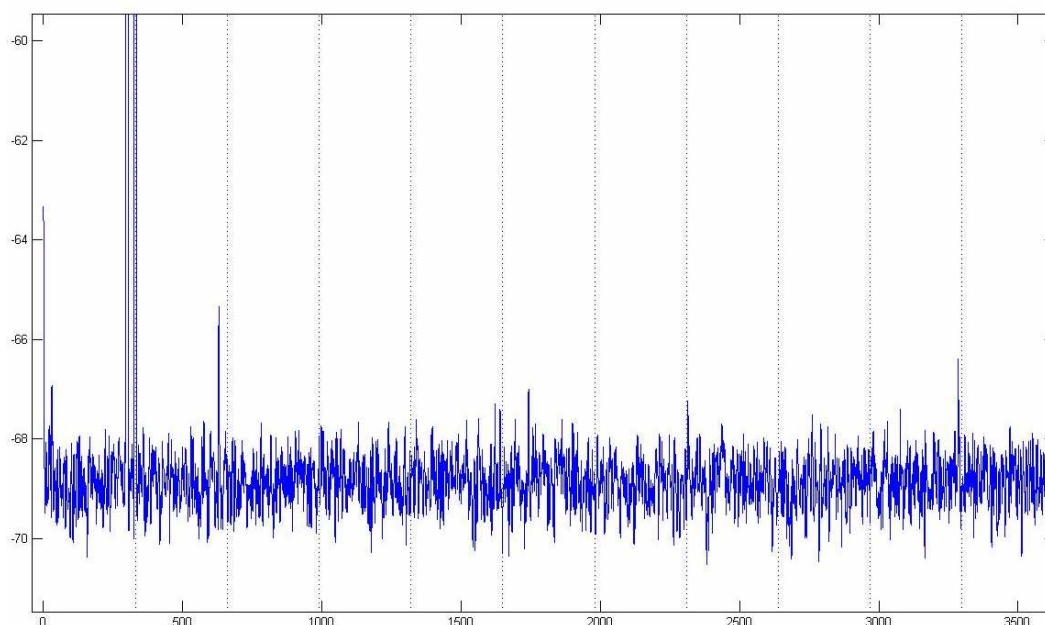
Obr. 29 Spektrum dvou sinusových signálů o frekvencích 1kHz a 1,1kHz

Na obr. 30 je vidět spektrum čtvrtého měřeného signálu o frekvenci 50Hz a 100Hz. Na tomto průběhu je vidět, že se k 1. harmonické signálu o frekvenci 100Hz, který je vyšší, přičetla hodnota druhé harmonické signálu 50 Hz. Je těžké odhadnout zda se jedná o harmonické nebo intermodulační produkty. Frekvence, na kterých tyto produkty existují, jsou totiž shodné s frekvencemi harmonických.



Obr. 30 Spektrum dvou sinusových signálů o frekvencích 50Hz a 100Hz

Na obr. 31 je vidět spektrum posledního měřeného signálu č. 5, složeného z frekvencí 300Hz a 330Hz, kde jsou opět vidět hlavně jednotlivé harmonické.



Obr. 31 Spektrum dvou sinusových signálů o frekvencích 300Hz a 330Hz

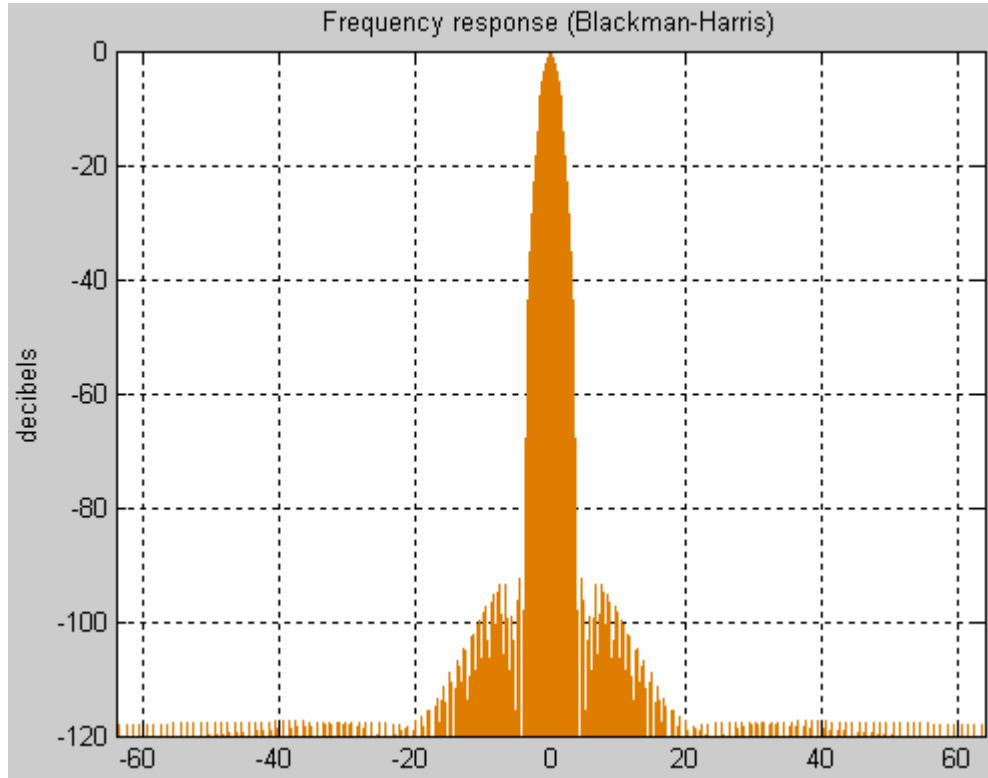
## 5.2 Vztahy použité při výpočtu SNR

Pro určení SNR byly použity postupy uvedené v [14]. Nejprve byla získána dostatečně dlouhá posloupnost vzorků signálu z AD převodníku. V tomto případě to bylo 819 200 vzorků. Tato posloupnost byla rozdělena na  $L$  segmentů, kde  $L = 100$ . Jeden segment tedy obsahoval  $N=8192$  vzorků. Segmenty byly uspořádány do matce  $N \times L$ . Každý segment  $s_i$  (sloupec matice) byl váhován oknem  $w(n)$ .

$$S_w[i][n] = w[n] \cdot s[i][n] \quad [V^2] \quad n \in \langle 0; N \rangle \quad i \in \langle 0; L \rangle \quad (5.1)$$

Kde  $s_w[i]$  je váhovaný signál. Jako okno je nutné použít funkci, která má dostatečné potlačení postranních laloků svého spektra. Dostatečně znamená, že budou hluboko pod úrovněmi, kde jsou očekávány hodnoty signálů, které je třeba ze spektra zjistit. Pro AD převodník je touto úrovní hladina kvantovacího šumu, který má u 10-bitového převodníku hodnotu 60,2 dB. Proto bylo jako váhovací funkce zvoleno Blackmann-Harissovo okno, jehož definitivní vztah (5.2)

$$w[n] = 1 - 1,361 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{T}\right) + 0,394 \cdot \cos\left(\frac{4\pi n}{T}\right) - 0,033 \cdot \cos\left(\frac{6\pi n}{T}\right) \quad (5.2)$$



Obr. 32 Spektrum Blackmann-Harrisova okna

Jeho spektrum je na obr. 32. Nejvyšší postranní lalok je 92dB pod hlavním lalokem. Signály  $s_w[i]$  byly následně zpracovány diskrétní Fourierovou transformací (5.3).

$$S_i[k] = \sum_{n=0}^{N-1} s_i(n) \cdot e^{-j \frac{2\pi nk}{NK}} \quad [V^2] \quad k = \ll 0; k) \quad K = N_{FFT} = 4N \quad (5.3)$$

Z L segmentů analyzovaného signálu tedy obdržíme L průběhů spectra o délce K. Pro možnost určit ze spectra amplitudy harmonických signálů, je nutné provést korekci na zisk okna (coherent gain) cg, čímž vznikne nové upravené spektrum  $S_1[i][k]$  dle vztahu (5.4).

$$S_1[i][k] = cg \cdot S_i[k] \quad [V^2] \quad (5.4) \quad cg = \frac{N}{\sum_{n=0}^{N-1} w(n)} \quad [-] \quad (5.5)$$

Výsledná výkonová spektra, ze kterých lze získat výkon harmonických signálů, se potom vypočtou dle vztahu (5.6).

$$PS_1[i][k] = 2 \cdot |S_1[i][k]|^2 \quad [V^2] \quad k = \langle 1; k \rangle \quad (5.6)$$

$$PS_1[i][0] = 2 \cdot |S_1[i][0]|^2 \quad [V^2] \quad (5.7)$$

Pro určení výkonu šumu  $P_n$  byly potom použity vztahy (5.8) a (5.9).

$$PS_2[i][k] = ng \cdot |S_i[k]|^2 \quad [V^2] \quad k = \langle 0; K \rangle \quad (5.8)$$

$$P_n = \frac{E_n}{f_{B/N}} \quad [V^2] \quad f_{B/N} = \frac{1}{N} \quad [Hz] \quad (5.9)$$

Kde  $E_n$  je energie šumu, neboli průměrná velikost čar spektra  $P_{s2}$  ve frekvenčním pásmu, které obsahuje pouze šum,  $ng$  (5.10) je potom šumový zisk okna (noise gain)

$$ng = \frac{N}{\sum_{n=0}^{N-1} w(n)^2} \quad [-] \quad (5.10)$$

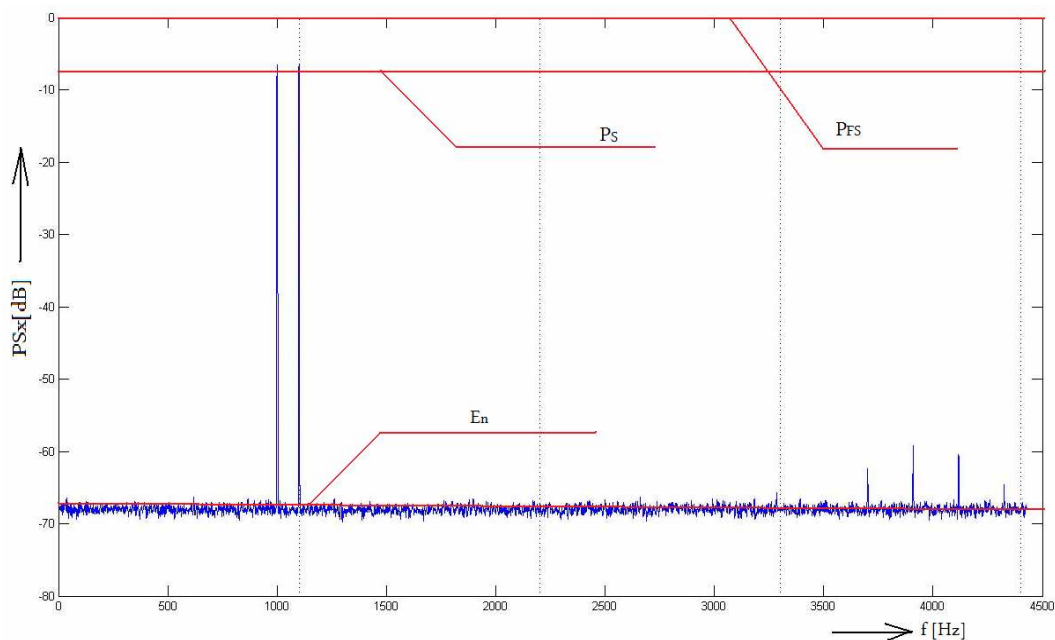
Odstup signál/šum SNR je pak dán vztahem (5.11).

$$SNR = 10 \cdot \log \frac{P_s}{P_n} \quad [dB] \quad (5.11)$$

Kde  $P_s$ , je výkon analyzovaného signálu. U AD převodníků se za  $P_s$  obvykle dosazuje výkon signálu s maximální (full-scale) amplitudou  $A_{fs}$  (5.12).

$$P_{FS} = \frac{A_{FS}^2}{2} \quad [V^2] \quad (5.12)$$

Definice výše zmíněných parametrů přehledně ilustruje obr. 33.



Obr. 33 Popis parametrů  $E_n, P_{fs}, P_s$

### 5.3 Vypočítané parametry A/D převodníku

Z prvního a druhého souboru hodnot byly vypočítány parametry A/D převodníku. V Tab. 1 jsou hodnoty vypočítaných parametrů A/D převodníku, z jednotlivých naměřených signálů.

signál č.	1	2	3	4
frekvence	100Hz	1kHz	1kHz a 1,1kHz	300Hz a 330Hz
výkon 1.harmonické	0,6542 V	0,6791 V <sup>2</sup>	-	-
výkon 2.harmonické	7,215 μV <sup>2</sup>	0,17851 μV <sup>2</sup>	-	-
výkon 3.harmonické	0,90642 μV <sup>2</sup>	0,34351 μV <sup>2</sup>	-	-
výkon 4.harmonické	0,85919 μV <sup>2</sup>	2,0399 μV <sup>2</sup>	-	-
THD	0,37%	0,10%	0,18%	0,16%
IMD			4,16%	4,15%
SNR	32,5247 dB	33,9189dB	33,8919 dB	34,7347 dB
ENOB <sub>SNR</sub>	5,11bitů	5,34 bitů	5,3375 bitů	5,477 bitů
SINAD	23,82 dB	28,69 dB	26,78 dB	27,279 dB
ENOB <sub>SINAD</sub>	3,66 bitů	4,48 bitů	4,164 bitů	4,23 bitů
hladina výkonu šumu	436,84 μV <sup>2</sup>	320,8 μV <sup>2</sup>	318,86 μV <sup>2</sup>	262,61 μV <sup>2</sup>

Tab. 1 Tabulka vypočítaných parametrů A/D převodníku

U třetího a čtvrtého signálu, kdy byly na výstup připojeny dva signály, mohla být hodnota THD zkreslena z důvodů sečtení harmonických s jednotlivými produkty intermodulačního zkreslení. Proto jsou parametry THD, SINAD, ENOB<sub>SINAD</sub> u třetího a čtvrtého signálu uvedeny navíc. Parametr IMD byl po dohodě s vedoucím práce vypočítán podle vztahu (5.13). Kde je frekvence jednotlivých intermodulačních produktů dána vztahem (5.14). Koeficienty  $i$  a  $j$  jsou celá čísla a kmitočty  $f_1$  a  $f_2$  jsou kmitočty vstupních signálů.  $P_{ij}$  jsou výkony jednotlivých produktů a  $P_{1,2}$  je výkon jednoho ze vstupních signálů.

$$IMD = 100 \cdot \frac{\sum P_{ij}}{P_{1,2}} \quad [\%] \quad (5.13)$$

$$f_{ij} = i \cdot f_1 + j \cdot f_2 \quad [\text{Hz}] \quad i, j \in (-\infty, +\infty) [-] \quad (5.14)$$



## Závěr

Po dohodě s vedoucím práce bylo stanoveno, že se nebudou měřit stejnosměrné parametry, protože by bylo pracoviště konstrukčně mnohem složitější. Cílem práce bylo sestavit měřící pracoviště a změřit střídavé parametry A/D převodníku.

Bylo sestaveno měřící pracoviště z několika stavebnicových modulů od firmy PK-design,. Skládalo se ze základové desky s mikroprocesorem ATmega128 v níž byl integrován měřený A/D převodník, modulu klávesnice, komunikačního modulu FT248BM s integrovaným obvodem FT245RL, nepájivého pole na němž byl postaven zesilovač pro korekci signálu a notebooku Dell D620 s integrovanou zvukovou kartou. Veškerá činnost byla řízena z notebooku. Sestavené pracoviště bylo schopné změřit pomocí A/D převodníku měřící signál, který byl uložen do textového souboru. Následně byla data ze souboru zobrazena v grafech. Naměřený signál odpovídal generovanému, byl však zkreslen. Z tohoto zkreslení byly určeny střídavé parametry použitého A/D převodníku např. THD, SNR, SINAD, ENOB a amplitudy jednotlivých harmonických.

Byly určeny intermodulační produkty, ale nebylo možné určit zda se jedná o správné hodnoty, protože byly na stejných frekvencích jako jednotlivé harmonické, mohlo tak dojít k jejich sečtení.

Do budoucna by bylo nutné realizovat samotnou konstrukci analyzátoru A/D převodníku, který by byl schopen měřit jak střídavé tak stejnosměrné parametry a byl schopen změřit jakýkoliv převodník. Tento analyzátor by měl být realizován deskou plošných spojů navrženou tak, aby byla maximálně odolná vůči jakémukoli rušení a parametry měřeného A/D byly potom nejpřesnější.

## Literatura

[1] JAROSLAV, Vedral. Parametry A/D převodníků a metody jejich testování. Electronic Horizon. 2005, č. 5, s. 22-28.

[2] ŠNOREK, Miroslav. Analogové a číslicové obvody. ČVUT. [s.l.] : [s.n.], 2002. 137 s. ISBN 80-01-02061-4.

[3] KOPECKÝ , David. Číslicové systémy v radiotechnice : Cvičení. ČVUT. [s.l.] : [s.n.], 2004. 98 s. ISBN 80-01-02884-4.

[4] SKALICKÝ , Petr. Číslicové systémy v radiotechnice. ČVUT. [s.l.] : [s.n.], 2005. 201 s.

[5] ČMEJLA, Roman, SOVKA, Pavel. Úvod do číslicového zpracování signálu : Cvičení. ČVUT. [s.l.] : [s.n.], 2006. 108 s.

[6] OPPL, Ladislav. Úvod do mikrovlonné techniky : Sběrka příkladů. ČVUT. [s.l.] : [s.n.], 2004. 145 s. ISBN 80-01-03054-7.

[7] MATOUŠEK , David. Práce s mikrokontroléry ATMEL AVR : ATmega 16. BEN. Praha : [s.n.], 2006. 318 s. ISBN 80-7300-174-8.

[8] DOLEČEK, Jaroslav. Moderní učebnice elektroniky : Operační zesilovače a komparátory. BEN. [s.l.] : [s.n.], 2007. 230 s. ISBN 978-80-7300-187-2.

[9] Měření na D/A a A/D převodnicích. Elektronika [online]. 2008

[cit. 2009-08-24]. Dostupný z WWW:

<[http://jk.myserver.cz/ostatni/skola/spse\\_v\\_uzlabine/EM4-13-zadani.pdf](http://jk.myserver.cz/ostatni/skola/spse_v_uzlabine/EM4-13-zadani.pdf)>.

[10] MĚŘENÍ NF SIGNÁLŮ POMOCÍ A/D PŘEVODNÍKU S VYSOKÝM ROZLIŠENÍM. Elektronika [online]. 2006 [cit. 2009-08-24]. Dostupný z WWW:

<[http://www.rss.tul.cz/download/mt1/12\\_AD\\_prevodniky.pdf](http://www.rss.tul.cz/download/mt1/12_AD_prevodniky.pdf)>.

[11] [Http://cs.wikipedia.org/wiki/Soubor:Sigma-delta\\_prevodnik.png](http://cs.wikipedia.org/wiki/Soubor:Sigma-delta_prevodnik.png). Wikipedie. 2009, č. 1, s. 1. Dostupný z WWW: <[http://cs.wikipedia.org/wiki/Soubor:Sigma-delta\\_prevodnik.png](http://cs.wikipedia.org/wiki/Soubor:Sigma-delta_prevodnik.png)>.

[12] A/D a D/A převodníky. A/D [online]. 2007 [cit. 2009-08-24]. Dostupný z WWW:  
<[http://praktika.fjfi.cvut.cz/data/VIP/V.Pospisil/scan/prevodniky%20A\\_D.pdf](http://praktika.fjfi.cvut.cz/data/VIP/V.Pospisil/scan/prevodniky%20A_D.pdf)>.

[13] HARTLEY, Martin. A practical introduction to electronic circuits. [s.l.] : [s.n.], 2007. 497 s. Dostupný z WWW:  
<[http://books.google.com/books?id=EEcemABAU44C&pg=PA66&lpg=PA66&dq=measure+intermodulation+distortion&source=bl&ots=yvrUVLJEan&sig=1XZgGPSNuJ8K9Jv5zFhQv5FrKXo&hl=en&ei=rLOSSvJs0qD8BpLk1K4C&sa=X&oi=book\\_result&ct=result&resnum=9#v=onepage&q=measure%20intermodulation%20distortion&f=false](http://books.google.com/books?id=EEcemABAU44C&pg=PA66&lpg=PA66&dq=measure+intermodulation+distortion&source=bl&ots=yvrUVLJEan&sig=1XZgGPSNuJ8K9Jv5zFhQv5FrKXo&hl=en&ei=rLOSSvJs0qD8BpLk1K4C&sa=X&oi=book_result&ct=result&resnum=9#v=onepage&q=measure%20intermodulation%20distortion&f=false)>. ISBN 0-521-47879-0.

[14] Hájek M.: Využití DFT pro analýzu parametrů naměřených signálů, vnitřní učební text, FEI Univerzita Pardubice, 2009-08-25

[15] <http://www.pk-design.net/HtmlCz/Index.html>

[16] <http://www.atmel.com/>

[17] <http://www.tme.eu/cz/>

[18] <http://www.gme.cz/cz/index.php>

[19] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tlv2556-ep.pdf>

[20] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tlv2553.pdf>