

UNIVERZITA TOMÁŠE BAŤI VE ZLÍNĚ

Fakulta technologická

Institut informačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

*Vyhodnocení vlastností A/D převodníků pro digitální zpracování
akustických signálů*

Zlín, 2005

Lukáš Výmola

Souhlasím s tím, že s výsledky mé diplomové práce může být naloženo podle uvážení vedoucího diplomové práce a ředitele ústavu Institutu. V případě publikace budu uveden jako spoluautor.

Prohlašuji, že na celé diplomové práci jsem pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval.

Ve Zlíně, 15.června 2005

.....

Lukáš Výmola

ABSTRAKT

Abstrakt česky

Cílem této diplomové práce bylo vyhodnocení vlastností A/D převodníků pro digitální zpracování akustických signálů. Největší pozornost byla věnována problematice vlivu šumu vznikajícího při kvantování analogového signálu. Bylo navrženo obvodové řešení převodníku AD7621 a jeho začlenění do systému mikropočítače pro digitální zpracovávání dat. Toto obvodové řešení může být základem pro konstrukci desky plošného spoje s A/D převodníkem s typovým označením AD7621.

Abstrakt anglicky

The purpose of this diploma thesis was data evaluation of attributes A/D converters for digital processing acoustic signals. The most attention was devoted to problematic of noise influence, which is created by quantization of analog signal. It was projected circuit solution of converter AD7621 and his incorporation into the system of microcomputer for digital data processing. This circuit solution could be basis for construction of printed board with A/D converter, type AD7621.

OBSAH

ÚVOD

1	TEORETICKÁ ČÁST	8
1.1	KLASIFIKACE SIGNÁLŮ	8
1.2	ANALOGOVÉ SIGNÁLY – ŘEČOVÝ	9
1.3	ČÍSLICOVÉ SIGNÁLY	11
1.3.1	Modulační rychlost a šířka kmitočtového pásma	14
1.4	PŘECHODY MEZI SIGNÁLY SPOJITÝMI V ČASE A DISKRÉTNÍMI V ČASE	15
1.4.1	Vzorkovací věta	15
1.4.2	Vzorkování a obnova signálů	17
1.4.3	Kvantování vzorkovaných signálů	21
1.4.4	Kvantizační šum	22
1.5	NAPÁJENÍ A ZEMNĚNÍ A/D PŘEVODNÍKU	23
1.6	VLASTNOSTI A/D PŘEVODNÍKU	24
1.6.1	Paralelní A/D převodníky	27
1.6.2	Postupné A/D převodníky	27
1.6.3	Aproximační A/D převodníky	28
1.6.4	Sledovací A/D převodníky	29
1.6.5	Integrační A/D převodníky	29
1.6.6	A/D převodníky se sigma – delta modulací	30
1.7	KÓDOVÁNÍ	31
1.7.1	Pulzně kódová modulace	32
1.7.2	Adaptivní číslicové zpracování signálu	33
2	PRAKTICKÁ ČÁST	34
2.1	NÁVRH ARCITEKTURY A/D PŘEVODNÍKU	34
2.2	POSOUZENÍ VLIVU KVANTIZAČNÍHO ŠUMU U SDM	34
2.3	NAVRŽENÝ TYP - A/D PŘEVODNÍK S PRINCIPEM SDM	35
2.3.1	Metody návrhu filtru FIR s konečnou impulzní odezvou	36
2.3.2	Decimace vzorků	37
2.4	KONEČNÉ ŘEŠENÍ PŘEVODNÍKU A/D S PŘEVZORKOVÁNÍM	39
2.5	OBVODOVÉ ŘEŠENÍ PRO AD7621	39

2.5.1	Architektura AD7621	39
2.5.2	Základní parametry AD7621	40
2.5.3	Pinová konfigurace a funkční popis AD7621	42
2.5.4	Funkční schéma AD7621	45
2.5.5	Návrh filtrace napájení AD7621	47
2.5.6	Volba sériové komunikace AD7621	49
2.5.7	Začlenění do systému mikropočítače–propojení AD7621 s ADSP-219x	49
2.6	DESKA PLOŠNÉHO SPOJE S A/D PŘEVODNÍKEM	49
2.6.1	Požadavky zemnění pro AD7621	50
2.7	PPOGRAM AUTOCAD 2004	51
2.8	OBVODOVÉ ŘEŠENÍ V AUTOCADU 2004	51
3	ZÁVĚR	53
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	55
	SEZNAM OBRÁZKŮ	56
	SEZNAM TABULEK	58
	SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ ZKRATEK	59

ÚVOD

Číslicové zpracování signálů je oblast, ve které došlo v posledních čtyřiceti letech k mimořádně prudkému rozvoji. Číslicové zpracování signálů představuje zpracování číselných posloupností číslicovou technikou. Tyto číselné posloupnosti v praxi získáváme nejčastěji z analogového signálu. Nejnáročnější část těchto systémů tvoří obvody A/D a D/A převodu, kde je kladen důraz především na jejich rychlost a přesnost.

Díky rychlému vývoji polovodičové techniky vznikají větší požadavky na tyto obvody, zejména na jejich rychlost a přesnost a zároveň se vyvíjí nové nebo zkonstruované systémy kódování.

Číslicové zpracování signálů se dnes využívá v telekomunikacích, v samočinném řízení v průmyslu, ve vojenských aplikacích, v lékařství, ve spotřební elektronice, při zpracování řeči, v počítačové grafice a zpracování obrazu, seismologii a v dalších oborech, zejména v měřicí technice.

Cílem této diplomové práce bylo rozebrat problematiku A/D převodu s ohledem na vliv šumu vznikajícího při kvantování, s ohledem na šířku pásma při respektování rychlosti převodu a referenčního napájení. Navrhnout nejvhodnější strukturu A/D převodníku pro digitalizaci akustických signálů, a také navrhnout a nakreslit, v prostředí Autocad, obvodové řešení pro převodník AD7621 a jeho začlenění do systému mikropočítače.

1 TEORETICKÁ ČÁST

1.1 Klasifikace signálů

Signál představuje fyzikální vyjádření informace, obvykle ve formě okamžitých hodnot určité fyzikální veličiny, která je funkcí jedné nebo více nezávislých proměnných – obvykle času [2].

Při digitálním zpracování signálů se setkáváme s těmito typy signálů. Jsou to analogové, diskrétní, kvantované a digitální signály. Z nich převažuje analogový, který můžeme charakterizovat spojitostí v čase a v okamžitých hodnotách. Analogový signál může nabývat libovolné hodnoty z určitého spojitého intervalu možných hodnot. Pomocí digitálních systémů ho pak dále upravujeme na diskrétní signál operací vzorkování. Tak dostaneme signál diskrétní v čase, ale spojitý v hodnotách jinak označovaný jako nekvantovaný. Pokud diskrétní signál dále kvantujeme na předem zvolených N možných diskrétních hodnot, získáme kvantovaný diskrétní signál diskrétní v čase i v hodnotách. Takto získané hodnoty nám představují původní analogový signál, avšak vyjádřené s předem zvolenou konečnou přesností, tj. čísla s konečným počtem míst. Tyto kvantované hodnoty můžeme vyjádřit v různých číselných soustavách, z nichž nám nejméně vyhovuje dekadická a naopak nejvíce dvojková (binární). Následujícím kódováním dostaneme dvojkový (binární) signál, což jsou kvantované hodnoty vyjádřené binárními čísly s předem zvoleným počtem míst, ve formě b – prvkových slov. Takto dostaneme poslední typ signálu tzv. číslicový neboli digitální.

Kapacita respektive délka L použitého kódu bude obecně souviset se zvoleným počtem N diskrétních hodnot kvantovaného signálu a s délkou b kódových slov. Musíme volit [2],

$$L = z^b \geq N \quad (1)$$

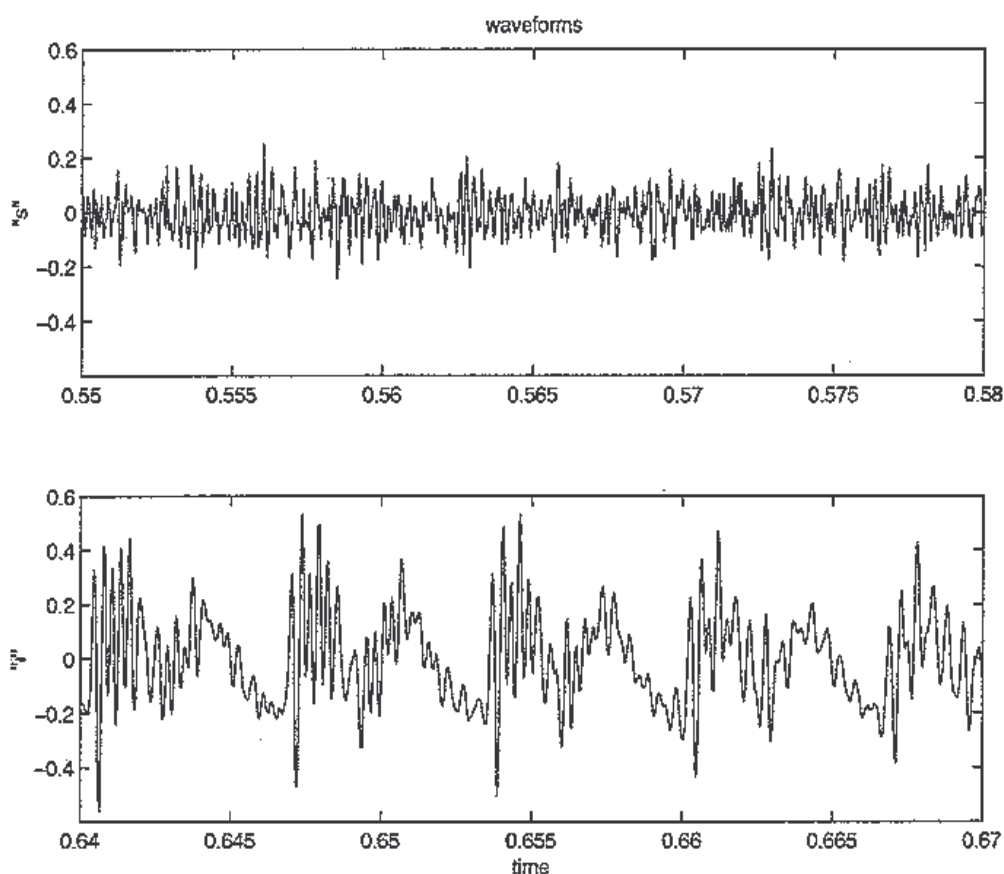
kde $z = 2$ pro dvojkovou (binární) soustavu.

1.2 Analogové signály - řečový

Mezi analogové signály řadíme akustické signály řečové a hudební, obrazové, telemetrické a biomedicínké.

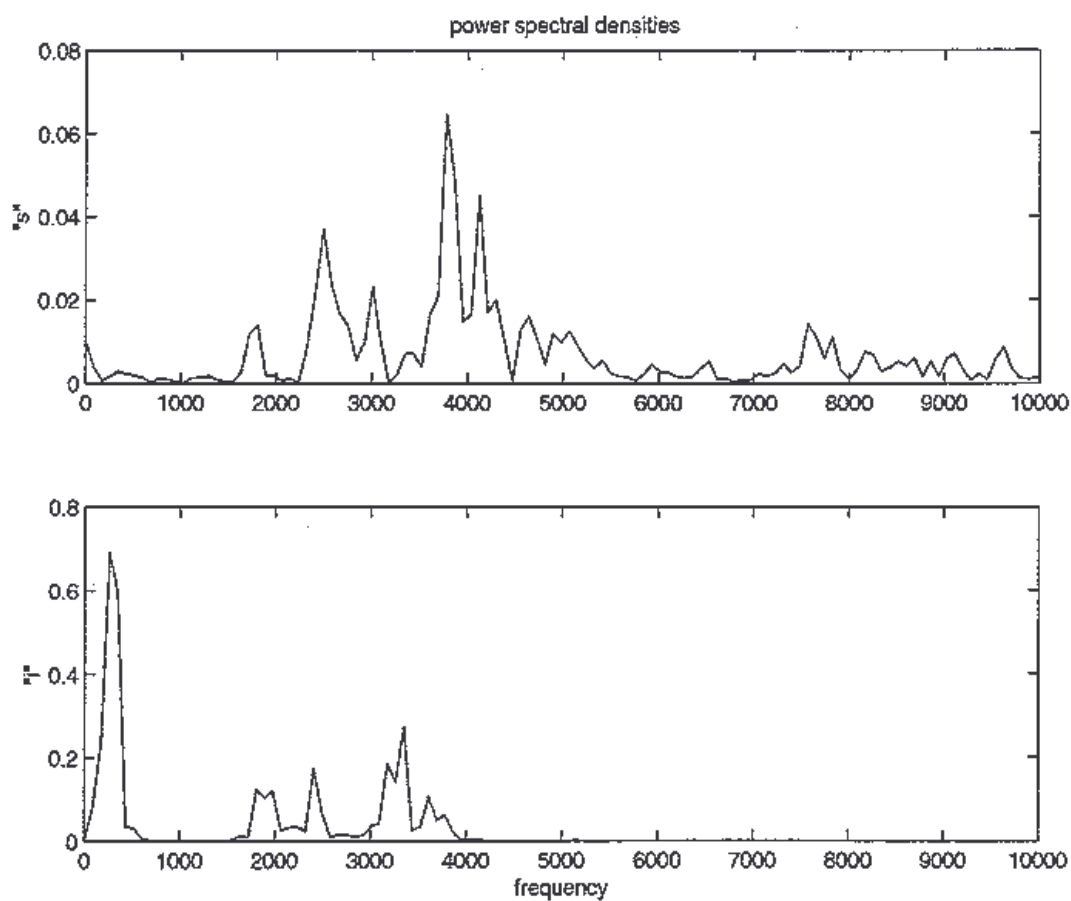
Řečový signál převádíme do elektrické podoby pomocí mikrofону. Kvalita přenosu je dána především kmitočtovým pásmem propustnosti sdělovacího systému. Telefonní kvalita se ustálila s pásmem 300 Hz až 3400 Hz, rozhlasová kvalita s pásmem 50 Hz až 7 kHz a CD kvalita s pásmem 10 Hz až 20 kHz stereo.

Člověk používá pro vybuzení akustického řečového signálu dva různé základní způsoby a jejich kombinace. Časový průběh hlásky „s“ připomíná šum, zatímco hlásky „i“ je skoro periodický (Obr. 1).



Obr. 1. Časový průběh hlásky „s“ a „i“ [1].

Mohlo by se zdát, že pro přenos informace je nejdůležitější oblast nejnižších kmitočtů (Obr. 2). Ve skutečnosti tomu tak není zejména proto, že svou roli hraje i křivka citlivosti lidského ucha a ta má své maximum přibližně v oblasti kmitočtu 3 kHz [1].



Obr. 2. Spektrální hustoty výkonu řečových signálů hlásek „s“ a „i“ [1].

Řečový signál je výsledek akustického buzení hlasového traktu. Pro představu si ho představíme jako lineární filtr. Tento signál je nestacionární, protože konfigurace hlasového traktu se mění v čase. Pro ustálený stav je obvyklé modelovat hlasový trakt číslicovým filtrem s přenosovou funkcí $S(z)$ ve tvaru [1]:

$$S(z) = \frac{G}{1 - \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}} = \frac{G}{\prod_{i=1}^p (1 - z_i z^{-1})} \quad (2)$$

kde p je řád systému a z_i označuje póly přenosové funkce, G je činitel zisku. Koeficienty a_i se nazývají predikčními. V časové oblasti je uvažovaný filtr popsán rovnicí,

$$S(n) = \sum_{i=1}^p a_i s(n-i) + Gu(n) \quad (3)$$

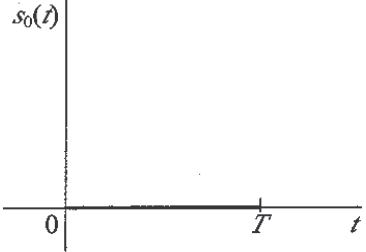
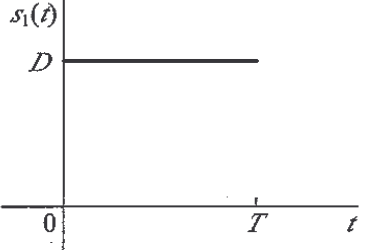
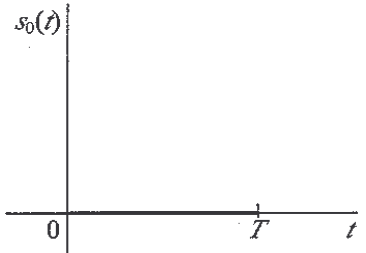
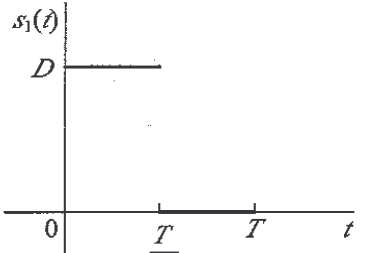
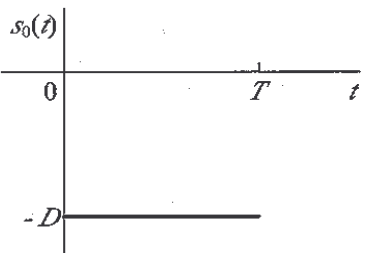
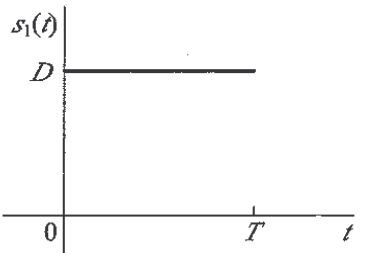
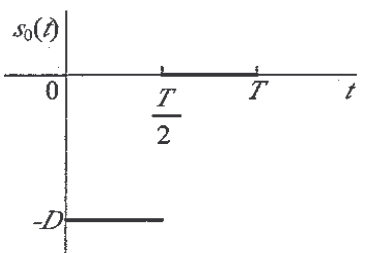
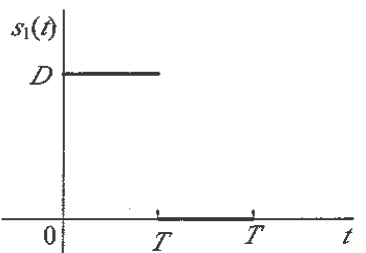
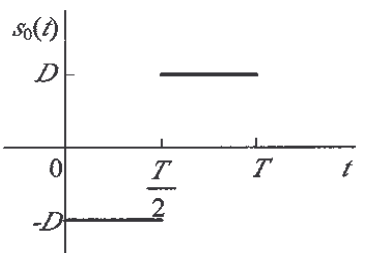
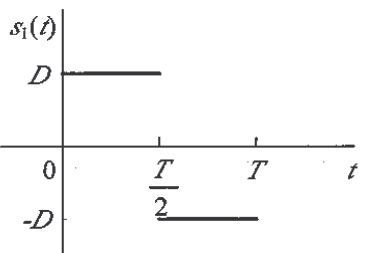
kteřá ukazuje, že aktuální vzorek řečového signálu je tvořen lineární kombinací předcházejících vzorků a doplňkem $Gu(n)$ vyvolaným buzením.

Pro číslicové vyjádření telefonního řečového signálu se klasicky používá vzorkovací kmitočet 8 kSa/s. Signál s horním mezním kmitočtem 7 kHz se vzorkuje vzorkovacím kmitočtem 16 kSa/s. Pro vzorkování $H_i - F_i$ audiosignálu s horním mezním kmitočtem 20 kHz se používá vzorkovací kmitočet 44,1 kSa/s nebo 48 kSa/s [1], [5].

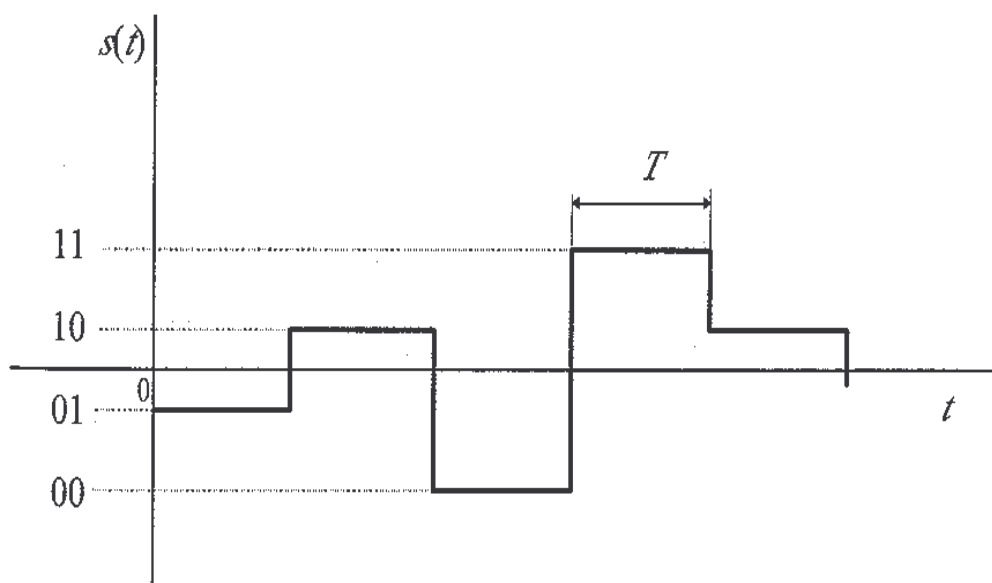
1.3 Číslicové signály

Binární signály vyjadřují symboly 0 a 1 binární posloupnosti signálovými prvky $s_0(t - nT_s)$ a $s_1(t - nT_s)$, kde n je pořadí symbolu a T_s je doba trvání signálového prvku (Tabulka I) [1].

Tabulka I. Základní signálové prvky [1].

unipolární NRZ	 Graph of $s_0(t)$ for unipolar NRZ. The signal is 0 for the entire duration $[0, T]$.	 Graph of $s_1(t)$ for unipolar NRZ. The signal is D for the entire duration $[0, T]$.
unipolární RZ	 Graph of $s_0(t)$ for unipolar RZ. The signal is 0 for the entire duration $[0, T]$.	 Graph of $s_1(t)$ for unipolar RZ. The signal is D for the first half of the duration $[0, T/2]$ and 0 for the second half $[T/2, T]$.
NRZ dvojí polarity	 Graph of $s_0(t)$ for NRZ double polarity. The signal is 0 for the first half $[0, T/2]$ and $-D$ for the second half $[T/2, T]$.	 Graph of $s_1(t)$ for NRZ double polarity. The signal is D for the first half $[0, T/2]$ and 0 for the second half $[T/2, T]$.
RZ dvojí polarity	 Graph of $s_0(t)$ for RZ double polarity. The signal is 0 for the first half $[0, T/2]$ and $-D$ for the second half $[T/2, T]$.	 Graph of $s_1(t)$ for RZ double polarity. The signal is D for the first half $[0, T/2]$ and 0 for the second half $[T/2, T]$.
Manchester	 Graph of $s_0(t)$ for Manchester. The signal is D for the first half $[0, T/2]$ and $-D$ for the second half $[T/2, T]$.	 Graph of $s_1(t)$ for Manchester. The signal is D for the first half $[0, T/2]$ and $-D$ for the second half $[T/2, T]$.

Z (Tabulky I) je zřejmé, že obdélníkové impulzy mají jen dvě možné výšky a to 0 a D nebo $-D$ a $+D$. Použijeme-li impulzy s větším počtem výšek, získáme tak vícestavový signál, kde bude možné přenášet každým impulzem více bitů než jeden (Obr. 3).



Obr. 3. Čtyřstavový signál [1].

Veličina udávající počet signálových prvků přenášených za sekundu se nazývá modulační rychlost M a její jednotkou je 1 Baud (Bd).

$$M = \frac{1}{T} \quad (4)$$

Veličina udávající počet bitů přenesených za sekundu se nazývá přenosová (bitová) rychlost R a udává se v bitech za sekundu (bit/s, b/s),

$$R = M \log_2 Q \quad (5)$$

kde Q je počet možných stavů signálu.

Pro binární signál je modulační rychlost číselně rovna přenosové rychlosti [1]. Použití vícestavových signálů závisí na úrovni rušení.

1.3.1 Modulační rychlost a šířka kmitočtového pásma

Parametr, který popisuje kmitočtovou charakteristiku dolní nebo pásmové propusti je šířka kmitočtového pásma propustnosti, která se definuje pomocí 3 dB poklesů na okrajích pásma propustnosti [1].

Jelikož neexistuje přesný vztah mezi šířkou pásma B a modulační rychlosti M , nezbyvá nám než vycházet z přibližného vztahu. Ten vychází z předpokladu, že jako zkušební signál použijeme binární signál NRZ dvojí polarit, jehož spektrum bude tvořeno lichými harmonickými složkami s kmitočty:

$$f_k = kf_1, \quad k = 1, 3, 5, \dots \quad (6)$$

kde základní kmitočet bude:

$$f_1 = \frac{1}{2T} \quad (7)$$

Postupným zvětšováním přenosové rychlosti, a tudíž zmenšováním doby T trvání signálového prvku, může být dosaženo stavu, kdy bude

$$f_1 < B < 3f_1 \quad (8)$$

Odezvou ideální dolní propusti bude základní harmonická složka budícího NRZ signálu, kde rozeznáme, ve kterém časovém intervalu byla vysílána nula a ve kterém jednička. Dalším postupným zvyšováním přenosové rychlosti dojdeme k meznímu stavu kdy $f_1 = B$ a dostaneme vztah mezi modulační rychlostí a šířkou pásma

$$M = 2B \quad (9)$$

Pokud by bylo $M > 2B$, pak by za dolní propustí již nebylo nic. Tím by skončil přenos signálu a tím i informace.

1.4 Přechody mezi signály spojitými v čase a diskrétními v čase

Vzorkování je proces, který signálu $x(t)$ spojitému v čase přiřazuje vzorkovaný signál $x_d(n)$ (posloupnost, signál diskrétní v čase), přičemž platí :

$$x_d(n) = x(nT) \quad (10)$$

kde T je tzv. vzorkovací interval nebo vzorkovací perioda [3]. Vzorkovací frekvence f_{vz} je dána rovnicí :

$$f_{vz} = \frac{1}{T} \quad (11)$$

1.4.1 Vzorkovací věta

Pokud signál $x(t)$, spojitý v čase, obsahuje frekvenční složky s frekvencemi menšími než $f_{\max}$, pak je veškerá informace o tomto signálu obsažena v hodnotách $x(nT_{vz})$, jestliže vzorkovací frekvence f_{vz} je větší $2f_{\max}$, čili [3], [2] :

$$f_{vz} > 2f_{\max} \quad (12)$$

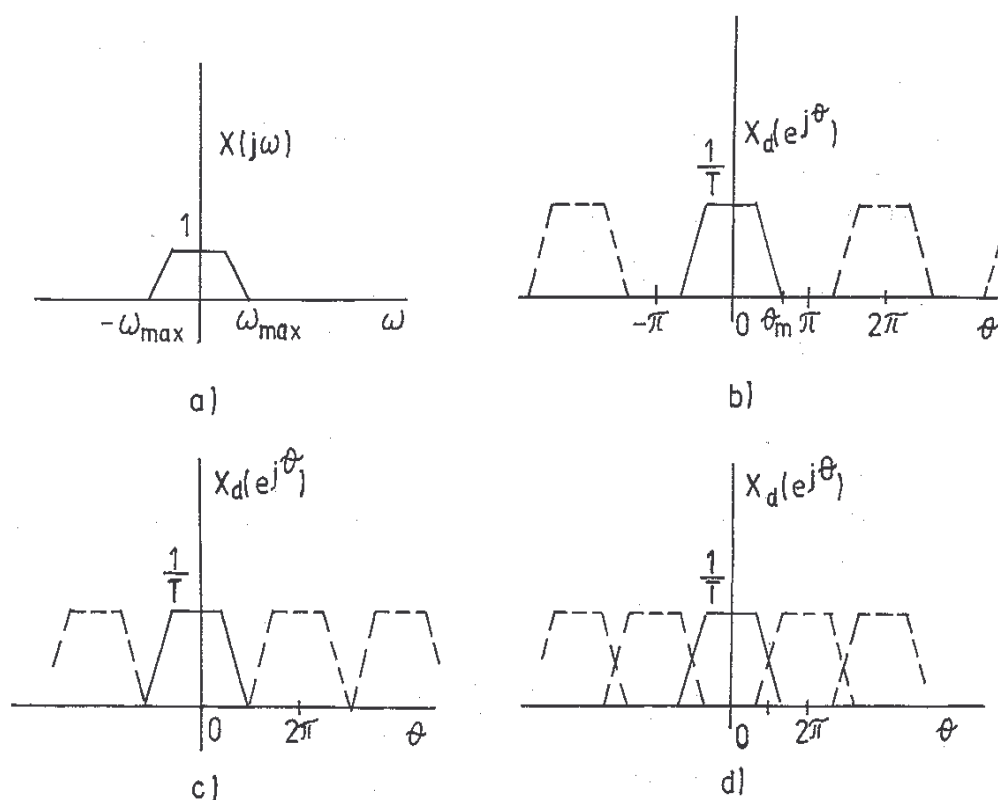
Signál $x(t)$ splňující výše uvedenou podmínku se nazývá frekvenčně omezený nebo signál s omezeným frekvenčním pásmem [3].

Abychom byli schopni rekonstruovat původní signál musí být splněna tzv. Nyquistova podmínka o překrývání frekvenčních pásem (Obr. 4) :

$$\omega_{vz} > 2\omega_{max} \quad (13)$$

nebo vyjádřeno normalizovanou kruhovou frekvencí :

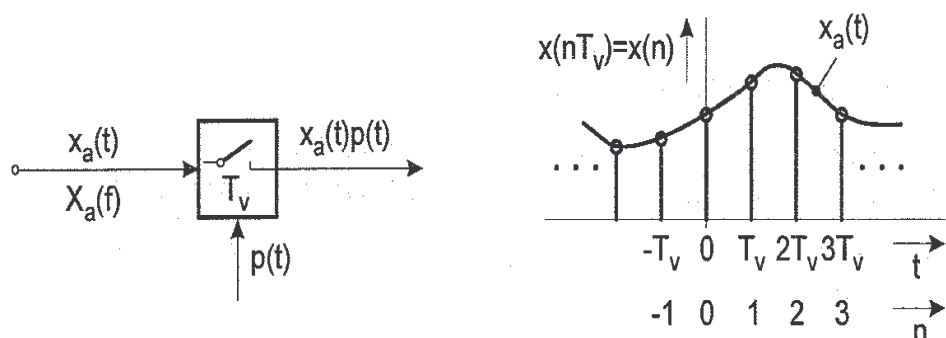
$$\theta_{vz} > 2\pi \quad (14)$$



Obr. 4. Spektrum analogového signálu $x(t)$, čili $X(j\omega)$ a spektra vzorkovaného signálu $x(n)$, čili $x_d(e^{j\theta})$ při b) $f_{vz} > f_{max}/2$, c) $f_{vz} = f_{max}/2$, d) $f_{vz} < f_{max}/2$ [3].

1.4.2 Vzorkování a obnova signálu

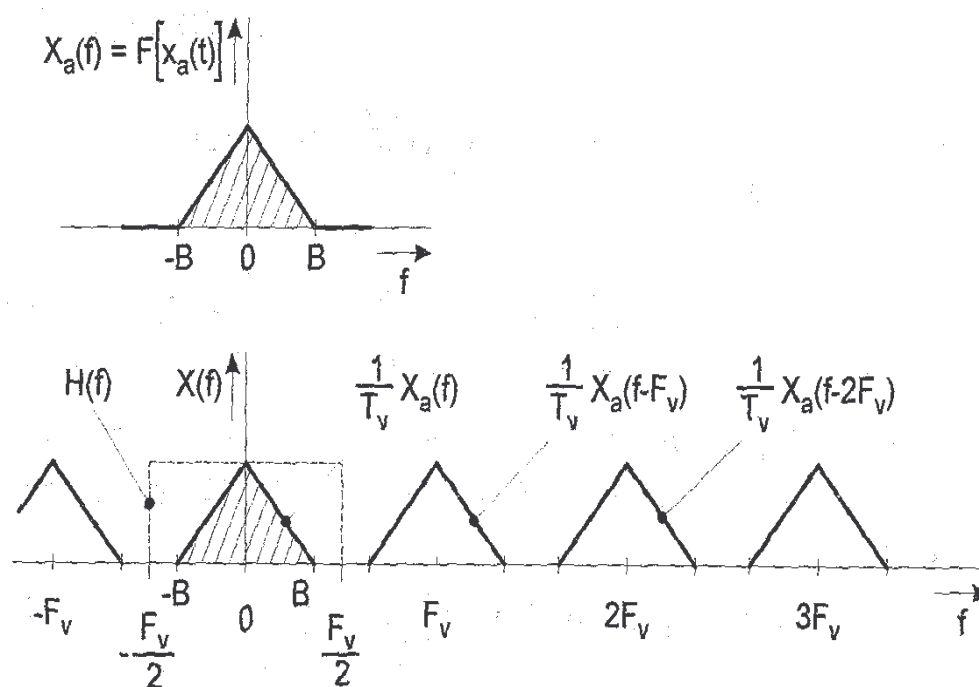
Budeme vycházet z tzv. ideálního vzorkování, které je v časové oblasti charakterizováno neomezeně úzkými impulzy. Posloupnost ideálních vzorků $x(nT_v)$ pro $(-\infty < n < +\infty)$ vyjádříme součinnovým tvarem $x_a(t)p(t)$ (Obr. 5), [3].



Obr. 5. Ideální vzorkování [2].

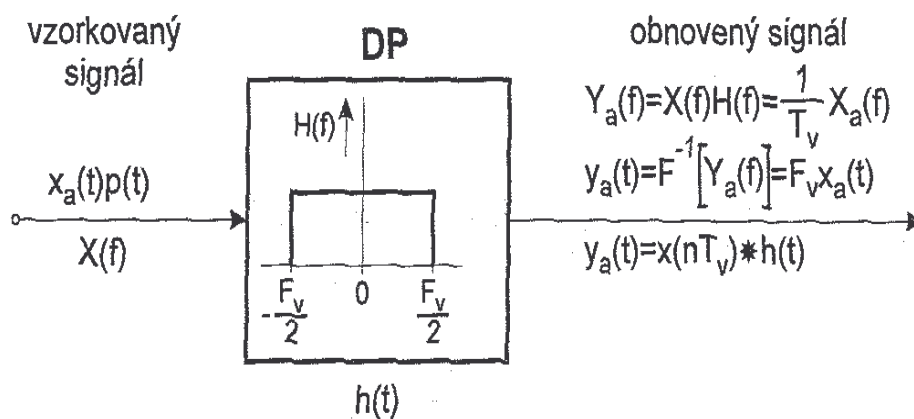
$$X(f) = \frac{1}{T_v} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a(f + F_v) = \frac{1}{T_v} \left[X_a(f) + \sum_{k=1}^{\infty} X_a(f \pm kF_v) \right] \quad (15)$$

Z této rovnice vyplývá významný základní poznatek o spektru diskrétního signálu : spektrum $X(f)$ diskrétní posloupnosti $x(nT_v)$ je spojitě a periodické s periodou $F_v = 1/T_v$ a obsahuje spektrum původního analogového signálu $X_a(f)$ a jeho kopie posunuté o násobky F_v (Obr. 6), [2].



Obr. 6. Modul spektra diskrétní posloupnosti ideálně vzorkovaného signálu [2].

Jednoznačnou a také nezkreslenou obnovu původního analogového signálu $x_a(t) = F^{-1}[X_a(f)]$ lze realizovat filtrací základní spektrální složky $1/T_v X_a(f)$ pomocí dolní propusti DP, obecně s mezní frekvencí $1/2F_v > B$ (Obr. 7), [2].



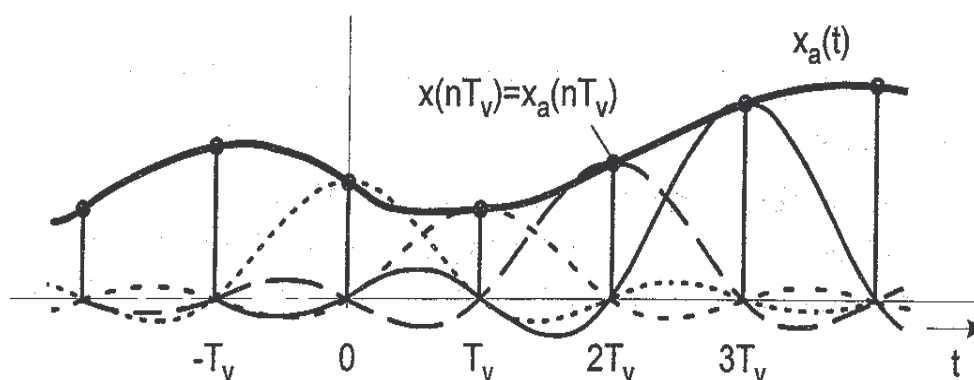
Obr. 7. Obnova analogového signálu [2].

Odezva DP na každý jednotlivý vzorek je dána impulsní odezvou $h(t)$ s hlavní hodnotou $x(nT_v)$ a posunutou do okamžiku nT_v . Výsledný výstup DP je pak dán sumací odezev na jednotlivé vzorky podle vztahu :

$$y_a(t) = F_v X_a(t) = x(nT_v) * h(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_v) h(t - nT_v)$$

$$x_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_v) \frac{\sin \pi F_v (t - nT_v)}{\pi F_v (t - nT_v)} \quad (16)$$

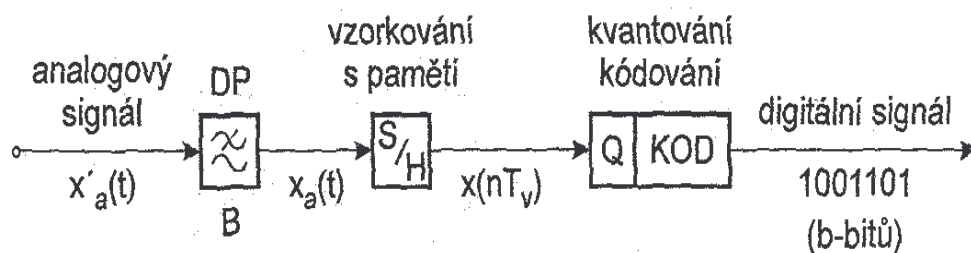
Rovnice (16) představuje interpolační vztah pro analogový signál $x_a(t)$ s omezeným spektrem (Obr. 8).



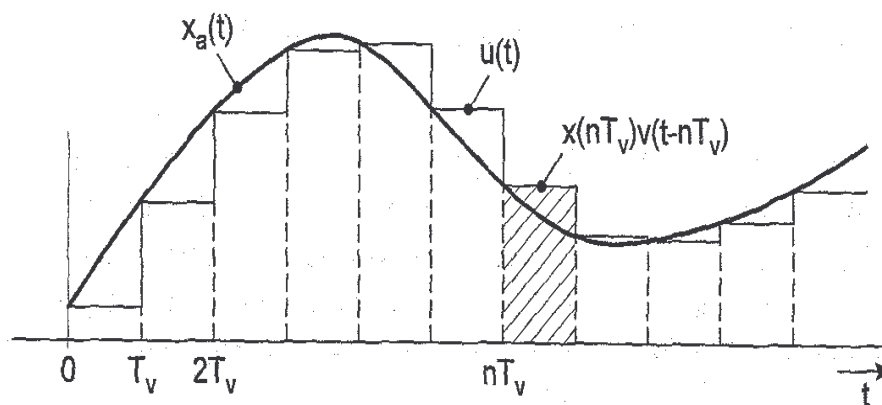
Obr. 8. Ideální interpolace (obnova) spojitého průběhu s omezeným spektrem [2].

Obvykle $x_a(t)$ nemá omezené spektrum na frekvenci $B_v \leq F_v/2$. V takovém případě bude obnovený signál vykazovat určité zkreslení v důsledku překrývání dílčích spekter (angl. Aliasing). Potlačit tento jev můžeme zařazením dostatečně strmého filtru typu DP před vzorkovací obvod (angl. Antialiasing Filter).

V praxi se ovšem používá tzv. vzorkování s pamětí (angl. Sample – and – Hold, S/H), které udržuje odebranou hodnotu vzorku do následujícího vzorkovacího okamžiku (Obr 9,10).



Obr. 9. Převodník A/D [2].



Obr. 10. Posloupnost obnovených prodloužených vzorků na výstupu S/H v převodníku D/A [2].

Na výstupu ideální DP se pak objeví pouze základní složka, tedy :

$$Y_a(f) = V(f) \frac{1}{T_v} X_a(f)$$

$$U(f) = V(f) X(f) \quad (17)$$

kde $U(f)$ je spektrum prodloužených vzorků a $V(f)$ je činitel, který způsobí pokles spektra obnoveného signálu.

1.4.3 Kvantování vzorkovaných signálů

Po vzorkování realizuje A/D převodník další operaci – kvantování, se převádí diskretní signál (vzorky) na kvantovaný (digitální) signál, který je charakterizován konečným počtem možných diskretních hodnot. To znamená, že přesné hodnoty vzorků $x(n)$ jsou vyjádřeny se zvolenou konečnou přesností kvantovanými hodnotami $x_q(n)$ [2].

Diference mezi kvantovanou a přesnou hodnotou vzorku představuje kvantizační chybu $e(n)$:

$$e(n) = x_q(n) - x(n) \quad (18)$$

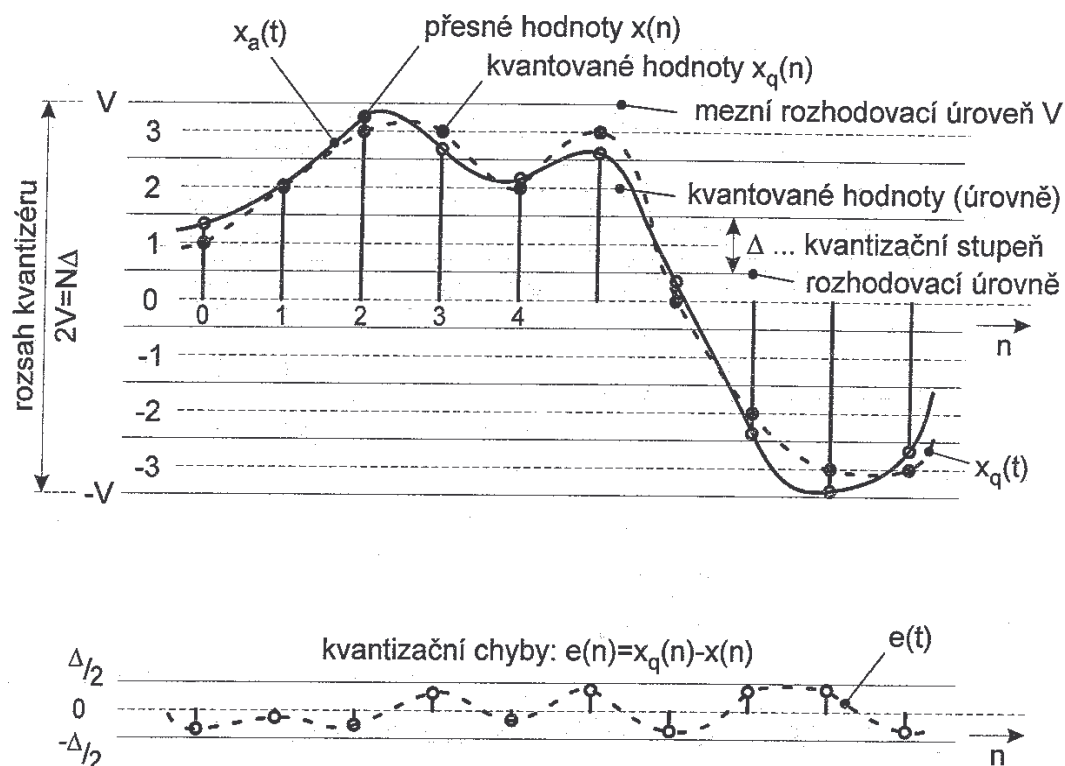
Tyto chyby se pak projeví jako kvantizační šum a jejich velikost je v intervalu $(-\Delta/2 \leq e(n) \leq \Delta/2)$, kde Δ je šířka kvantizačního stupně.

Rozsah kvantizéru $2V$ je rozdělen na N kvantizačních stupňů jednotné šířky Δ . Při následném použití binárního kódu při převodu na digitální signál se volí,

$$N = 2^b \quad (19)$$

kde b je počet bitů v kódových slovech (Obr. 11). Šířka kvantizačního stupně tedy bude :

$$\Delta = \frac{2V}{N} = \frac{2V}{2^b} \quad (20)$$



Obr. 11. Princip kvantování a základní pojmy [2].

Přesné hodnoty vzorků mohou být kvantovány zaokrouhlováním (angl. Rounding) nebo useknutím (angl. Truncation).

1.4.4 Kvantizační šum

Protože kvantizační chyby $e(n)$ se po obnově na výstupu DP projevují v konečném efektu jako náhodný šum, můžeme jejich vliv na užitečný signál zhodnotit jen výkonným poměrem signálu a kvantizačního šumu nebo odstupem signál/šum (s/š) :

$$D = 10 \log \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \quad (21)$$

kde σ^2 je disperze signálu $x(n)$, respektive kvantizačního šumu $e(n)$. Dále je $\sigma_x^2 = x_{\text{ef}}^2$ střední výkon signálu na zátěži 1Ω [2].

Kvantizační šum můžeme prakticky ovlivnit volbou velikosti, respektive počtu kvantizačních stupňů Δ , což se ovšem projeví v délce kódových slov b a tedy v náročnosti realizace převodníku.

Kvalitu A/D převodníku můžeme jednoduše porovnávat na základě měření harmonickým průběhem $x(t) = A \cos \omega t$. Potom $\sigma_x = x_{\text{ef}} = A/\sqrt{2}$ a odstup s/š bude :

$$D_s = 20 \log \frac{\sigma_x}{\sigma_e} = 1,76 + 6,02b - 20 \log \frac{U}{A} \quad (22)$$

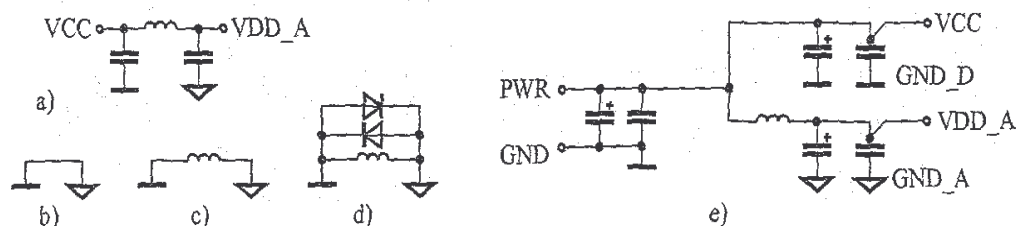
Pokud vyjádříme kvalitu převodníku pomocí měrné sinusovky, jejíž amplituda má mezní hodnotu $A=U$, pak bude odstup s/š dosahovat maximální hodnoty :

$$SNR = D_s = 20 \log \frac{\sigma_x}{\sigma_e} = 1,76 + 6,02b \quad (23)$$

1.5 Napájení a zemnění A/D převodníku

Tady je potřeba věnovat pozornost vzájemnému propojení citlivé analogové části převodníku a silně rušící číslicové části. Může se stát, že při nevhodném propojení se bude úbytek napětí U_{GND} , vzniklý průtokem zpravidla impulsního napájecího proudu I_{ce} , odečítat od vstupního napětí U_A a tím způsobovat nezanedbatelné rušení.

Optimálním řešením je použití nezávislých napájecích zdrojů pro analogovou a číslicovou část. V případě společného napájení je nutné provést jeho filtraci, tj. zamezení šíření rušení z číslicové do analogové části (Obr. 12), [4].



Obr. 12. Příklady propojení společného vodiče (země) a napájení u A/D převodníků [4].

V případě a) je znázorněn nejpoužívanější princip filtrace napájení. V případech b), c) a d) je zakresleno propojení číslicové a analogové země. Příklad e) potom ukazuje doporučené zapojení filtrace napájení (Obr. 12).

1.6 Vlastnosti A/D převodníku

V každém A/D převodníku dochází k časové diskretizaci signálu (vzorkování), amplitudové diskretizaci (kvantování) a k převodu počtu kvant na číslicový signál (kódování) [6].

Vzorkovací kmitočet $f_v = 1/T_v$ se udává počtem odebraných vzorů za sekundu (Sa/s). Závislost doby odběru vzorku T_a na kmitočtu f_m sinusového signálu vyjadřuje vztah,

$$f_m \leq \frac{2^{-n}}{\pi T_a} \quad (24)$$

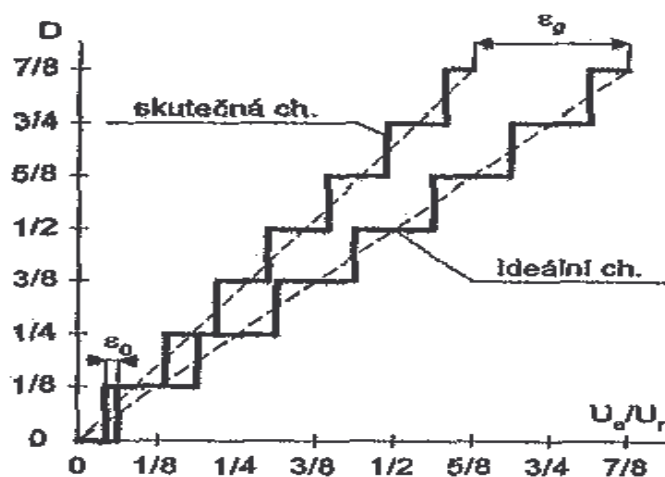
kde n je počet bitů převodníku.

Místo parametru SNR (angl. Signal Noise Ratio) se definuje parametr SINAD (angl. Signal Noise and Distortion), zahrnující též zkreslení rekonstruovaného signálu

převodníkem z důvodů jeho nelinearit. Při znalosti parametru SINAD lze určit jeho efektivní počet bitů ENOB (angl. Effective number of Bits).

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76}{6,02} \quad (25)$$

Statické chyby A/D převodníků jsou určeny chybou nuly ε_0 (angl. Offset Error), chybou zesílení ε_g (angl. Gain Error) a integrální a diferenciální nelinearitou (Obr. 13,14).

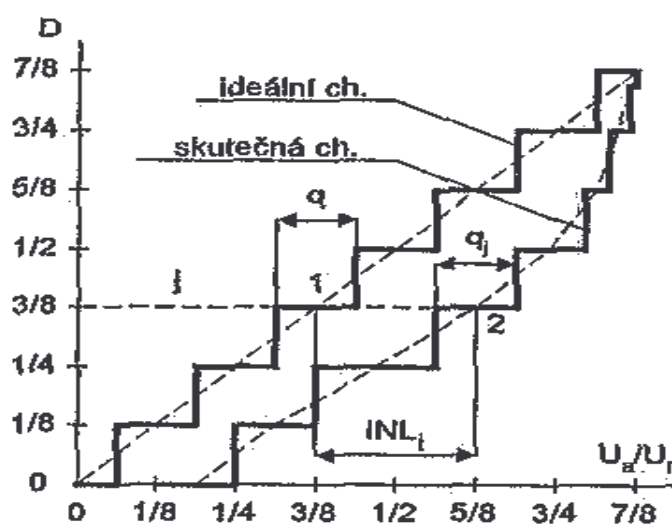


Obr. 13. Definice chyby nuly a zesílení [6].

Integrální nelinearita INL (angl. Integral Nonlinearity) je pro každé kódové slovo definována odchylkami středů kvantovacích úrovní ideálního a skutečného převodníku.

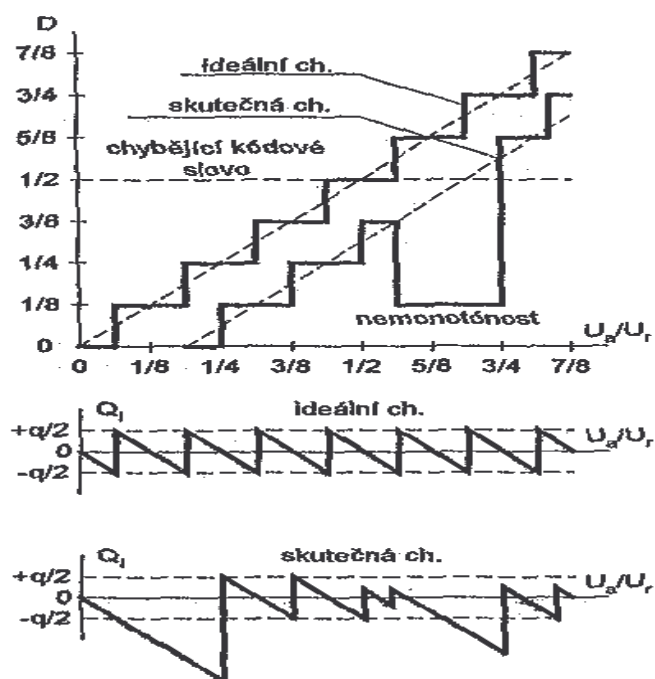
Diferenciální nelinearita DNL (angl. Differential Nonlinearity) je pro každé kódové slovo určena rozdílem kvantovací úrovně q ideálního převodníku a kvantovací úrovně q_j skutečného převodníku.

$$DNL_j = \frac{q_j - q}{q} \quad (26)$$



Obr. 14. Definice INL a DNL [6].

Závažnou chybou A/D převodníků jsou chybějící kódová slova (angl. Missing Codes), nemonotónnost a hystereze jejich převodních charakteristik (Obr 15).



Obr.15. Nemonotónnost převodní charakteristiky [6].

1.6.1 Paralelní A/D převodníky

Označují se též jako mžikové A/D převodníky.

Kvantování vstupního napětí se u nich uskutečňuje v paralelně zapojených komparátorech, které porovnávají vstupní napětí s rovnoměrně odstupňovaným referenčním napětím. Tento převodník obsahuje $2^n - 1$ komparátorů [6].

Vzorkování vstupního signálu se uskutečňuje zápisem stavů komparátorů do klopných obvodů typu D. Tento způsob umožňuje vyloučit nutnost klasické analogové vzorkovací jednotky. K vyhodnocení stavu komparátorů se užívá Greyův kód se změnou pouze jednoho z bitů.

Použití vícestupňových dekodérů umožňuje užít princip sdílení času (angl. Pipe Line), který spočívá v současné komparaci vzorku vstupního napětí a dekodování předešlého vzorku [6].

Paralelním zapojením několika těchto A/D převodníků, z nichž jeden vždy vzorkuje a v ostatních se dekódují předešlé vzorky vstupního signálu, lze dosáhnout vzorkovacího kmitočtu až 10 GSa/s.

1.6.2 Postupné A/D převodníky

Podle způsobu činnosti je dělíme na sériové, kaskádní a kompenzační.

Sériové A/D převodníky jsou tvořeny sériově zapojenými jednobitovými A/D převodníky (komparátory) a D/A převodníky se spínanými proudovými zdroji [6]. Vzorky vstupního napětí jsou po vzorkování postupně převáděny na číslicové signály a zapisovány do vyrovnávacího registru, kde jsou postupně ukládány.

Kaskádní A/D převodníky obsahují několik sériově zapojených paralelních A/D a D/A převodníků.

Kompenzační A/D převodníky pracují ve dvou nebo více taktech převodu. V prvním taktu převodu je vzorek napětí převeden v paralelním A/D převodníku na číslcový signál s vyššími vahami, který je D/A převodníkem převeden na odpovídající proud. Ten je ve druhém taktu převodu odečten od proudu, odpovídajícího hodnotě vzorku vstupního napětí. Rozdíl proudů, kvantovací chyba převodníku, je invertujícím zesilovačem zesílen tak, aby tato chyba odpovídala rozsahu A/D převodníku.

U všech tří uvedených typů lze užít princip sdílení času.

1.6.3 Aproximační A/D převodníky

Pracují na principu postupné aproximace SAR (angl. Successive Approximation).

Aproximační A/D převodník je tvořen aproximačním registrem, D/A převodníkem a komparátorem K, který vyhodnocuje polaritu rozdílu vstupního a kompenzačního proudu z D/A převodníku [6].

Princip převodu je v postupném připojování váhových proudů I_k , počínaje proudem, odpovídajícím váze bitu s nejvyšší vahou, ke vstupu komparátoru, kde se porovnává se vstupním proudem $I_a = U_a/R$. Je-li $I_a > I_k$, je výstup komparátoru na úrovni H a příslušný bit číslcového signálu s úrovní H je trvale zapsán do paměti aproximačního registru a D/A převodníkem je generován odpovídající proud. Je-li $I_a < I_k$, je výstup komparátoru na úrovni L a do aproximačního registru je zapsán příslušný bit pouze po dobu trvání jednoho taktu převodu [6].

Aproximační registr SAR (angl. Successive Approximation Register) je tvořen posuvným registrem a pamětí. Tyto A/D převodníky vyžadují po dobu převodu konstantní signál na vstupu, proto jsou jejich nedílnou částí vzorkovací zesilovače.

1.6.4 Sledovací A/D převodníky

Tyto převodníky využívají k řízení D/A převodníku vratný čítač, jehož směr čítání je řízen stavem výstupu komparátoru, který vyhodnocuje polaritu rozdílu vstupního a kompenzačního proudu z D/A převodníku [6].

Při digitalizaci časově proměnného napětí dochází k dynamické chybě sledování tehdy, je-li tato změna větší, než je časová změna napětí $\Delta U_a / \Delta t$, úměrná změně kompenzačního proudu,

$$\frac{\Delta U_a}{\Delta t} \leq 2^{-n} U_m f_g \quad (27)$$

kde U_m je rozsah převodníku a f_g je kmitočet generátoru hodinových impulzů.

1.6.5 Integrační A/D převodníky

Z hlediska principu činnosti je dělíme na jedno, dvou a vícetaktní převodníky [6].

Integrační převodník s jednotaktní integrací převádí vstupní napětí U_a na časový interval $T_p = t_2 - t_1$, určený dobou otevíření hradla, po kterou je čítán signál o kmitočtu f_g generátoru hodinových impulzů. $I_a > I_k$,

Integrační převodník s dvoutaktní integrací převádí vstupní napětí na číslicový ekvivalent ve dvou taktech. V prvním taktu převodu je po konstantní dobu integrace T_1 integrováno vstupní napětí. Ve druhém je integrováno referenční napětí U_r opačné polarity než vstupní napětí U_a .

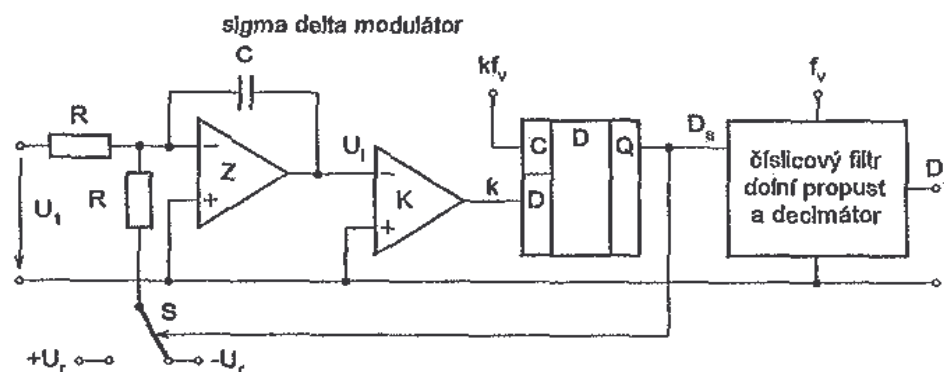
Integrační převodník s třítaktní integrací potlačuje aditivní chyby integrátoru způsobené vstupní napětíovou a proudovou nesymetrií operačního zesilovače. Korekce spočívá v zařazení dalšího taktu převodu, během kterého je vstup integrátoru uzemněn.

Integrační převodník s čtyřtaktí integrací pracuje na principu dvojité dvoutaktní integrace. V prvních dvou taktech se určuje aditivní chyba integrátoru a ve druhých dvou taktech se touto chybou modifikuje výsledek převodu.

1.6.6 A/D převodníky se sigma – delta modulací

Tyto převodníky pracují na principu vyrovnávání náboje se vzorkovanou zpětnou vazbou, která udržuje nulovou střední hodnotu náboje na integračním kondenzátoru [6].

Každý $\Sigma - \Delta$ A/D převodník je tvořen $\Sigma - \Delta$ modulátorem a číslicovým filtrem FIR s konečnou odezvou (angl. Finite Impulse Response Filter), ve kterém dochází k filtraci sériového impulsního signálu D_s (Obr. 16).



Obr. 16. A/D převodník se sigma – delta modulací [6].

Tyto převodníky pracují s koeficientem převzorkování (angl. Oversampling) k , který vyjadřuje poměr mezi kmitočtem synchronizačního signálu klopného obvodu a vzorkovacím kmitočtem celého $\Sigma - \Delta$ převodníku. Koeficient k se pohybuje v rozsahu 8 až 256.

Při převzorkování vstupního signálu vzorkovacím kmitočtem $k f_v$, dochází v kmitočtovém rozsahu 0 až $k f_v$ k redukci efektivní hodnoty kvantovacího šumu na hodnotu $q/k\sqrt{12}$. Odstup signál/šum po k – násobném převzorkování pak bude,

$$SNR_k = 6,02n + 1,76 + 20 \log k \quad (28)$$

což má za následek zvýšení počtu bitů o hodnotu :

$$\Delta n = \log_2 \sqrt{k} \quad (29)$$

Použitím $\Sigma - \Delta$ modulátorů vyšších řádů s větším počtem integrátorů docílíme dalšího zvýšení parametru SNR.

Součástí číslicového filtru s konečnou odezvou FIR je decimátor, jenž redukuje vzorkovací kmitočet převodníku. K filtraci signálu se užívají číslicové filtry s váhově proměnnými koeficienty, kterými jsou násobeny vzorky signálu a následně sčítány.

1.7 Kódování

Kód je soubor pravidel, kterým se posloupnostem tvořeným prvky primární abecedy přiřazují posloupnosti tvořené prvky sekundární abecedy. Proces přiřazování se nazývá kódování. Kodér je zařízení realizující kódování. Dekódování je proces opačný ke kódování a realizuje se dekodérem [1].

Z hlediska digitálního zpracování řeči vycházíme z [2]:

- kódování vzorků časového průběhu hovorového signálu, tj. kódování tvaru vlny. Mezi tyto postupy patří pulsně kódová modulace PCM, delta modulace DM, adaptivní delta modulace ADM, diferenciální pulsně kódová modulace DPCM, adaptivní pulsně kódová modulace APCM.
- kódování parametrů zdroje hovorového signálu, tj. parametrického kódování. Mezi základní metody patří vokodérové metody spočívající na principu lineární predikce.
- hybridních metod kódování. Do této kategorie patří kodeky založené na adaptivních predikčních metodách APC, kodeky s multiimpulzním MPELPC či regulárním buzením RELP nebo kodeky využívající vektorové kvantizace (CELP, LD-CELP). Dále mezi hybridní kodéry patří metody založené na složkovém kódování (SBC) nebo adaptivním transformačním kódování (ATC).

1.7.1 Pulsně kódová modulace

Klasický systém PCM pro přenos řeči používá osmibitová slova pro vyjádření hodnot vzorků a vzorkovací kmitočet 8 kSa/s. Tomu odpovídá přenosová rychlost 64 kb/s [1].

PCM spočívá v periodickém vzorkování a ve vyjádření hodnot vzorků binárními čísly s pevným počtem bitů. Pro kompresi se používají dva zákony označované μ a A .

Označíme-li x hodnotu vstupního signálu, pak odpovídající hodnota y výstupního signálu kompresoru μ (angl. μ – Law Compressor) bude dána vztahem,

$$y = \frac{V \ln(1 + \mu|x|/V)}{\ln(1 + \mu)} \operatorname{sgn}(x) \quad (30)$$

kde V je špičková hodnota signálu x i signálu y a μ je konstanta, $\mu = 255$.

Kompresor se zákonem A (angl. A – Law Compressor) je popsán rovnicí,

$$\begin{aligned} y &= \frac{A|x|}{1 + \ln A} \operatorname{sgn}(x) & \text{pro } 0 \leq |x| \leq A/V \\ y &= \frac{V(1 + \ln A|x/V|)}{1 + \ln A} \operatorname{sgn}(x) & \text{pro } A/V \leq |x| \leq V \end{aligned} \quad (31)$$

kde A je konstanta, $A = 87,6$.

Modifikací PCM je DPCM (angl. Differential Pulse Code Modulation), který nepřenáší hodnoty vzorků, ale rozdíly po sobě jdoucích vzorků. Nepříjemnou vlastností systému DPCM je tzv. kumulace chyb.

1.7.2 Adaptivní číslicové zpracování signálu

Základem adaptivního systému je adaptivní filtr. Podstata tohoto systému spočívá v nalezení koeficientů w_i adaptivního filtru tak, aby byla minimalizována chyba $e(n)$, představující rozdíl mezi výstupním signálem $y(n)$ systému buzeného vstupním signálem $x(n)$ a referenční hodnotou $d(n)$. Chyba $e(n)$ je dána vztahem :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (32)$$

K realizaci adaptivní filtrace v časové oblasti se používají filtry FIR, kde se uplatňuje jejich snadná realizace a stabilita.

2 PRAKTICKÁ ČÁST

2.1 Návrh architektury A/D převodníku

Při navrhování A/D převodníku pro digitalizaci akustických signálů jsem bral v úvahu především vliv kvantizačního šumu. Dalším aspektem návrhu byla zpracovávaná šířka pásma s ohledem na rychlost převodu. Posledním kritériem byl způsob kódování čísel a nároky na referenční zdroj převodníku.

S ohledem na současnou součástkovou základnu jsem měl k dispozici A/D převodník typu AD7621, což je velmi rychlý převodník s aproximační architekturou. Pro návrh nejvhodnějšího A/D převodníku pro digitalizaci akustických signálů bych použil A/D převodník z řady „77“ s typovým označením AD77xx. Jsou to převodníky s principem sigma – delta modulace.

2.2 Posouzení vlivu kvantizačního šumu u SDM

Kvantování je operace A/D převodníku, která následuje po vzorkování. Přesné hodnoty vzorků $x(n)$ jsou vyjádřeny se zvolenou konečnou přesností kvantovanými hodnotami $x_q(n)$. Existují dva způsoby vyjádření přesné hodnoty vzorků $x(n)$ a to jejich zaokrouhlením na daný počet desetinných míst nebo useknutím několika desetinných míst. Tím ovšem vzniká difference mezi hodnotami vzorků $x(n)$ diskrétního signálu a již upravenými kvantovanými hodnotami $x_q(n)$. Tento rozdíl tvoří kvantizační chybu $e(n)$, která představuje v oblasti frekvenčního spektra kvantizační šum.

Vliv kvantizačního šumu nejlépe snižují A/D převodníky s principem sigma – delta modulace. Jedná se o zdokonalenou delta modulaci. Po konstrukční stránce získáme SDM z DM tak, že integrátor umístěný ve zpětné vazbě přesuneme před komparátor do přímé větve. Integrátor se realizuje s využitím operačního zesilovače a v další struktuře je využita technika spínaných kondenzátorů.

Nejjednodušší struktura je SDM 1.řádu. Jeho systémová funkce je ve tvaru:

$$H(z) = \frac{U(z)}{S(z)} = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (33)$$

Pro výstup pak píšeme:

$$Y(z) = U(z) + E(z) = S(z)H(z) + E(z) = [X(z) - Y(z)] \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + E(z) \quad (34)$$

A po úpravě:

$$Y(z) = z^{-1}X(z) + (1 - z^{-1})E(z) = z^{-1}X(z) + H_E E(z) \quad (35)$$

Z toho vyplývá, že uvedená struktura obsahuje na výstupu původní nezkreslený vstupní signál $X(z)$ a kvantizační šum $E(z)$, který je ovlivněn systémovou funkcí $H_E = (1 - z^{-1})$, která způsobuje velice výhodné přerozdělení výkonu kvantizačního šumu. Kaskádním řazením takových struktur lze docílit většího potlačení kvantizačního šumu v užitečném pásmu $0 \leq f \leq B$. Pro SDM s -tého řádu bude činitel $H_E = (1 - z^{-1})^s$. Prakticky se používá SDM nejvýše 3.řádu.

Pro výkon kvantizačního šumu SDM v pásmu $0 \leq f \leq B$ lze použít vztah:

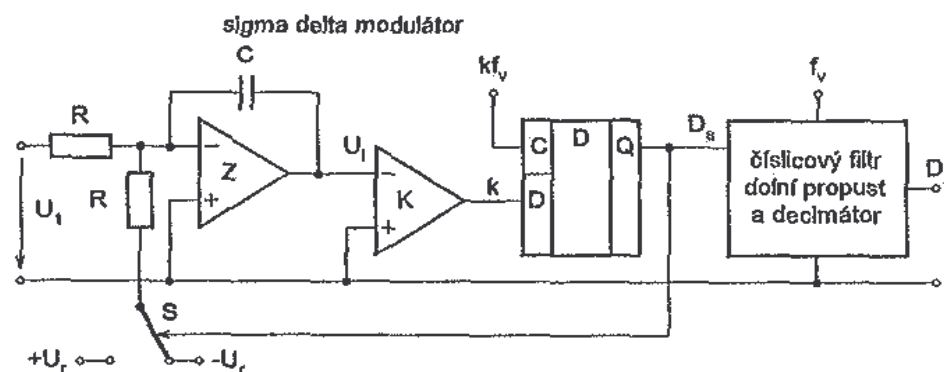
$$P_B = \sigma_e^2 \frac{\pi^2}{3} \left(\frac{2B}{F_p} \right)^3 \quad (36)$$

Výkon P_B je nepřímo úměrný 3.mocnině frekvence převzorkování F_p , takže s volbou větší hodnoty F_p bude poměrně rychle klesat výkon kvantizačního šumu P_B v pásmu $0 \leq f \leq B$.

2.3 Navržený typ – A/D převodník s principem SDM

Tyto převodníky pracují na principu vyrovnávání náboje se vzorkovanou zpětnou vazbou, která udržuje nulovou střední hodnotu náboje na integračním kondenzátoru. Každý sigma – delta A/D převodník je tvořen sigma – delta modulátorem a číslicovým filtrem

FIR s konečnou odezvou, ve kterém dochází k filtraci sériového impulzního signálu D_s (Obr. 16).



Obr. 16. A/D převodník se sigma – delta modulací [6].

Sigma – delta modulátor převádí vstupní napětí U_1 na pilový průběh U_i , který je porovnáván v komparátoru K, jehož výstupní signál je vzorkován v klopném obvodu typu D kmitočtem kf_v , kde k je koeficient převzorkování. Ten vyjadřuje poměr mezi kmitočtem synchronizačního signálu klopného obvodu a vzorkovacím kmitočtem celého sigma – delta převodníku. Koeficient převzorkování se u těchto obvodů pohybuje v rozsahu 8 až 256.

2.3.1 Metody návrhu filtru FIR s konečnou impulzní odezvou

Nedílnou součástí těchto převodníků jsou číslicové filtry FIR s konečnou impulzní odezvou. Filtry typu FIR jsou vždy stabilní, mohou být navrženy s exaktně lineární fází, mají jednoduchou strukturu, a protože jejich systémová funkce $H(z)$ obsahuje pouze nuly, je nutné pro dobrou aproximaci použít velmi dlouhou impulzní odezvu, zejména pak u strmých filtrů, až stovky hodnot $h(n)$, a tedy i koeficientů b_n .

V praktických aplikacích jsou požadavky na amplitudovou charakteristiku digitálního filtru obvykle specifikovány zadáním tolerančního diagramu, kde se uvádí přípustná velikost zvlnění a šířka (strmost) přechodového pásma definována frekvencemi.

Nutnou a postačující podmínkou lineární fáze kauzálního FIR filtru je symetrická nebo antisymetrická impulzní odezva $h(n)$, která je dána reálnou a konečnou posloupností. Vedle typu symetrie je třeba ještě rozlišovat délku impulzní odezvy M , která může být dána lichým nebo sudým počtem členů. Existují tedy čtyři možnosti.

Máme tři typy návrhu FIR filtrů:

- metodou okénka
- metodou frekvenčního vzorkování
- s konstantním zvlněním

2.3.2 Decimace vzorků

Součástí FIR filtru s konečnou impulzní odezvou je decimátor. Proces decimace vzorků, tj. změna vzorkovací frekvence F_x na C -krát menší hodnotu $F_y = F_x/C$ (C je celé číslo), vyžaduje v časové oblasti odebrat ze vstupní posloupnosti vzorků $x(nT_x)$ pouze každý C -tý vzorek. Tím by došlo k překrývání sousedních dílčích spektrálních složek. Zejména by se uplatnil kvantizační šum, jehož spektrum by se po snížení vzorkovací frekvence přesunulo do užitečného pásma 0 až B . Proto je nutné ještě před snížením vzorkovací frekvence pomocí digitální DP omezit spektrum $X(f)$ původního signálu $x(n)$ na frekvenci $B \leq \frac{1}{2} F_y = F_x/2C$.

Podobně jako u interpolace můžeme také u decimace dosáhnout výsledného činitele decimace C rozdělením do kaskády decimačních stupňů s činiteli decimace $C_1, C_2, \dots, C_s$ (celá čísla). Výsledný decimační činitel bude dán součinem C_1 až C_s .

Realizačně nejjednodušší decimační FIR filtr je s rovnoměrnou impulzní odezvou. Tomu odpovídá struktura impulzní odezvy:

$$h(n) = \frac{1}{C}, \quad \text{pro } n = 0, 1, 2, \dots, C-1 \quad (37)$$

Odpovídající systémová funkce bude:

$$H(z) = \sum_{n=0}^{C-1} h(n) z^{-n} = \frac{1}{C} \sum_{n=0}^{C-1} z^{-n} = \frac{1}{C} \frac{1 - z^{-C}}{1 - z^{-1}} \quad (38)$$

Substitucí $z = e^{j\omega T_y}$ dostaneme pro modul odpovídající frekvenční charakteristiky vztah:

$$|H(f)| = \frac{1}{C} \left| \frac{\sin(\pi) f T_y C}{\sin(\pi) f T_y} \right| \quad (39)$$

V případě decimačního FIR filtru s rovnoměrnou impulzní odezvou $h(n) = 1/M$, $n = 0, 1, 2, \dots, M-1$ bude jeho výstup $w(n)$ představující součet M vstupních vzorků $x(n)$, kde M je impulzní odezvy FIR filtru, dán vztahem:

$$w(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x(n-k) \quad (40)$$

což je aritmetický průměr M sousedních vzorků $x(n)$. Z toho se vybírá každý C -tý vzorek, takže výstup decimátoru bude:

$$y(r) = w(rC) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x(rC-k) \quad (41)$$

Lepších výsledků dosáhneme s FIR filtrem s trojúhelníkovou impulzní odezvou $h(n)$.

2.4 Konečné řešení převodníku A/D s převzorkováním

Analogový vstup $x(t)$ nejprve vzorkujeme s vysokou frekvencí $F_p = N \cdot F_v$. Její volba bude záležet na druhu analogového signálu a na požadované kvalitě, tj. odstupu kvantizačního šumu od užitečného signálu. Vzorky $x(n)$ jsou v bloku SDM převedeny na dvouúrovňový digitální signál $y(n)$. Jednabitový výstup SDM je pak již převeden na kódová slova PCM s požadovaným počtem bitů ve slově a s požadovanou vzorkovací frekvencí $F_v \geq 2B$, kde B je horní mezní frekvence spektra.

Kvalitnější řešení převodu SDM/PCM v převodníku A/D získáme decimačním filtrem s trojúhelníkovou impulzní odezvou $h(n)$. Použijeme kodéry využívající princip SDM patřící do skupiny zpětnovazebních kodérů. Nazývají se také kodéry s tvarováním či přerozdělením šumového spektra, nebo také kodéry s převzorkováním.

V případě napájení A/D převodníku se dá využít dvou nezávislých napájecích zdrojů pro analogovou a číslicovou část zvlášť nebo navrhnout filtraci společného napájení, jak jsem to udělal pro převodník AD7621.

2.5 Obvodové řešení pro AD7621

Kompletní obvodové řešení s A/D převodníkem AD7621 a jednotlivými funkčními bloky bylo nakresleno v programu AutoCAD 2004. Vycházel jsem z technické dokumentace převodníku AD7621 od výrobce.

2.5.1 Architektura AD7621

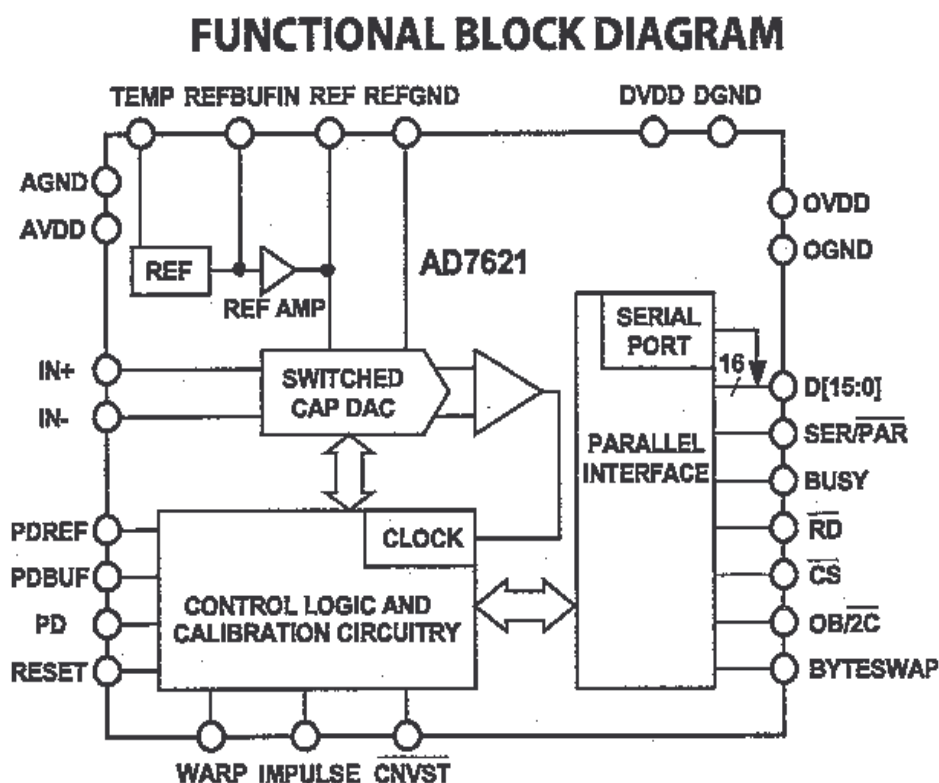
A/D převodník 7621 pracuje na principu postupné aproximace SAR. Je tvořen aproximačním registrem, D/A převodníkem a komparátorem, který vyhodnocuje polaritu vstupního a kompenzačního proudu z D/A převodníku.

Na základě této postupné aproximace vstupního proudu kompenzačním proudem D/A převodníku jsou postupně určeny bity číslicového signálu, počínaje bitem s nejvyšší vahou neboli MSB.

Aproximační registr SAR je tvořen posuvným registrem a pamětí. Postupné připojování váhových proudů D/A převodníkem se děje posuvem bitu o úroveň H v posuvném registru. D/A převodník je tvořen z dvou identických polí s šestnácti váhovými kondenzátory, které jsou napojeny dvěma vstupy do komparátoru.

2.5.2 Základní parametry AD7621

AD7621 je 16-ti bitový A/D převodník, který používá napájení $\pm U_{REF}$ (2,048 V) do 2,5 V. Je vybaven sériovým i paralelním rozhraním. Kvantovací krok n-bitového převodníku odpovídá váze jeho bitu s nejnižší vahou značeného jako LSB. Parametr integrální nelinearity může být až $INL = \pm 2LSB$, obvykle $INL = \pm 1LSB$. Dalšími parametry jsou $SINAD = 87 \text{ dB}$ a $THD = -103 \text{ dB}$. Výrobce garantuje 16-bitové rozlišení s nechybějícími kódovými slovy. Vnitřní strukturu tohoto převodníku ukazuje obrázek (Obr. 17). Teplotní rozsah je od -40°C do $+85^{\circ}\text{C}$.



Obr. 17. Blokový diagram AD7621 [7].

Při rovnoměrném vzorkování je průběh napětí $u_a(t)$ vzorkován vzorkovacím signálem $s(t)$ se vzorkovacím kmitočtem $f_v = 1/T_v$. Ten se udává počtem odebraných vzorů za sekundu (Sa/s). AD7621 využívá celkem tři operační módy. Jsou to:

- „WARP“ mód
- „NORMAL“ mód
- „IMPULSE“ mód

Nejrychlejším z těchto tří operačních módů je „WARP“ mód se třemi milióny odebranými vzorky za sekundu (3MSPS). Přesnost je u tohoto módu zaručena pouze pokud čas mezi dvěma převody nepřesáhne 1ms. Dojde-li k překročení jedné milisekundy mezi dvěma převody, potom hodnota prvního převodu bude ignorována. Využívá se pro aplikace, kde je potřeba vysoká přesnost a rychlé vzorkování.

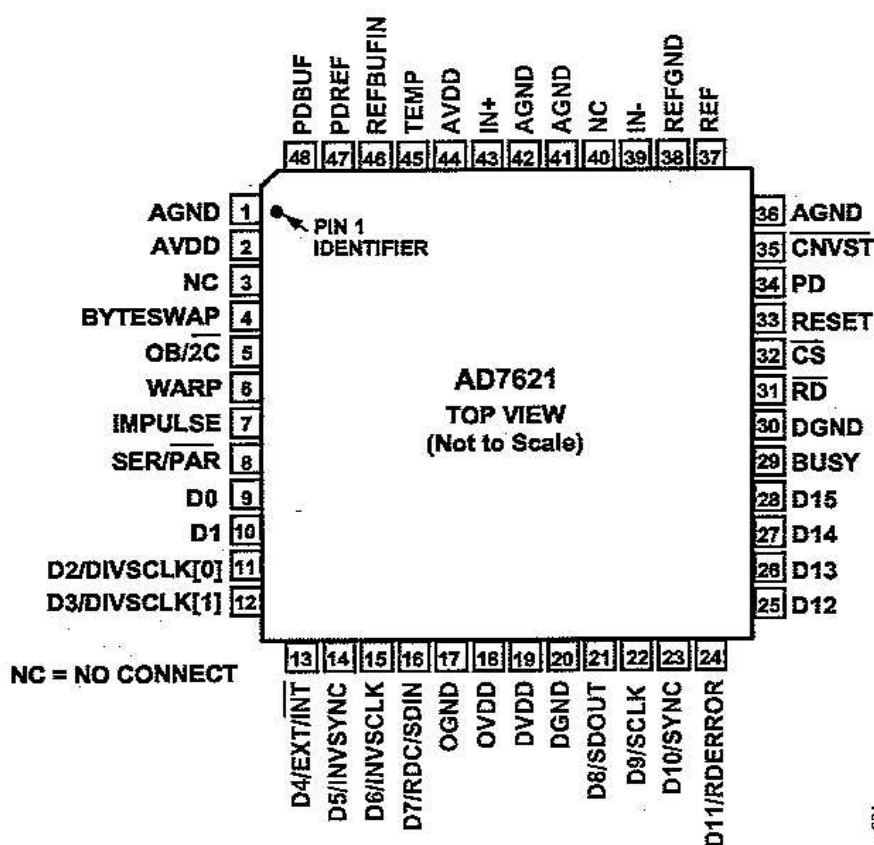
Druhým operačním módem je „NORMAL“ se dvěma milióny odebranými vzorky

za sekundu (2MSPS). U něho výrobce zaručuje funkčnost bez omezení časovým limitem mezi dvěma převody. Je vhodný pro asynchronní aplikace jako je získávání dat, kde potřeba vysoká přesnost a rychlé vzorkování.

Nejpomalejší z nich je „IMPULSE“ mód s 1,25 miliony odebranými vzorky za sekundu (1,25MSPS). Má nejmenší zdrojový rozptyl a umožňuje ukládání mezi převody.

2.5.3 Pinová konfigurace a funkční popis AD7621

A/D převodník AD7621 má celkem 48-pinových vstupů a výstupů (Obr. 18).



Obr. 18. Konfigurace AD7621 [7].

Z funkčního hlediska rozlišujeme sedm typů:

1. P (angl. Power) – zdroj
2. AI (angl. Analog Input) – analogový vstup
3. AO (angl. Analog Output) – analogový výstup
4. AI/O (angl. Analog Input/Output) – analogový vstup/výstup
5. DI (angl. Digital Input) – digitální vstup
6. DO (angl. Digital Output) – digitální výstup
7. DI/O (angl. Digital Input/Output) – digitální vstup/výstup

Piny typu P:

AGND (angl. Analog Power Ground) – analogová zem

AVDD (angl. Input Analog Power) – vstup analogového zdroje, 2,5 V

OGND (angl. Input/Output Interface Digital Power Ground) – vstupně/výstupní rozhraní digitální země

OVDD (angl. Input/Output Interface Digital Power) – vstupně/výstupní rozhraní digitálního zdroje, 2,5 V

DVDD (angl. Digital Power) – digitální zdroj, 2,5 V

DGND (angl. Digital Power Ground) – digitální zem

Piny typu AI:

IN- (angl. Differential Negative Analog Input) – záporný analogový vstup

IN+ (angl. Differential Positive Analog Input) – kladný analogový vstup

REFGND (angl. Reference Input Analog Ground) – reference vstupu analogové země

Piny typu AO:

TEMP (angl. Temperature Sensor Analog Output) – teplotní senzor analogového výstupu

Piny typu DI:

BYTESWAP (angl. Parallel Mode Selection) – volba paralelního módu (8bit/16bit)

OB/2C (angl. Straight Binary/Binary Two's Complement Output) – přímý binární kód/dvojkový doplněk

WARP (angl. Conversion Mode Selection) – volba převodního módu

IMPULSE (angl. Conversion Mode Selection) – volba převodního módu

SER/PAR (angl. Serial/Parallel Selection Input) – výběr sériového/paralelního vstupu

RD (angl. Read Data) – čtení dat

CS (angl. Chip Select) – výběr čipu

RESET (angl. Reset Input) – reset

PD (angl. Power-Down Input) – redukce zdroje

CNVST (angl. Conversion Start) – inicializace převodu

PDREF (angl. Voltage Reference)

PDBUF (angl. Buffering Reference)

Piny typu DO:

D[0:1]

D8

D10 nebo SYNC

D11 nebo RDERROR

D[12:15]

BUSY (angl. Busy Output)

Piny typu AI/O:

REF (angl. Reference Output/Input)

REFBUFIN (angl. Reference Buffer Input)

Piny typu DI/O:

D[2:3] nebo DIVSCLK[0:1]

D4 nebo EXT/INT

D5 nebo INVSYN

D6 nebo INVSCLK

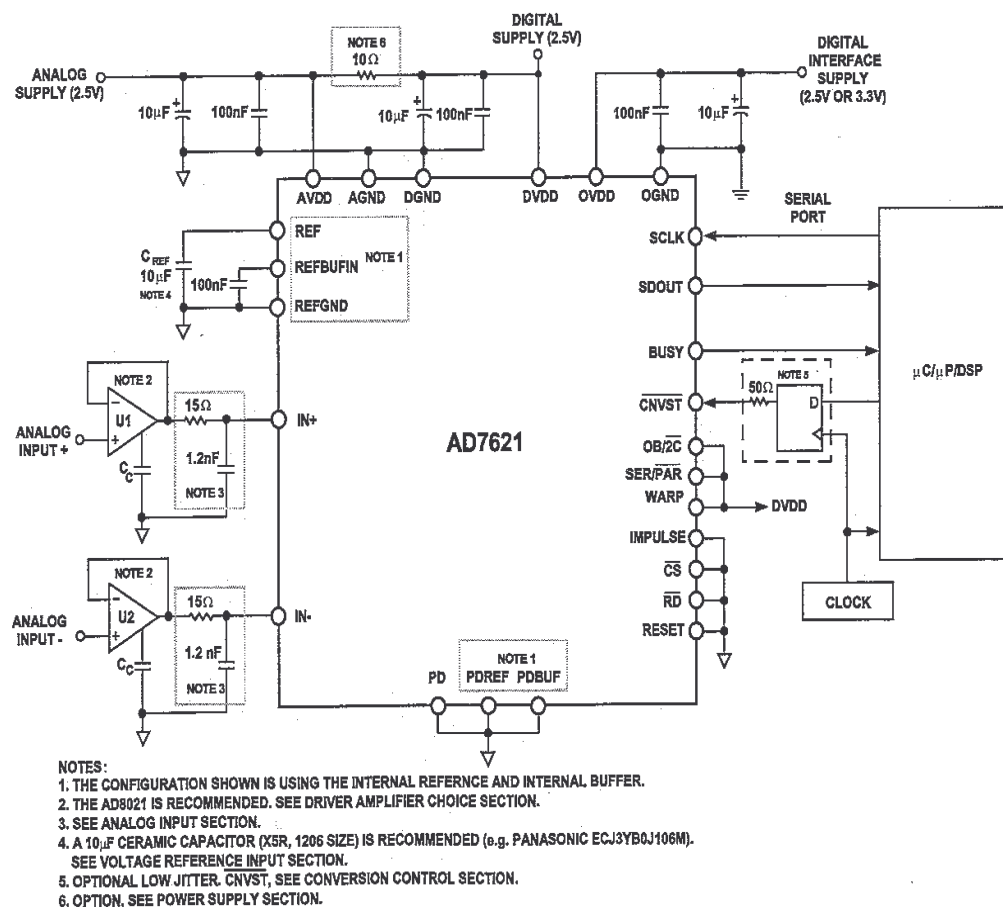
D7 nebo RDC

D9 nebo SCLK

Různým nastavením těchto vstupů a výstupů hodnotami „LOW“ a „HIGH“ se určuje nastavení převodníku AD7621. Piny NC (angl. No Connect) nemají žádnou funkci.

2.5.4 Funkční schéma AD7621

Pro funkční schéma tohoto A/D převodníku jsou výrobcem doporučeny keramické nebo tantalové kondenzátory a odpory k ochraně vstupů a výstupů (Obr 19).



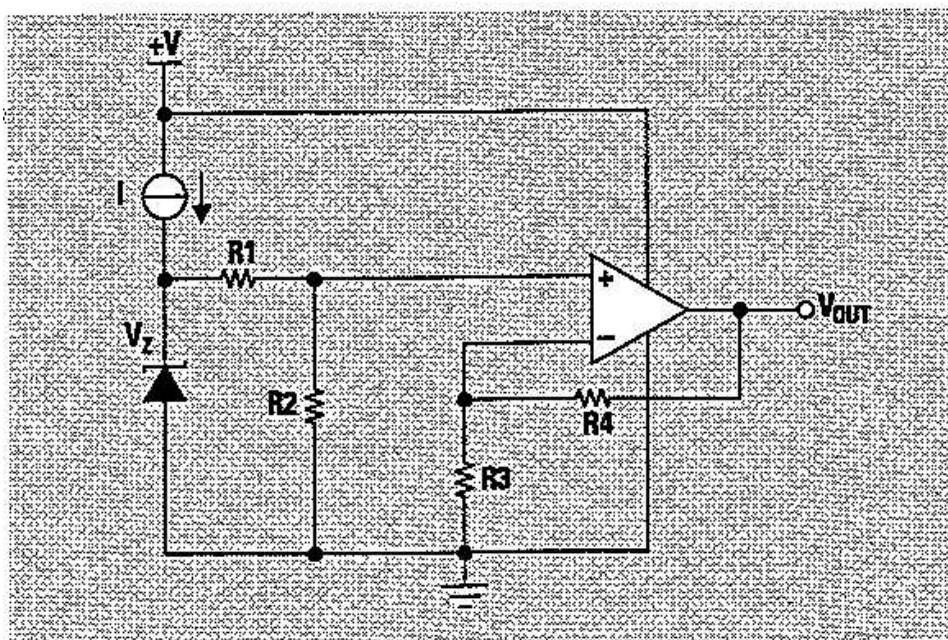
Obr. 19. Funkční schéma převodníku AD7621 [7].

Pro obvodové řešení jsem použil toto schéma, přičemž na analogový vstup jsem připojil mikrofon ELEKTRET MCE100 (popřípadě MCE101), navrhl filtraci napájení se Zenerovou diodou s výstupním napětím 2,5 V a začlenil do systému mikropočítače propojením s ADSP219x.

2.5.5 Návrh filtrace napájení AD7621

Navrhované schéma napájení používá Zenerovu diodu (6,3 V), (Obr. 20). Zenerovo napětí je rozděleno mezi odpory R1 a R2 a přivedeno na neinvertující vstup operačního zesilovače, který nám dá požadované napětí, což je v našem případě 2,5 V. Zesílení operačního zesilovače je dáno odpory R3 a R4. Požadované napětí je dáno vztahem:

$$U_{OUT} = \frac{R2}{R1 + R2} \left(1 + \frac{R4}{R3} \right) \times U_Z \quad (42)$$

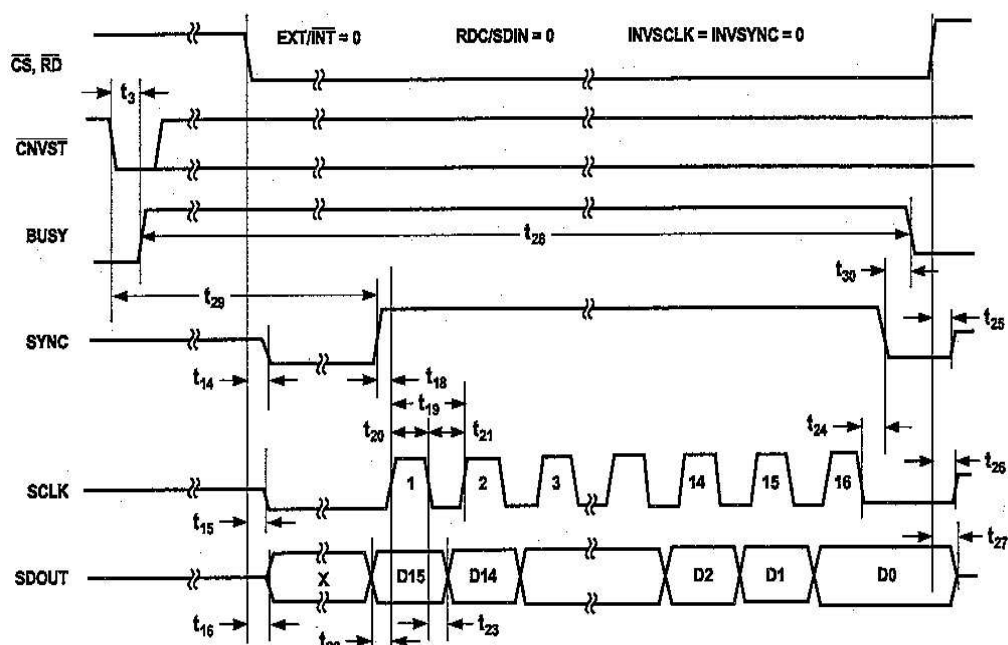


Obr. 20. Schéma napájení pro AD7621.

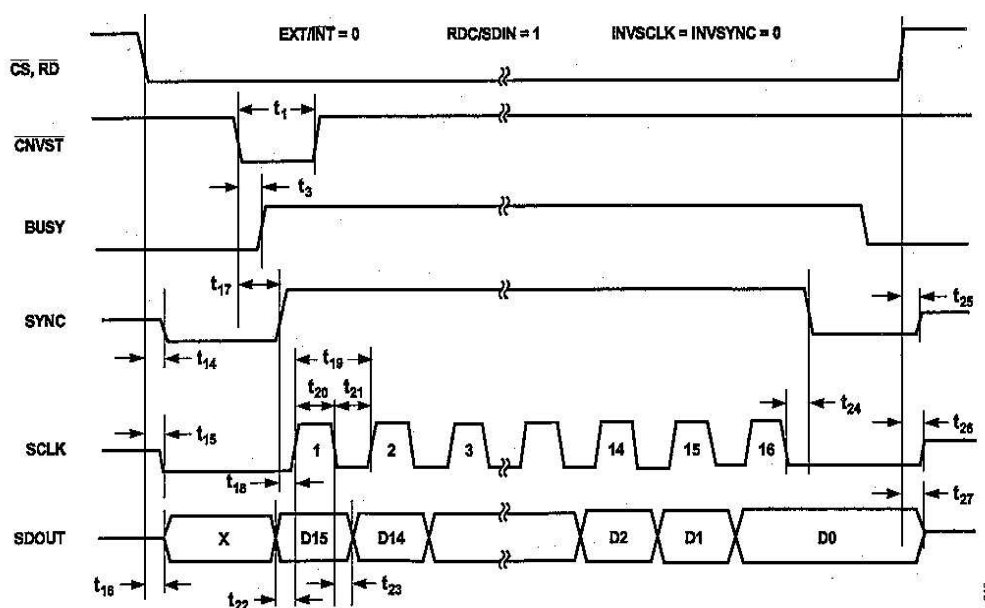
2.5.6 Volba sériové komunikace AD7621

Převodník AD7621 je nakonfigurován na sériovou komunikaci, pokud pin SER/PAR drží hodnotu „HIGH“. Výstup dat je na pinu SDOUT a tyto data jsou synchronizována hodinovými impulzy uskutečňované na pinu SCLK.

Data, při sériovém rozhraní „Master“, mohou být čteny dvěma různými způsoby. První z nich je čtení po každém převodu (Obr. 21) a tím druhým je čtení během následujícího převodu (Obr. 22).



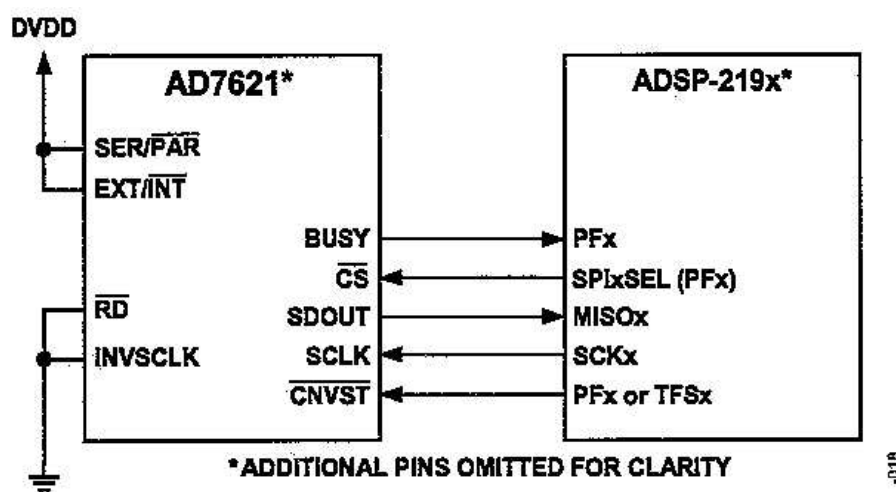
Obr. 21. Čtení dat po každém převodu [7].



Obr. 22. Čtení dat během následujícího převodu [7].

2.5.7 Začlenění do systému mikropočítače - propojení AD7621 s ADSP-219x

AD7621 nabízí dva kódy. Jedním z nich je přímý binární a ten druhý je dvojkový doplněk. Sériové periferní rozhraní (angl. Serial Peripheral Interface-SPI) je u ADSP-219x nakonfigurováno pro „master“ mód. AD7621 může využít i paralelní komunikaci. Propojení AD7621 s ADSP-219x je doporučeno výrobcem (Obr. 23).



Obr. 23. Propojení AD7621 s ADSP-219x [7].

2.6 Deska plošného spoje s A/D převodníkem

Při návrhu desky plošného spoje vycházíme z několika základních pravidel. Deska plošného spoje bývá obvykle několikavrstvá. Důležité je rozmístění jednotlivých částí na desce. Je potřeba vyčlenit místo na desce pro zdroj napájení A/D převodníku, mikrofon a samotný A/D převodník. Pozornost musíme věnovat oddělení analogové části od části číslicové například izolačním příkopem.

Další důležitou kapitolou návrhu desky plošného spoje je zemnění. Zemnění může být jednobodové nebo vícebodové. Prakticky se zemnění řeší rozlitou měďí a obvykle tvoří jednu z vrstev desky plošného spoje. V této vrstvě samozřejmě nesmí být žádný vodivý spoj.

Vodivé spoje by neměly být dlouhé a nesmí se křížit. Je nutné dodržovat minimální vzdálenosti mezi nimi.

Při návrhu desky plošného spoje existují různé normy, kterými se konstruktér musí řídit. Při výrobě je důležité, aby deska byla technicky realizovatelná. Návrhy se realizují například počítačovými programovými produkty OrCAD. Tento návrhový systém je založený na dvou oddělených programech, tedy i jejich knihovnách. Neměli bychom zapomínat také na ekonomickou stránku realizace plošného spoje, kde hraje svou roli časová náročnost výroby a technologická realizace.

2.6.1 Požadavky zemnění AD7621

Deska plošného spoje s AD7621 musí být řešena tak, aby byla oddělena analogová část od číslicové. Zemnění se užívá vícebodové a spočívá v tom, že každá součástka je co nejkratším přívodem propojena na nízkoimpedanční vodivou plochu – rozlévanou měď v samostatné vrstvě plošného spoje. Tento způsob zemnění nám přináší minimalizaci proudových smyček.

AD7621 má čtyři různé zemní piny. Jsou to:

- REFGND
- AGND
- DGND
- OGND

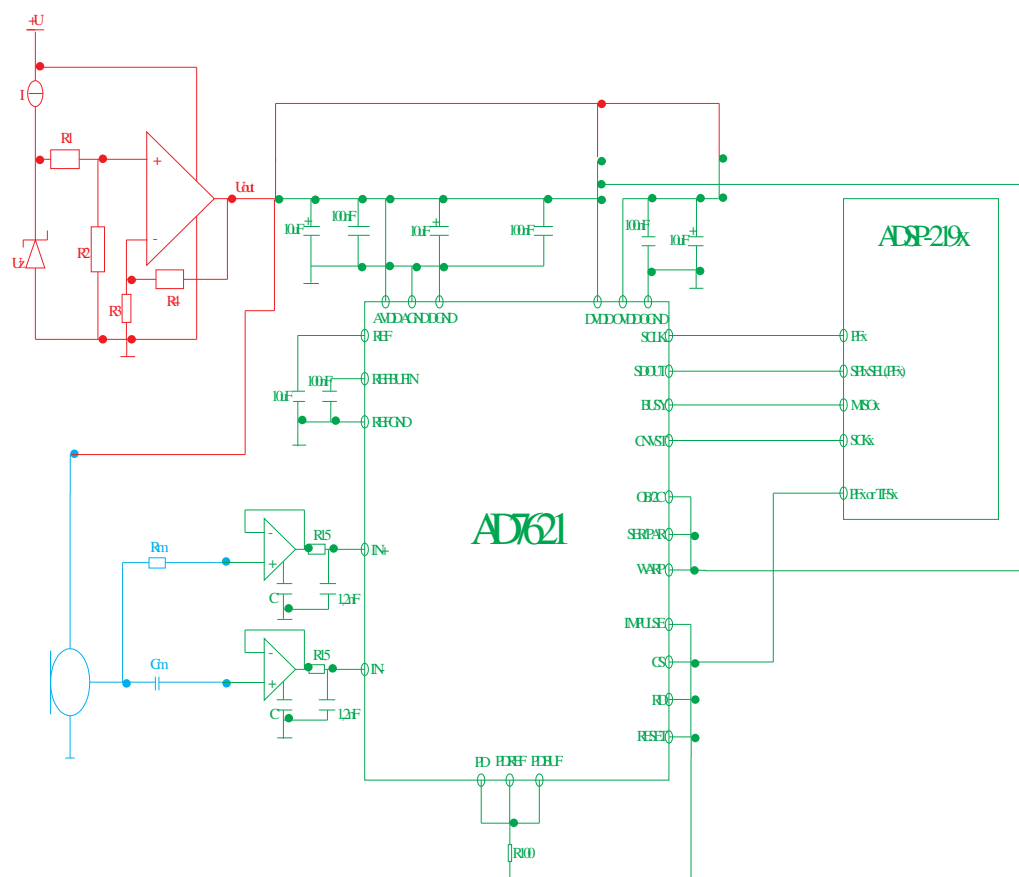
Tam, kde je potřeba propojit analogovou a digitální zem, se používá propojení pouze v jednom bodě.

2.7 Program AutoCAD 2004

Programové prostředí AutoCAD 2004 je určeno pro vytváření technických výkresů. Při realizaci výkresu je možnost využít jednotlivé hladiny, které se dají v případě potřeby vypnout a tím značně zpřehledňují pracovní plochu. Výběr jednotlivých objektů, barevného rozlišení, typů čar a funkcí pro úpravu jednotlivých objektů je přehledné. Pokud bychom chtěli navrhovat desku plošného spoje určenou k výrobě, pak je vhodné použít například OrCAD nebo jiný produkt, který obsahuje příslušné knihovny se symboly součástek a k sestavení výrobního programu pro NC stroje.

2.8 Obvodové řešení v AutoCADu 2004

Obvodové řešení (Obr. 24) se skládá z mikrofonu ELEKTRET MCE100 doporučeného pro připojení k A/D převodníku, který je napájen napětím 2,5 V stejně jako AD7621. Napájení je řešeno přes Zenerovu diodu a je to jeden z doporučených způsobů pro převodníky s 12-bitovým a vyšším rozlišením. AD7621 je spojen sériovou komunikací s ADSP-219x, doporučené výrobcem AD7621 pro zpracování digitálního signálu.



Obr. 24. Obvodové řešení pro AD7621 v AutoCADu 2004.

3 ZÁVĚR

Byla rozebrána problematika A/D převodu s ohledem na vliv šumu vznikajícího při kvantování analogového signálu. Byla řešena otázka filtrace napájení A/D převodníku pro společné napájení jeho analogové a číslicové části.

Vyhodnocením vlastností jednotlivých architektur A/D převodníků byla vybrána nejvhodnější architektura pro digitální zpracování akustického signálu.

Byl navržen a popsán A/D převodník pracující na principu sigma – delta modulace. Návrh popisuje princip SDM s ohledem na vliv kvantizačního šumu, s ohledem na zpracovávanou šířku pásma, rychlost převodu a kódování čísel pulzně kódovou modulací PCM. Z konstrukčních částí A/D převodníku s převzorkováním byly popsány FIR filtry, u kterých byly zmíněny jejich metody návrhu pro zadanou impulzní charakteristiku $h(t)$ a decimátor s popsaným principem decimace vzorků.

Závěrečná část byla věnována obvodovému řešení s A/D převodníkem od firmy Analog Device (AD) s typovým označením AD7621. Je to velmi rychlý převodník až se třemi miliony odebranými vzorky analogového signálu za sekundu a aproximační architekturou. Obvodové řešení je nakresleno v programu AutoCAD verze pro rok 2004. Návrh se skládá ze čtyř funkčních bloků. Prvním funkčním blokem je návrh společného napájení pro analogovou a číslicovou část AD7621. Bylo použito schéma se Zenerovou diodou, obvykle se používá s nominální hodnotou 6,3 V, které dává na výstupu operačního zesilovače požadované napětí podle rovnice (42), v našem případě 2,5 V. Tímto napětím je napájen i mikrofon ELEKTRET MCE100, který po AD7621 představuje třetí funkční blok, u kterého není potřeba použít předzesilovač a je určen pro připojení k A/D převodníkům. Poslední funkční blok plní požadavek začlenění do systému mikropočítače, které je řešeno sériovou komunikací mezi AD7621 a ADSP-219x určeným pro zpracování digitálního signálu, které nabízí také jako řešení firma AD i s nabídkou softwaru pro ovládání z PC.

K ochraně jednotlivých vstupů AD7621 byly použity keramické nebo tantalové kondenzátory s nominálními hodnotami 10 μ F a 100 nF, které doporučuje firma AD.

Navržené obvodové řešení může sloužit k realizaci desky plošného spoje s AD7621. Tento převodník je vhodný pro aplikace jako jsou vysoce rychlostní sběr dat, komunikace, spektrální analýza a použití v lékařských přístrojích.

Navrhoval bych, aby v této práci pokračoval student s elektrotechnickým zaměřením.

Seznam použité literatury

- [1] ŠEBESTA, V.: Teorie sdělování, VUTIUM, Brno 2001
- [2] PRCHAL, J., ŠIMÁK, B.: Digitální zpracování signálů v telekomunikacích, ČVUT Praha, Fakulta elektrotechnická, Praha 2001
- [3] SEDLÁČEK, M.: Zpracování signálů v měřicí technice, ČVUT Praha, Fakulta elektrotechnická, Praha 1993
- [4] ZÁHLAVA, V.: Metodika návrhu plošných spojů, ČVUT Praha, Fakulta elektrotechnická, Praha 2001
- [5] BAŠTA, I.: Zpracování a záznam signálu, ČVUT Praha, Fakulta elektrotechnická, Praha 1994
- [6] VEDRAL, J., FISCHER J.: Elektronické obvody pro měřicí techniku, 2.vydání, ČVUT Praha 2004, ISBN 80-01-02966-2
- [7] *Firma Analog Device (AD) : Katalogový list AD7621*. Dostupný z WWW:
<http://www.alldatasheet.co.kr/datasheet-pdf/pdf_kor/AD/AD7621.html>
- [8] *Firma Analog Device (AD)*. Dostupný z WWW:
<<http://www.analog.com/en/prod/0%2C%2CAD7621%2COO.html>>

Seznam obrázků

Obr. 1. Časový průběh hlásky „s“ a „i“ [1]	9
Obr. 2. Spektrální hustoty výkonu řečových signálů hlásek „s“ a „i“ [1]	10
Obr. 3. Čtyřstavový signál [1]	13
Obr. 4. Spektrum analogového signálu $x(t)$, čili $X(j\omega)$ a spektra vzorkovaného signálu $x(n)$, čili $x_d(e^{j\theta})$ při b) $f_{vz} > f_{max}/2$, c) $f_{vz} = f_{max}/2$, d) $f_{vz} < f_{max}/2$ [3]	16
Obr. 5. Ideální vzorkování [2]	17
Obr. 6. Modul spektra diskretní posloupnosti ideálně vzorkovaného signálu [2]	18
Obr. 7. Obnova analogového signálu [2]	18
Obr. 8. Ideální interpolace (obnova) spojitého průběhu s omezeným spektrem [2]	19
Obr. 9. Převodník A/D [2]	20
Obr. 10. Posloupnost obnovených prodloužených vzorků na výstupu S/H v převodníku D/A [2]	20
Obr. 11. Princip kvantování a základní pojmy [2]	22
Obr. 12. Příklady propojení společného vodiče (země) a napájení u A/D převodníků [4]	24
Obr. 13. Definice chyby nuly a zesílení [6]	25

Obr. 14. Definice INL a DNL [6]	26
Obr.15. Nemonotónnost převodní charakteristiky [6]	26
Obr. 16. A/D převodník se sigma – delta modulací [6]	27, 36
Obr. 17. Blokový diagram AD7621 [9]	41
Obr. 18. Konfigurace AD7621 [9]	42
Obr. 19. Funkční schéma převodníku AD7621 [9]	46
Obr. 20. Schéma napájení pro AD7621 [10]	47
Obr. 21. Čtení dat po každém převodu [9]	48
Obr. 22. Čtení dat během následujícího převodu [9]	48
Obr. 23. Propojení AD7621 s ADSP-219x [9]	49
Obr. 24. Obvodové řešení pro AD7621 V AutoCADu 2004	51

Seznam tabulek

Tabulka I. Základní signálové prvky [1]

12

Seznam použitých symbolů a zkratek

A/D	analogový/digitální
D/A	digitální/analogový
DP	dolní propust
angl.	anglicky
PCM	pulse code modulation
DPCM	diferential pulse code modulation
FIR	finite impulse response filter
SDM	sigma – delta modulace
SNR	signal noise ratio
SINAD	signal impulse noise and distortion
ENOB	effective numer of bits
INL	integral nonlinearity
DNL	diferential nonlinearity
SAR	successive approximation register
CD	compact disc

MSB		bit s nejvyšší váhou
LSB		bit s nejnižší váhou
$\Sigma - \Delta$		sigma – delta
L	[-]	délka kódu
z	[-]	číselná soustava
b	[-]	počet bitů
N	[-]	počet diskretních hodnot
t	[-]	čas
f	[Hz]	frekvence
T	[s]	perioda
x	[-]	vstupní signál
y	[-]	výstupní signál
X	[-]	Fourierův obraz vstupního signálu
Y	[-]	Fourierův obraz výstupního signálu
M	[Bd]	modulační rychlost
R	[bit/s]	přenosová rychlost

S	[-]	přenosová funkce
Gu	[-]	doplňek
p	[-]	řád systému
z_i	[-]	póly přenosové funkce
a_i	[-]	predikční koeficienty
n	[-]	pořadí symbolu
s	[-]	signálový prvek
B	[Hz]	šířka pásma
ω	[rads^{-1}]	úhlová frekvence
θ	[-]	normalizovaná kruhová frekvence
h	[-]	impulsní odezva
e	[-]	kvantizační chyba
Δ	[-]	šířka kvantizačního stupně
D	[dB]	odstup signál/šum
U	[V]	elektrické napětí
I	[A]	elektrický proud

w_i [-] koeficienty adaptivního filtru

d [-] referenční hodnota

ε_0 [-] chyba nuly

ε_g [-] chyba zesílení

q [-] kvantovací úroveň

H [-] systémová funkce