

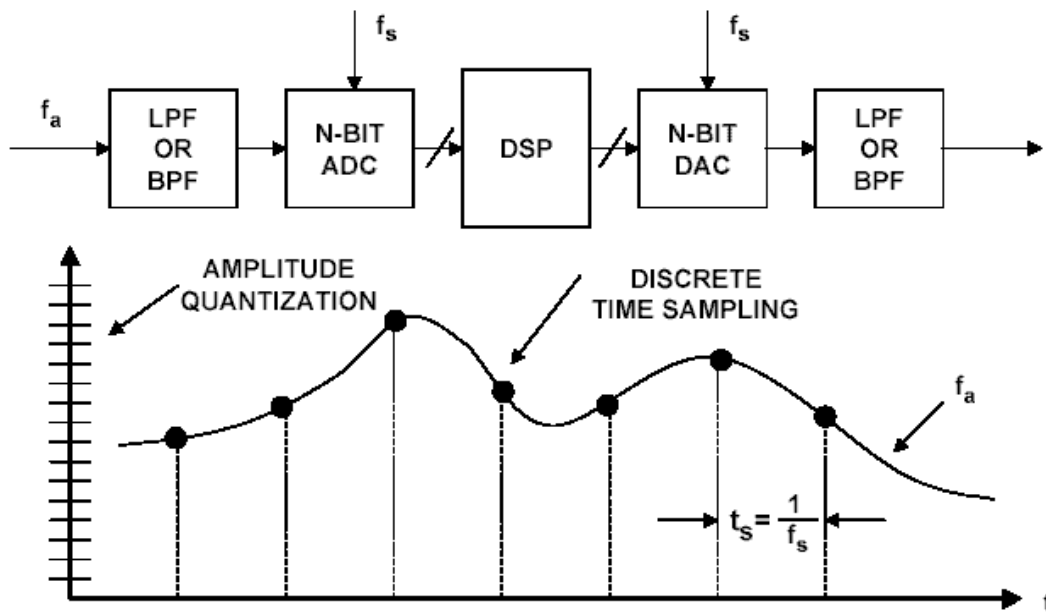
Formáty audio dat a jejich srovnání (a základní informace o A/D a D/A převodnících)

1. Základy A/D převodníků
 - 1.1. Shannonův/Nyquistův teorém
 - 1.2. Aliasing a filtry
 - 1.3. Chyby a kvantizační šum
 - 1.4. Redukce amplitudy kvantizačního šumu při převzorkování
 - 1.5. Sigma-delta modulace a noise shaping
 2. Základy D/A převodníků
 - 2.1. Anti-aliasing
 - 2.2. Principy převodníků, chyby
 - 2.3. Delta-sigma převodníky D/A
 3. Formáty audio dat
 - 3.1. PCM 16/44.1 až 24/192
 - 3.2. DSD
 4. FFT analýza hudebních dat na CD, DVD-A a SACD (naměřené grafy)
 5. Resolution Project Disc, FFT analýza
 6. Analýza signálů s malou amplitudou pomocí PC karty – v časové oblasti
-

1. Základy A/D převodníků

1.1. Shannonův/Nyquistův teorém (vzorkovací teorém)

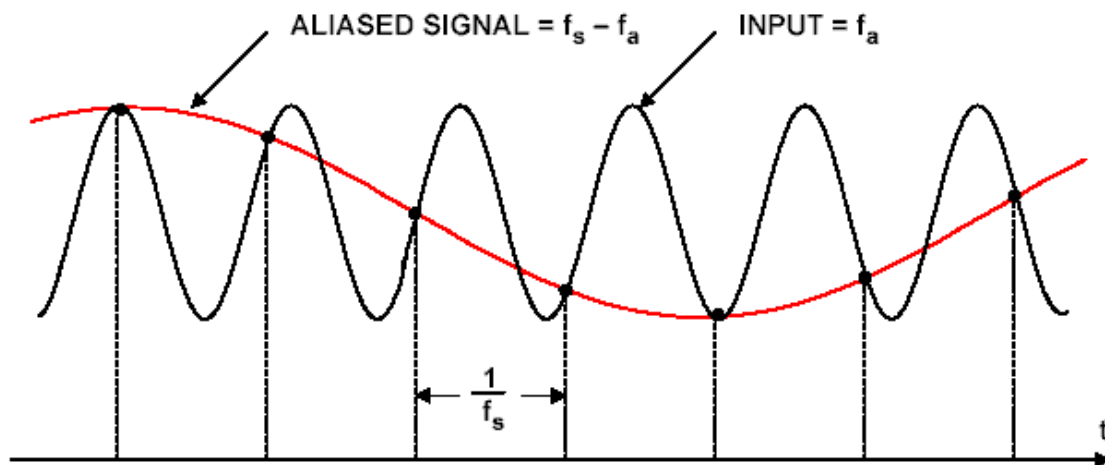
Aby mohl být souvislý spojitý signál přesně rekonstruován ze svých vzorků, musí být správně vzorkován. Souvislý spojitý signál může být správně vzorkován jen tehdy, pokud neobsahuje frekvenční složky nad $\frac{1}{2}$ vzorkovací frekvence.



Obr.1. Vzorkování a kvantizace v elementárním DSP řetězci

1.2. Aliasing a filtry

Pokud má vzorkovaný signál vyšší frekvenční složky, než je polovina vzorkovací frekvence F_s , vznikne po rekonstrukci signál s novými frekvenčními složkami pod $\frac{1}{2} F_s$.

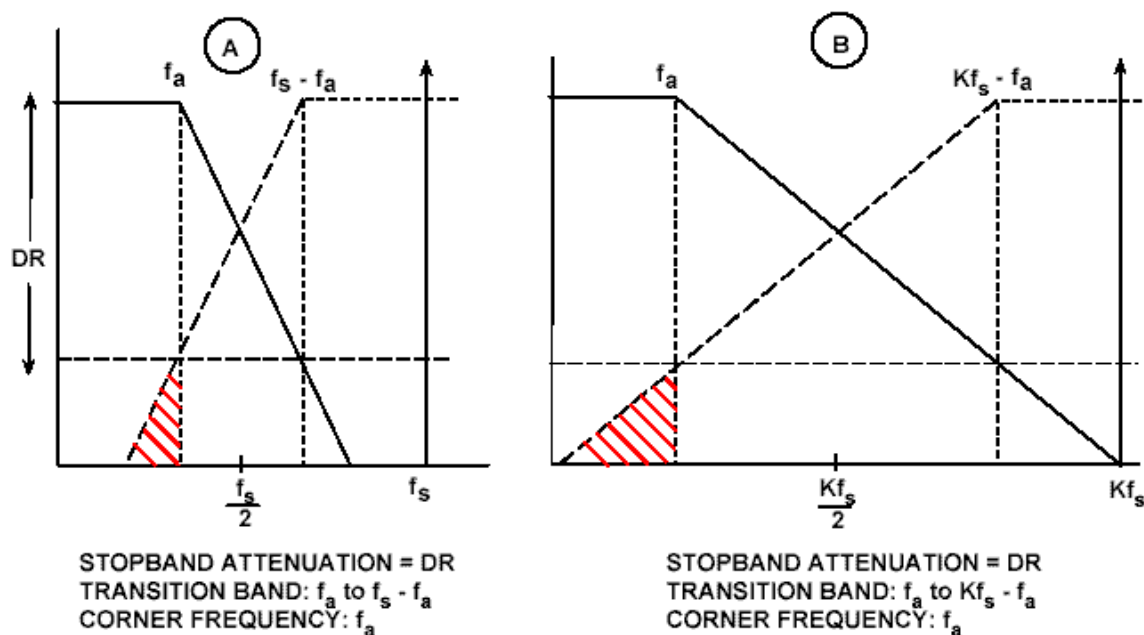


Obr.2. "Alias" signálu o frekvenci f_a vyšší, než polovina F_s

Aby k uvedenému jevu nedošlo, provádí se před vzorkováním vstupního signálu frekvenční oříznutí pod $\frac{1}{2} F_s$ co nejstrmějším filtrem typu dolní propust, který mívá současně co nejmenší útlum v přenášeném pásmu. To sice zabrání aliasingu, ale zasáhne do časového průběhu vstupního signálu způsobem, který může být někdy nepřijatelný. Výsledkem jsou např. překmity odezvy na

obdélníkový signál, což není akceptovatelné v mnoha aplikacích v měřicí technice. V audio se má zpravidla za to, že tento typ zásahu není pro sluch významný, i když není jisté, zda existuje přesvědčivý důkaz této domněnky.

Pokud se zajímáme pouze o signály o frekvencích do max. f_a , bude anti-alias filtr propouštět signály s frekvencemi DC – f_a a potlačovat nad f_a , přičemž f_a je menší nebo rovno $f_s/2$. Strmost potlačení nad f_a je konečná a její důsledky vidíme na obr.3, je to omezení dynamického rozsahu na hodnotu DR. Obrázek B ukazuje na situaci při K x vyšší vzorkovací frekvenci, kdy je možné použít filtr s menší strmostí potlačení při docílení stejného dynamického rozsahu.



Obr.3. Použití filtrů typu dolní propust pro odstranění aliasingu a jejich vliv na dynamický rozsah

1.3. Chyby a kvantizační šum

Ideální A/D převodník

Prozatím byl zmíněn pouze vliv vzorkovací frekvence a aliasingu na dynamický rozsah ideálního systému. Je nutné uvažovat též rozdělení amplitudy signálu do konečného počtu diskretních kvantizačních hladin. Stále je řeč o ideálním N -bitovém převodníku se vzorkovací frekvencí f_s .

Obr.4 ukazuje velikost nejmenšího bitu LSB pro různá rozlišení (počet bitů) převodníku A/D.

RESOLUTION N	2^N	VOLTAGE (10V FS)	ppm FS	% FS	dB FS
2-bit	4	2.5 V	250,000	25	-12
4-bit	16	625 mV	62,500	6.25	-24
6-bit	64	156 mV	15,625	1.56	-36
8-bit	256	39.1 mV	3,906	0.39	-48
10-bit	1,024	9.77 mV (10 mV)	977	0.098	-60
12-bit	4,096	2.44 mV	244	0.024	-72
14-bit	16,384	610 μ V	61	0.0061	-84
16-bit	65,536	153 μ V	15	0.0015	-96
18-bit	262,144	38 μ V	4	0.0004	-108
20-bit	1,048,576	9.54 μ V (10 μ V)	1	0.0001	-120
22-bit	4,194,304	2.38 μ V	0.24	0.000024	-132
24-bit	16,777,216	596 nV*	0.06	0.000006	-144

*600nV is the Johnson Noise in a 10kHz BW of a 2.2k Ω Resistor @ 25°C

Obr.4. Velikost LSB pro N-bitový převodník pro FS=10V

Na obr.5 je znázorněna statická převodní charakteristika ideálního 3-bitového A/D převodníku. Vstup je spojitý, výstup je kvantizovaný do 8 hladin. Tato ideální převodní charakteristika má odchylky o velikosti do $\frac{1}{2}$ LSB od vstupního signálu. Tato odchylka se nazývá "kvantizační chyba" nebo "kvantizační nejistota". Při vzorkování AC signálu se mluví o "kvantizačním šumu".

Jakýkoliv AC signál přivedený na vstup ideálního (stále hovoříme o ideálním) převodníku A/D vytvoří kvantizační šum jehož efektivní hodnota (měřená přes celé pásmo DC – $F_s/2$) je přibližně rovna velikosti LSB dělené $\sqrt{12}$ (viz obr.6). Poměr efektivní hodnoty sinusového signálu, který amplitudově zabírá celý rozsah převodníku, ku efektivní hodnotě kvantizačního šumu je

$$\text{SNR} = 6.02N + 1.76\text{dB}$$

Toto platí jen při měření šumu přes celé pásmo DC – $F_s/2$. Pro menší šířku pásma BW efektivní hodnota kvantizačního šumu klesá a odstup roste

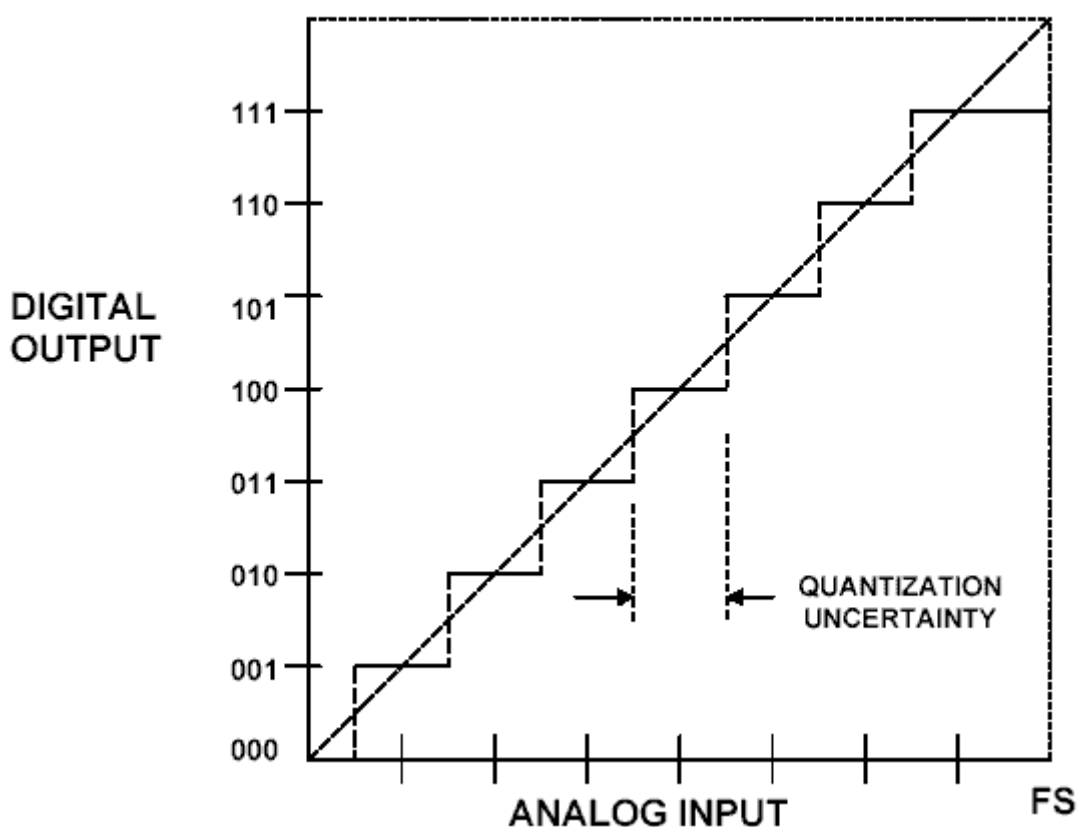
$$\text{SNR} = 6.02N + 1.76\text{dB} + 10 \log(F_s/2\text{BW})$$

Toho lze s výhodou využít při převzorkování.

Ačkoliv ef. hodnota kvantizačního šumu je přesně aproximovaná hodnotou $q/\sqrt{12}$, jeho spektrum může být silně korelované se vstupním AC signálem. Existuje např. větší korelace pro periodické signály malé amplitudy než pro velké náhodné signály. V klasické teorii kvantizačního šumu A/D převodu se často předpokládá, že kvantizační chybový signál není korelovaný se vstupním signálem A/D převodníku. Kdyby to byla pravda, tak by se kvantizační šum jevil

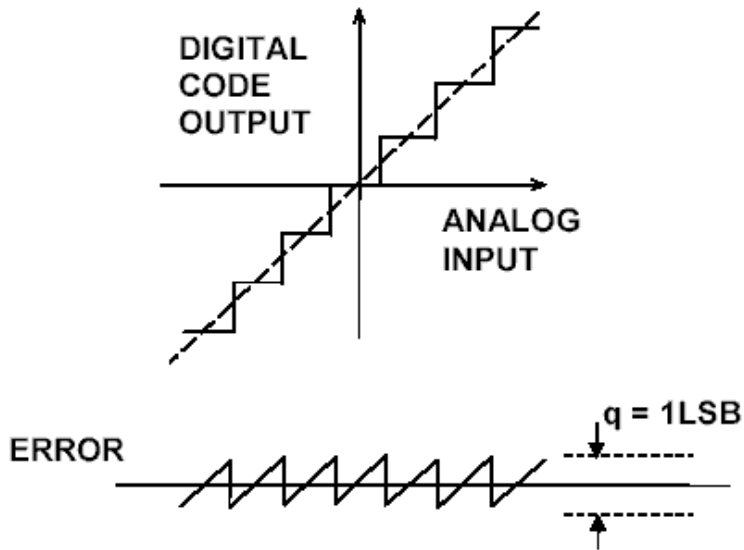
jako náhodné rozložení šumu stejnoměrně přes Nyquistovu šířku pásma DC – $F_s/2$. Pokud je ale vstupní signál zavěšený na určitý celočíselný podíl vzorkovací frekvence, nebude se kvantizační šum jevit jako stejnoměrně rozložený náhodný šum, ale jako harmonické základního kmitočtu vstupního sinusového signálu. To je speciálně zřetelné pro vstupní signál jehož frekvence je přesným sudým podílem F_s . Situaci ilustruje obr.7. Kvantizační šum korelovaný k signálu je vysoce nežádoucí v některých aplikacích. K redukci tohoto problému se používá přidání malého množství širokopásmového šumu ke vstupnímu signálu. Efektivní hodnota přidaného šumu by měla být kolem $1/2$ LSB. V audio se této metodě říká dither.

TRANSFER FUNCTION FOR IDEAL 3-BIT ADC



Obr.5. Převodní charakteristika ideálního 3-bitového A/D převodníku

IDEAL N-BIT ADC QUANTIZATION NOISE

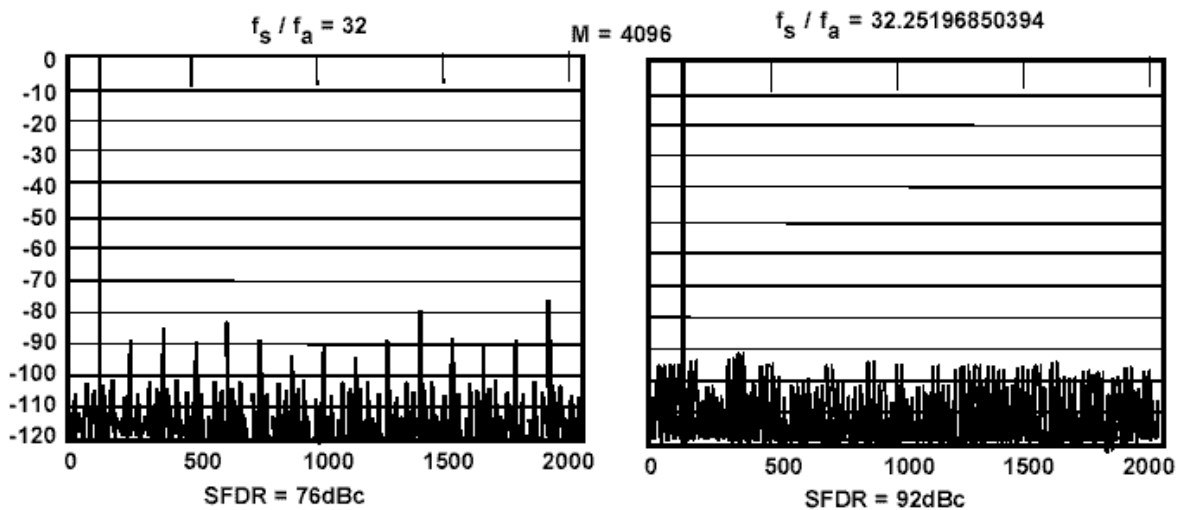


$$\text{RMS ERROR} = q/\sqrt{12}$$

$$\text{SNR} = 6.02N + 1.76\text{dB} + 10\log\left[\frac{f_s}{2\cdot\text{BW}}\right] \text{ FOR FS SINEWAVE}$$

Obr.6. Kvantizační šum ideálního N-bitového A/D převodníku

EFFECT OF RATIO OF SAMPLING CLOCK TO INPUT FREQUENCY ON SFDR FOR IDEAL 12-BIT ADC



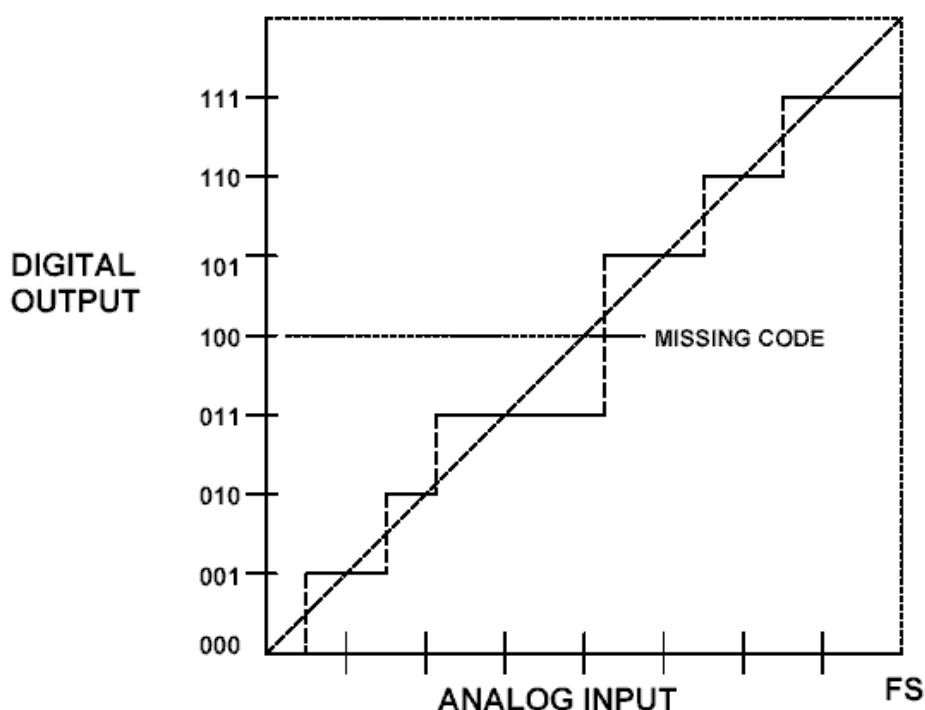
Obr.7. Korelace kvantizačního šumu a vstupního signálu

Neideální (reálný) A/D převodník

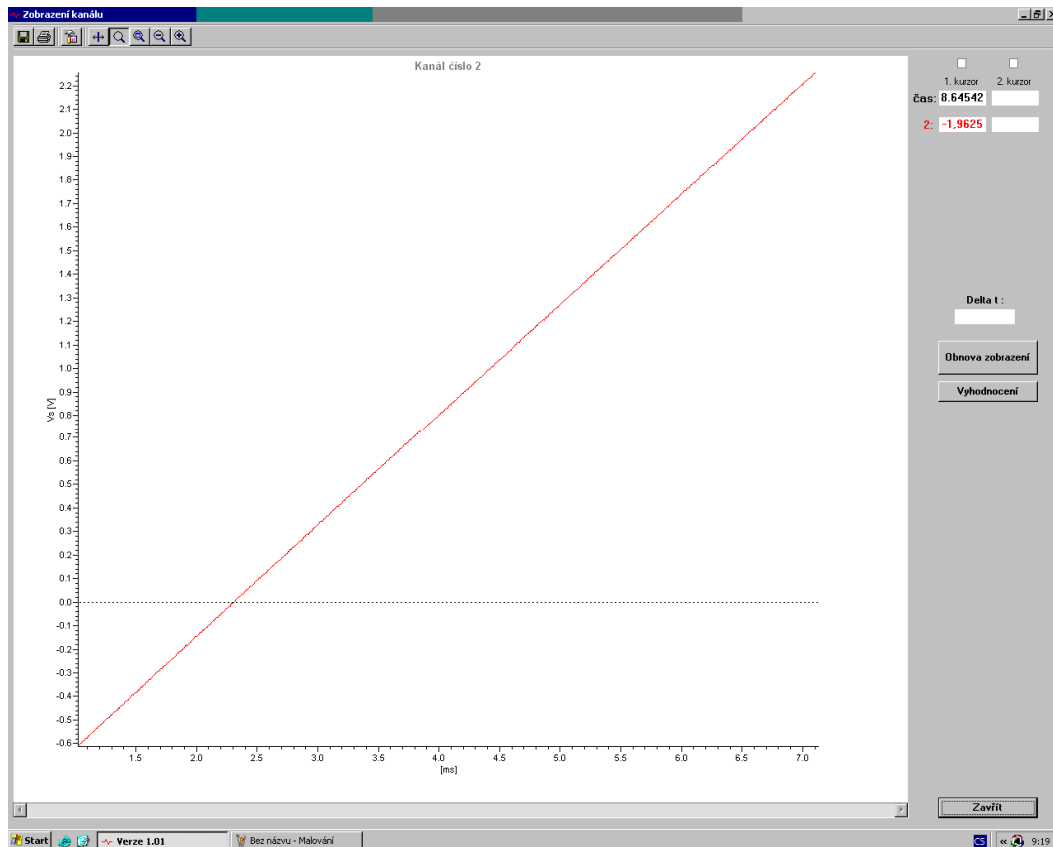
Neideální (tedy každý skutečný) A/D převodník má vždy řadu dalších statických (DC) i dynamických (AC) chyb. Na obr.8 je ukázán učebnicový příklad statické převodní charakteristiky neideálního 3-bitového převodníku.

Převodní charakteristiku reálného A/D systému je možné měřit pomocí pilového signálu, který roste relativně pomalu ve srovnání s vzorkovací frekvencí, rozlišením a analogovou šířkou pásma A/D systému. Výsledkem je téměř statická převodní charakteristika s určitým vlivem AC analogových vlastností systému. Pro ilustraci je takové měření pro rychlý (F_s je až 10MHz) 12-bitový systém ukázáno na obr.9 (přehledně) a na obr.10 (v extrémním zvětšení).

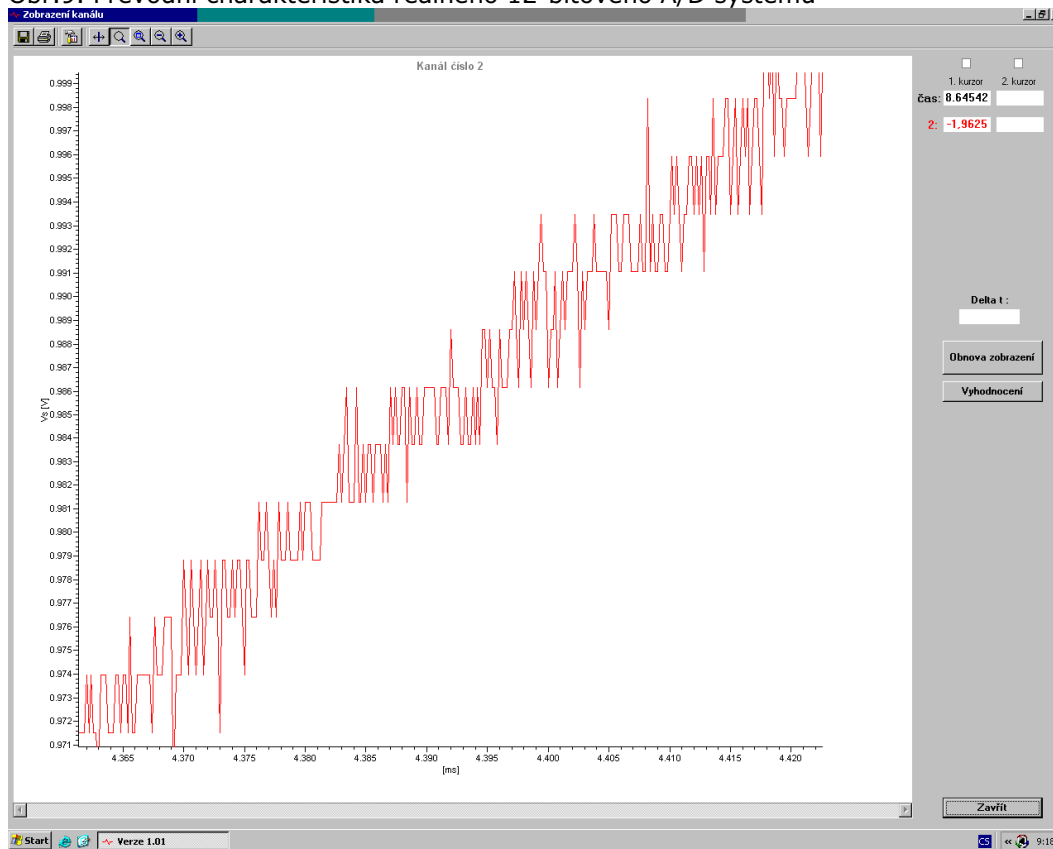
TRANSFER FUNCTION OF NON-IDEAL 3-BIT ADC



Obr.8. Statická převodní charakteristika neideálního 3-bitového A/D převodníku



Obr.9. Převodní charakteristika reálného 12-bitového A/D systému



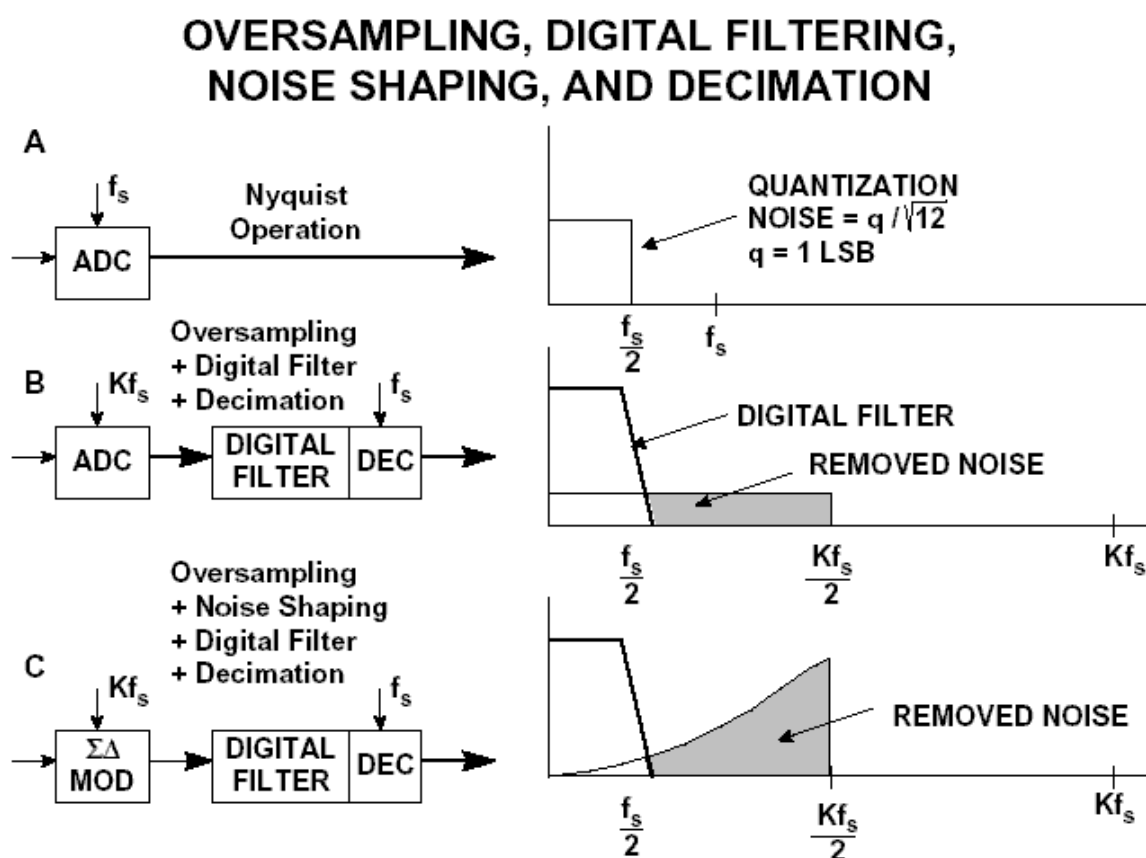
Obr.10. Převodní charakteristika reálného 12-bitového A/D systému (zvětšeno)

1.4. Redukce amplitudy kvantizačního šumu při převzorkování

Jak bylo uvedeno v bodu 1.3., odstup užitečného signálu od kvantizačního šumu vzroste, pokud efektivní hodnotu šumu měříme přes užší frekvenční pásmo BW, než je DC - $F_s/2$. Potom platí:

$$\text{SNR} = 6.02N + 1.76\text{dB} + 10 \log(F_s/2BW)$$

Toho se využívá při "převzorkování", kdy vzorkovací frekvence je více než 2x větší než šířka pásma vstupního signálu. Zvýšení SNR (obr.11) se pak nazývá "processing gain". Pro danou šířku pásma znamená zdvojnásobení vzorkovací frekvence zvýšení SNR o 3dB.



Obr.11. Převzorkování, digitální filtrace, noise shaping a decimace

1.5. Sigma-delta modulace, převzorkování a noise shaping

Sigma-delta A/D převodníky se používají v aplikacích, kde se vyžaduje nízká cena, malá šířka pásma a vysoké rozlišení. Jejich princip (delta modulace) je odlišný od převodníků, které přímo převádějí vstupní signál na číselný kód (PCM). Sigma-delta převodníky obsahují velmi jednoduchou analogovou elektroniku (komparátor, spínač, jeden nebo více integrátorů a analogových

sčítacích obvodů) a dost složité digitální výpočetní obvody. Tyto obvody zahrnují DSP který pracuje jako digitální filtr. Pro porozumnění funkce sigma-delta převodníku je nutné se orientovat v termínech převzorkování, tvarování kvantizačního šumu (noise shaping), digitální filtrace a decimace.

Pokud zvolíme podstatně vyšší vzorkovací frekvenci $K \cdot F_s$, potom se kvantizační šum rozprostře do širšího pásma DC - $K \cdot F_s/2$. Když potom použijeme na výstupu digitální filtr (na $F_s/2$), odstraníme značnou část kvantizačního šumu, ale neovlivníme užitečný signál, takže zvýšíme SNR a tím ENOB (efektivní počet bitů).

$$\text{ENOB} = (\text{SNR} - 1.76\text{dB})/6.02\text{dB}$$

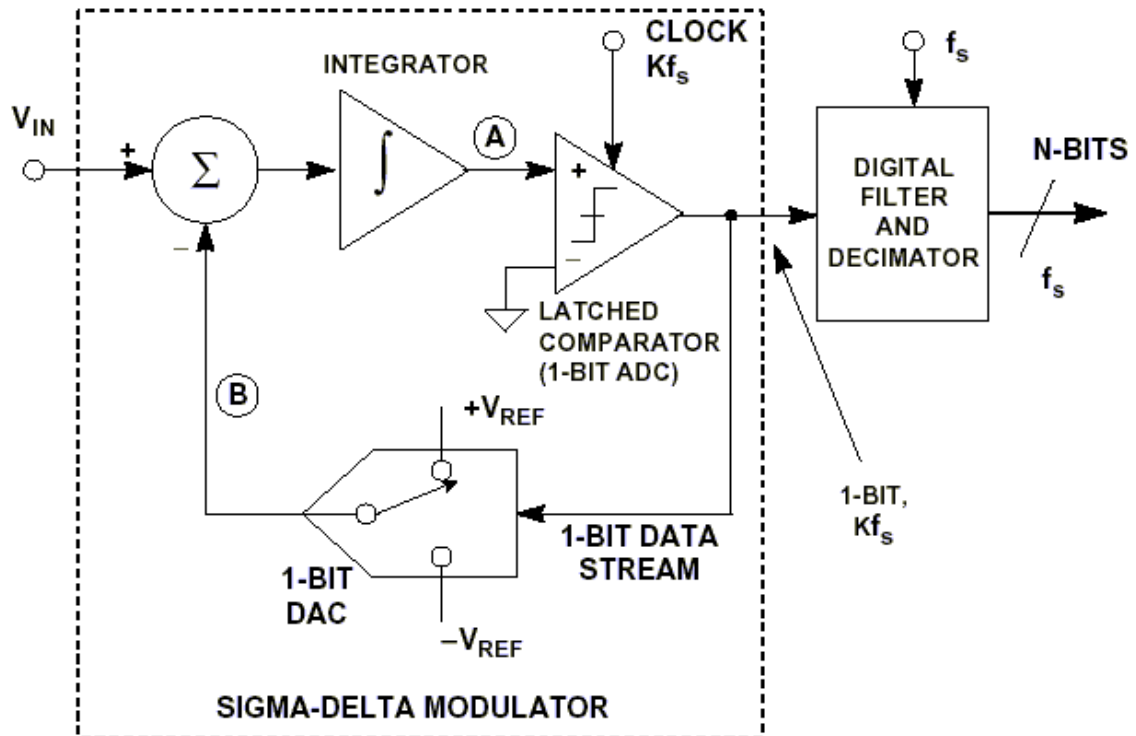
Tím jsme získali A/D převod s vysokým rozlišením při použití A/D převodníku s malým rozlišením. Faktor K se obecně nazývá převzorkovací poměr.

Jelikož šířka pásma se zredukovala výstupním digitálním filtrem, výstupní rychlost dat může být nižší než původní vzorkovací frekvence ($K \cdot F_s$) a stále se splní Nyquistovo kritérium. To lze docílit výběrem každého M-tého vzorku na výstupu a zahazením ostatních. Tento proces je známý jako "decimace" faktorem M. Decimace nezpůsobuje žádnou ztrátu informace.

Pokud bychom použili pro zvýšení rozlišení pouze převzorkování, museli bychom převzorkovat faktorem 2 na 2-N-tou abychom obdrželi N-bitové zvýšení rozlišení. Sigma-delta převodníky nepotřebují tak velké převzorkování, jelikož nejen omezují šířku pásma signálu, ale též tvarují kvantizační šum tak, že jej vytlačují nad přenášené pásmo, viz obr.11.

Principiální schéma jednoduchého sigma-delta A/D převodníku 1.řádu je na obr.12. (obsahuje analogový modulátor 1. řádu). 1-bitový A/D převodník je řízený výstupem z integrátoru, na jehož vstupu je rozdílové napětí vstupního signálu V_{in} a výstupu 1-bitového D/A převodníku, který má na vstupu výstupní signál z 1-bitového A/D převodníku. Po přidání digitálního filtru a decimátoru dostaneme sigma-delta A/D převodník. Obvod pracuje následovně: předpokládejme DC vstupní napětí V_{in} . Integrátor má na výstupu v bodě A lineárně rostoucí nebo klesající průběh napětí, takže synchronizovaný komparátor má na výstupu úrovně log.1 nebo log.0. Negativní zpětná vazba z výstupu komparátoru přes 1-bitový DAC do sumačního bodu bude udržovat střední hodnotu napětí v bodě B rovnou V_{in} . Střední hodnota výstupního napětí DAC je řízena hustotou "jedniček" v 1-bitovém toku dat na výstupu komparátoru. Když se V_{in} blíží k $+V_{ref}$, počet jedniček v toku roste, když se V_{in} blíží k $-V_{ref}$, počet jedniček klesá a počet nul roste. Střední hodnota vstupního napětí je tak obsažena v sériovém proudu bitů na výstupu komparátoru.

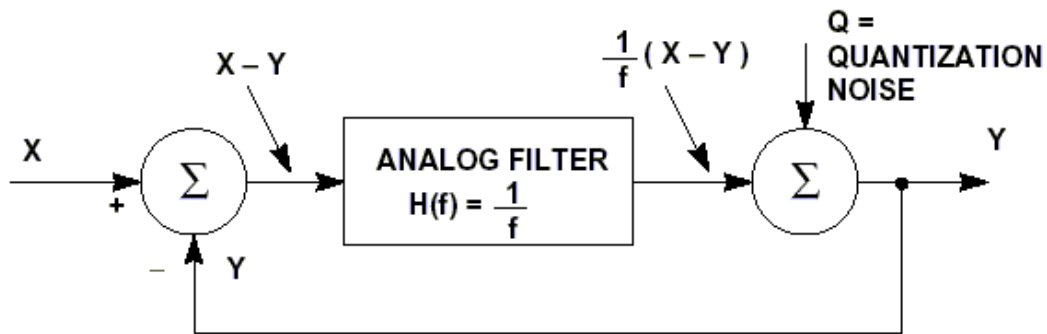
FIRST-ORDER SIGMA-DELTA ADC



Obr.12. Analogový sigma-delta modulátor 1. řádu

Proces tvarování šumu lze vysvětlit na modelu převodníku viz obr.13. Integrátor je reprezentovaný DP s přenosovou funkcí $H(f)=1/f$. 1-bitový kvantizační obvod generuje kvantizační šum Q který se přivádí na vstup sčítacího bloku na výstupu. Vzorec pro výstupní signál Y je uvedený na obrázku.

SIMPLIFIED FREQUENCY DOMAIN LINEARIZED MODEL OF A SIGMA-DELTA MODULATOR



$$Y = \frac{1}{f} (X - Y) + Q$$

REARRANGING, SOLVING FOR Y:

$$Y = \frac{X}{f+1} + \frac{Qf}{f+1}$$

↑
↑
 SIGNAL TERM NOISE TERM

Obr.13. Zjednodušený model sigma-delta modulátoru 1. řádu

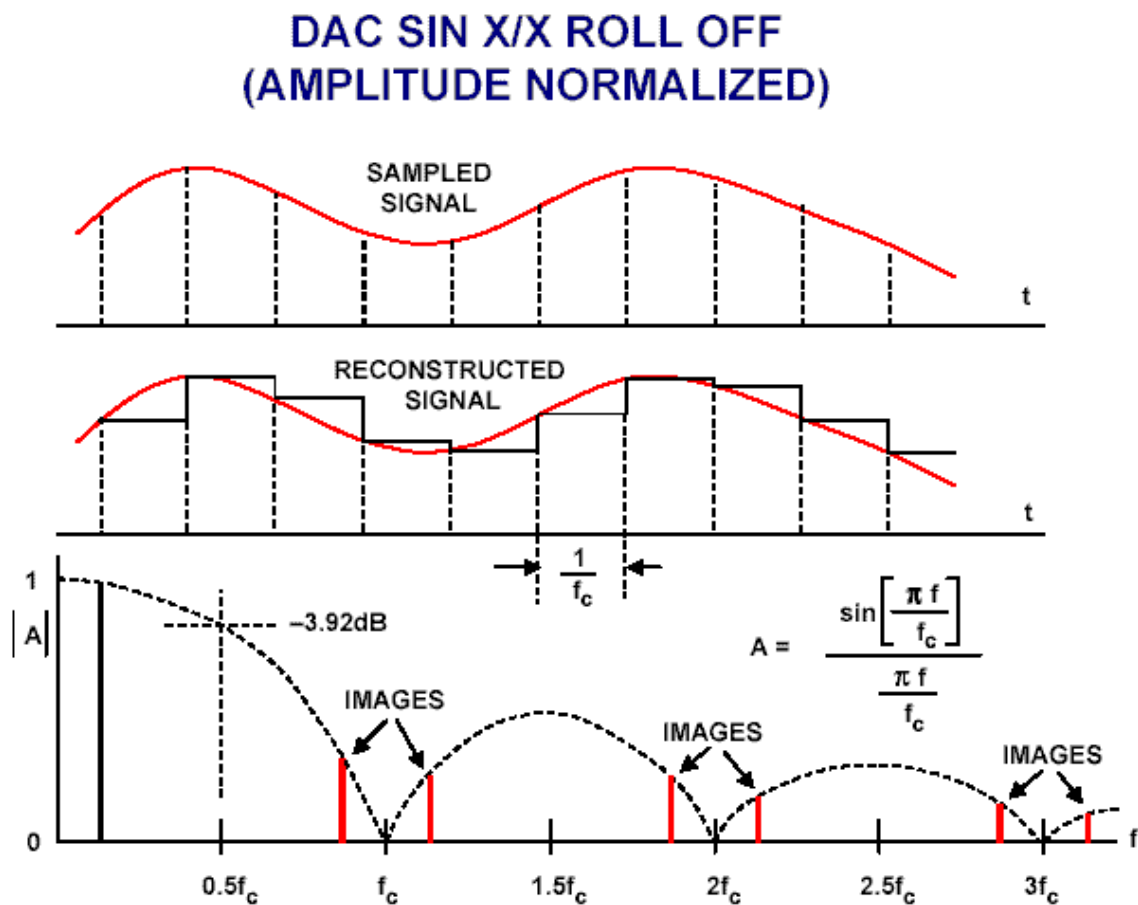
Všimněme si, že když se frekvence f blíží k nule, výstupní napětí Y se blíží vstupnímu X a nemá žádnou šumovou složku. Na vyšších frekvencích amplituda signálové složky klesá a šumová složka roste. Na vysokých frekvencích je výstupem převážně kvantizační šum. Tedy čím nižší frekvence, tím vyšší je rozlišení, to platí pouze pro sigma-delta převodníky.

2. Základy D/A převodníků

2.1. Anti-aliasing

Aliasing se projevuje i v případě D/A převodu, i když jiným způsobem, než u A/D převodníků. Nyquistovo kritérium říká, že vzorkovací frekvence musí být nejméně dvojnásobkem výstupní frekvence. Amplitudová charakteristika D/A převodníku bez výstupního anti-alias filtru ("schodovitý" průběh na výstupu DAC) sleduje průběh funkce typu $\sin x/x$. To má zajímavý důsledek. Nejen že ve výstupním spektru jsou vidět alias frekvence, ale navíc má amplitudová charakteristika v pásmu DC – $F_s/2$ pozvolný ale znatelný pokles. Na frekvenci $F_s/2$ je to již -3.92dB . Použití anti-alias filtru na výstupu D/A převodníku je tedy nutnost nejen s ohledem na potlačení zrcadlových frekvencí, ale i pro

vyrovnání amplitudové charakteristiky v přenášeném pásmu. Situaci ilustruje obr.14.



Obr.14. Aliasy (zrcadlové kmitočty) a pokles amplitudové charakteristiky na výstupu DAC vlivem funkce $\sin x/x$

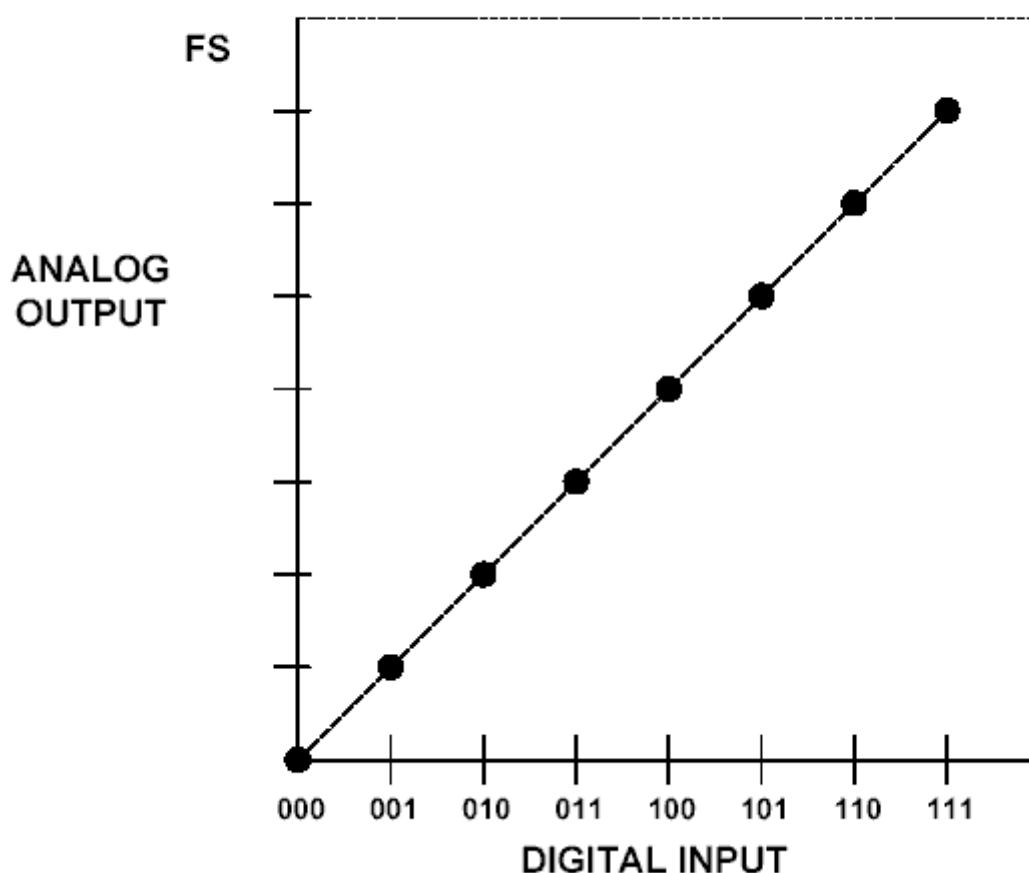
Pro rekonstrukci signálu na výstupu D/A převodníku je tudíž nutné použít strmý, nejlépe digitální filtr typu dolní propust, který odřízne kmitočty nad $F_s/2$ a srovná průběh v pásmu DC – $F_s/2$.

2.2. Principy převodníků D/A, chyby

Nejjednodušší struktury D/A převodníků jsou založeny na odporových sítích s binárním vážením, s napěťovým nebo proudovým výstupem. N-bitový DAC vyžaduje 2^N odporů, což je rozumně realizovatelné do 8 bitů. Na podobném principu, avšak s menším počtem odporů, pracují "segmentované" D/A převodníky, kde části výstupů z hrubého odporového děliče jsou jemněji děleny dalšími děliči. Dále existuje celá řada struktur D/A převodníků. V audio jsou ale nejčastěji používány D/A převodníky na principu sigma-delta modulace, a to buď jednobitové nebo multibitové.

Chyby převodníků D/A můžeme stejně jako u převodníků A/D rozdělit na statické (DC) a dynamické (AC). Statickou převodní charakteristiku ideálního 3-bitového DAC ukazuje obr.15.

TRANSFER FUNCTION FOR IDEAL 3-BIT DAC



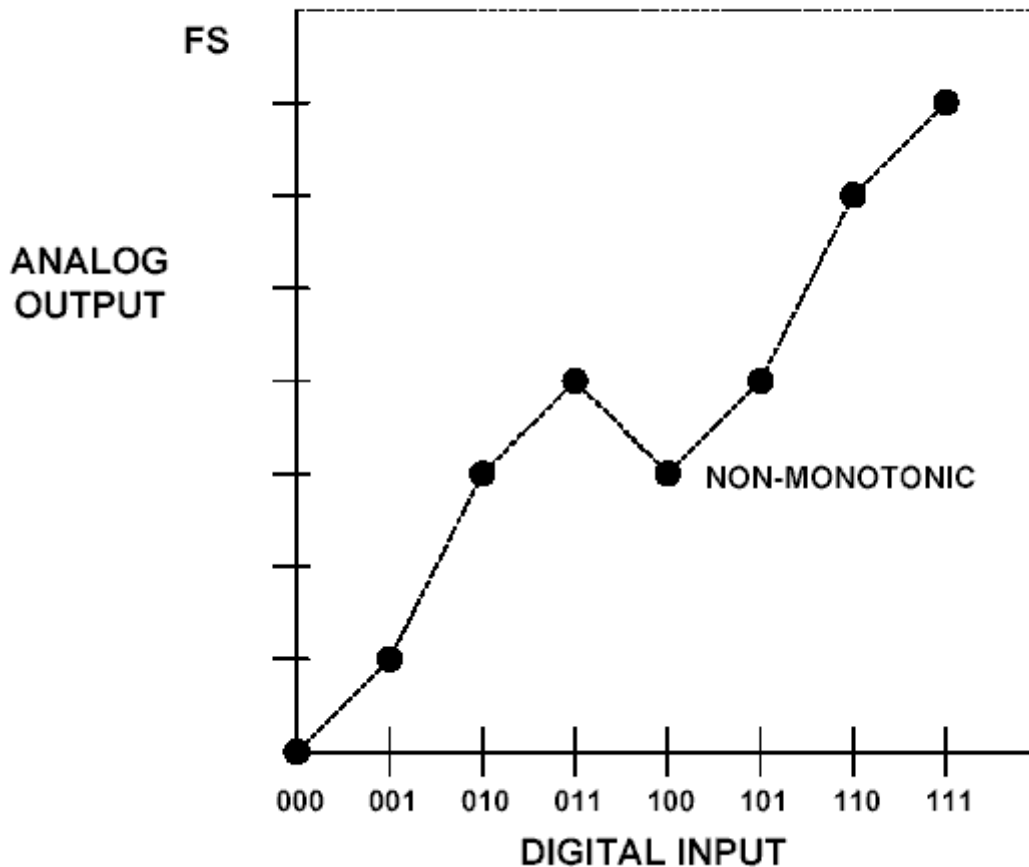
Obr.15. Statická převodní charakteristika ideálního 3-bitového DAC

V D/A převodníku jsou jak hodnoty vstupu, tak výstupu kvantovány a graf sestává z osmi bodů. Ačkoliv má určitě význam se zbývat přímkou proloženou těmito body, je důležité si uvědomit, že skutečná převodní charakteristika není přímkou, ale množina diskretních bodů.

Základními statickými chybami jsou chyba offsetu (DC posuv), chyba zisku, integrální nelinearita (max. odchylka odchylka skutečné převodní charakteristiky od přímky), diferenciální nelinearita (DNL) a nemonotónnost.

Na obr.16 je znázorněna statická převodní charakteristika neideálního 3-bitového D/A převodníku s chybami diferenciální nelinearity a nemonotónnosti. V ideálním případě změna o 1LSB v digitálním kódu znamená změnu o přesně 1LSB v analogovém výstupu. Pokud změna v analogovém signálu při změně kódu o 1LSB je větší nebo menší než odpovídá analogovému 1LSB, mluvíme o chybě DNL (diferenciální nelinearita). Pokud je DNL převodníku D/A menší než minus 1 při jakémkoliv přechodu (obr.16), je DAC "nemonotónní" a jeho

TRANSFER FUNCTION OF NON-IDEAL 3-BIT DAC



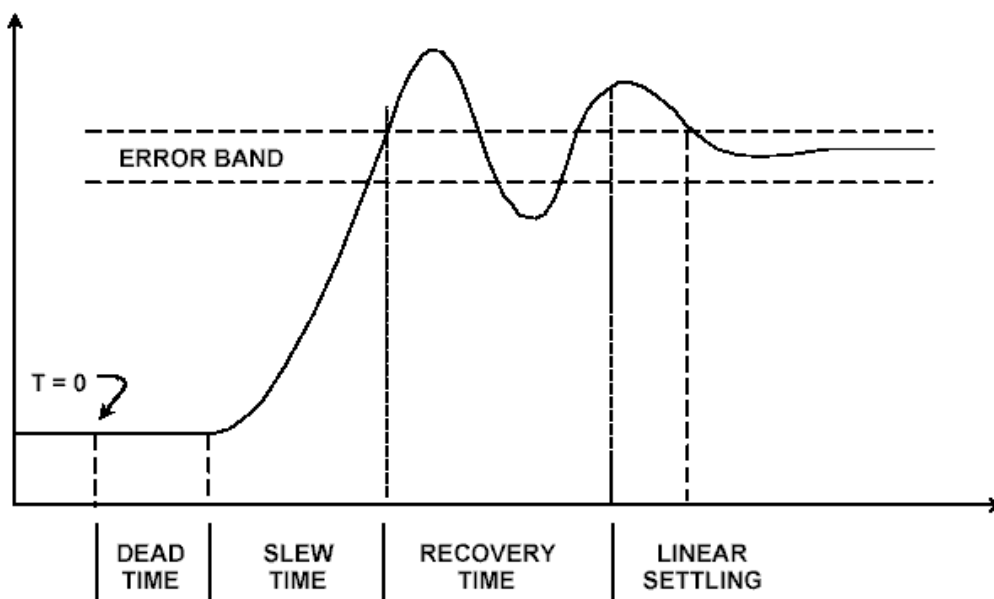
Obr.16. Statická převodní charakteristika neideálního 3-bitového DAC

převodní charakteristika obsahuje 1 nebo více maxim nebo minim. DNL větší než plus 1 nezpůsobuje nemonotónnost, ale je též nežádoucí. Monotónnost DAC je často explicitně specifikována v katalogovém listu, pokud je DNL zaručeně menší než 1LSB, potom převodník musí být monotónní.

Dynamické vlastnosti D/A převodníků jsou většinou charakterizovány dobou ustálení, průběhem přechodů (glitch), zkreslením a dynamickým rozsahem SFDR (spurious free, "bez výstřelků").

Doba ustálení (obr.17) je čas od změny digitálního kódu do doby, kdy výstup se ustálí v definovaném tolerančním poli, většinou ± 1 LSB nebo $\pm \frac{1}{2}$ LSB.

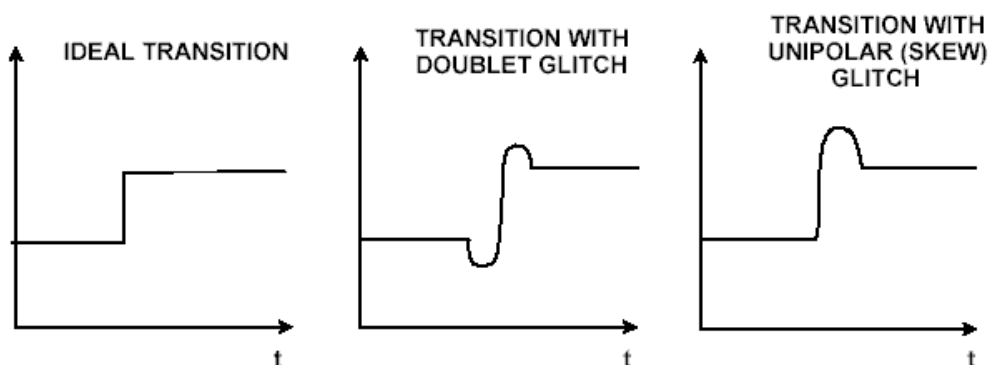
DAC SETTLING TIME



Obr.17. Doba ustálení DAC

Ideálně by se výstup DAC měl měnit z jedné hodnoty do druhé čistým skokem. Ve skutečnosti je většinou na výstupu vidět překmit, podkmit nebo obojí (viz obr.18). Těmto jevům na výstupu DAC se říká "glitch", důvodem jsou kapacitní vazby ev. různá rychlost některých spínačů v DAC.

DAC TRANSITIONS (SHOWING GLITCH)

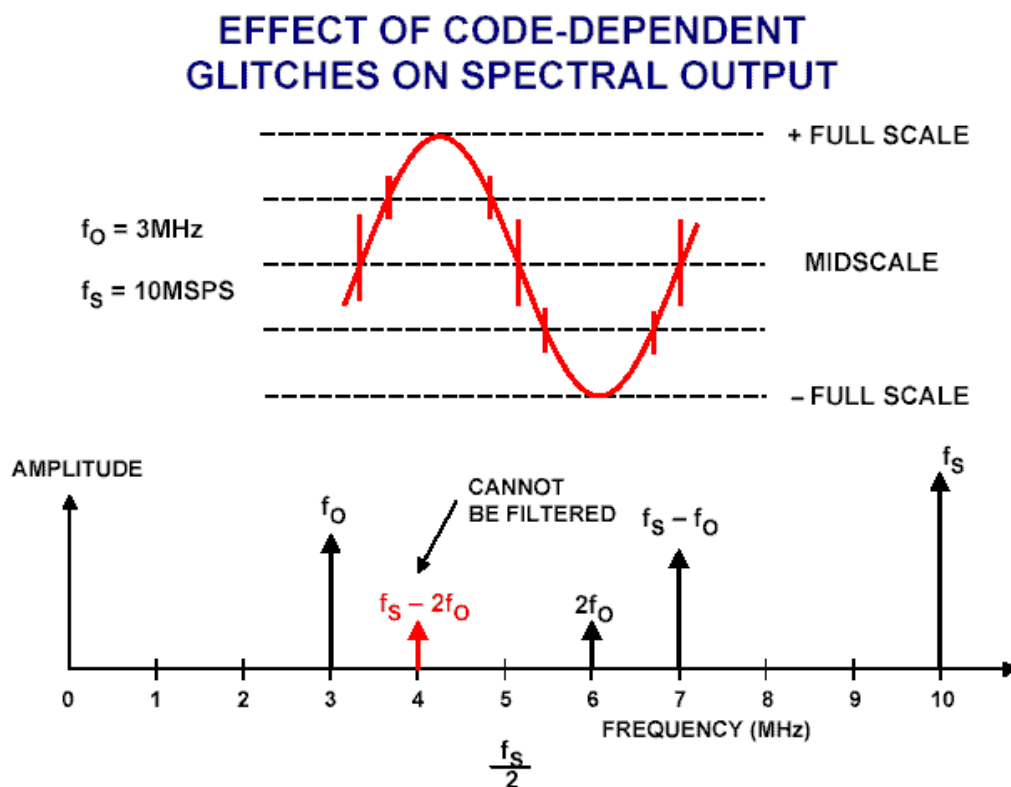


Obr.18. Přechody úrovní na výstupu DAC

Pokud analyzujeme spektrum signálu na výstupu DAC, najdeme kromě očekávaných složek další šumové složky a zkreslení. Zkreslení lze ukázat jako

harmonické zkreslení, SFDR, intermodulační zkreslení atd. Harmonické zkreslení se definuje jako poměr harmonických k základní složce při rekonstrukci čistého (teoreticky) sinusového signálu. SFDR je poměr nejhoršího výstřelku (obvykle harmonická, ale nikoliv vždy harmonická k základní) k základní složce.

Glitche závislé na kódu vytvoří harmonické složky jak v přenášeném pásmu, tak mimo něj a jsou krajně nežádoucí. Poznamenejme, že vyšší harmonické sinusovky, které se objeví jako alias v Nyquistově pásmu (DC - $\frac{1}{2} f_s$), již nemohou být filtrovány (obr.19).



Obr.19. Vliv kódově závislých špiček na výstupní spektrum DAC

Shrňme zdroje příspěvků ke zkreslení D/A převodníků:

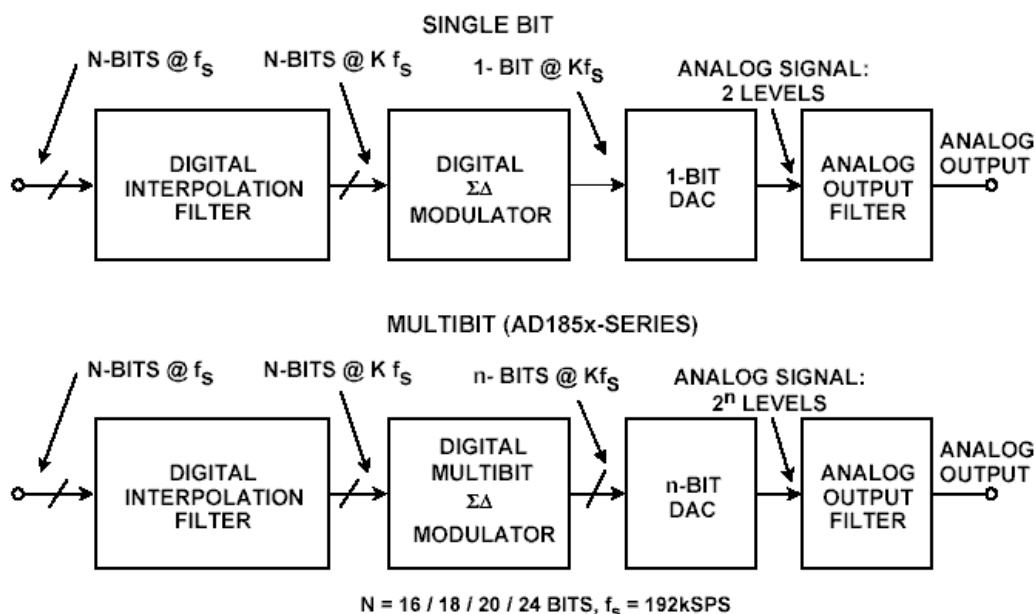
- rozlišení
- integrální nelinearita
- diferenciální nelinearita
- glitche závislé na kódu
- poměr frekvence hodin a výstupní frekvence (a to i pro ideální DAC, obr.7)

2.3. Sigma-delta převodníky D/A

Jednou z cest jak získat velké rozlišení je použít vysoké převzorkování a 1-bitový DAC (jak již bylo diskutováno v kap. 1.4 a 1.5). Tato metoda, známá jako sigma-delta, je náročná na matematický aparát, ale jelikož používá pouze 1-bitový DAC, je v principu lineární a monotónní.

Sigma-delta DAC, na rozdíl od sigma-delta ADC, je většinou kompletně digitální (viz obr.20). Skládá se z interpolačního filtru (digitální obvod který přijímá data s pomalou vzorkovací rychlostí, vkládá nuly vysokou rychlostí a potom aplikuje rychlý algoritmus digitální filtrace pro dopočítání hodnot vložených vzorků), sigma-delta modulátoru (který účinně působí jako DP pro signál a jako HP pro kvantizační šum, a převádí výsledná data do rychlého proudu bitů), a 1-bitového DAC (který, jak bylo ukázáno dříve, je prostý přepínač) připojeného na shodné kladné a záporné referenční napětí. Výstup je filtrován externím analogovým DP filtrem. Jelikož je použita vysoká převzorkovací frekvence, může být filtr DP značně jednodušší, než pro převodník na tradičním Nyquistově principu.

SIGMA-DELTA ($\Sigma\Delta$) DACs: 1-BIT AND MULTIBIT



Obr.20. 1-bitový a multibitový sigma-delta DAC

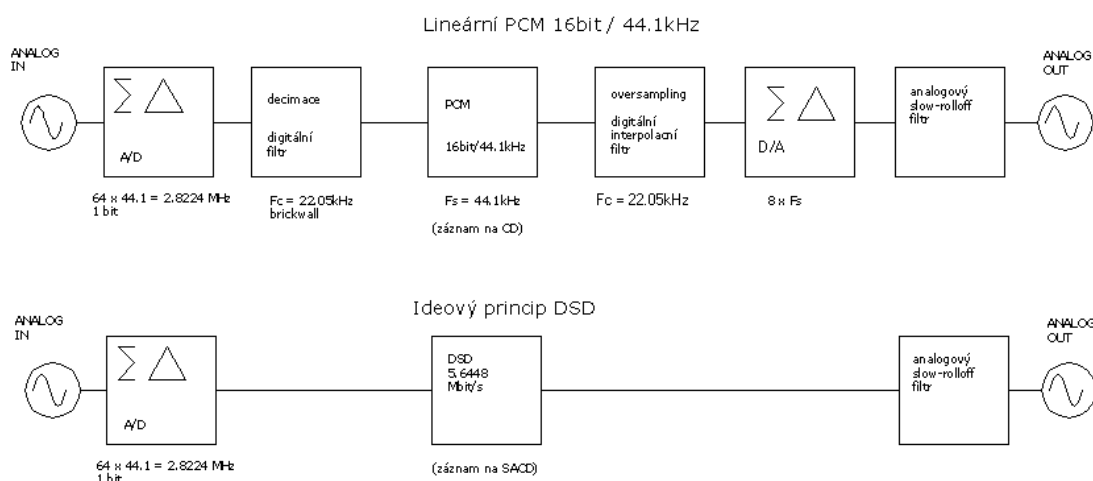
Základní sigma-delta DAC je jednobitový. Je ale možné ve struktuře použít více než 1-bitový DAC, a tak vznikne multibitová struktura, viz obr.20. Tato struktura je podobná interpolačnímu D/A převodníku s přidaným digitálním sigma-delta modulátorem.

3. Formáty audio dat

3.1. PCM 16bit/44.1kHz – 24bit/192kHz

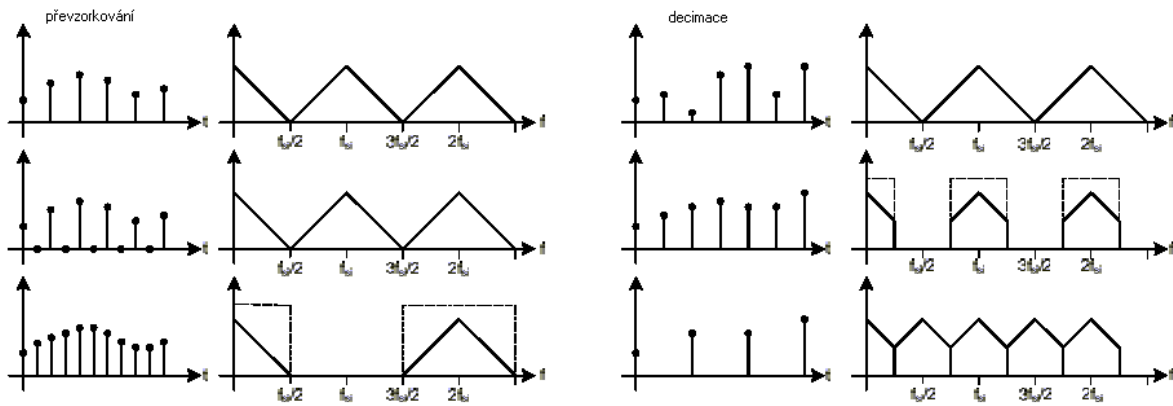
V předchozích kapitolách jsme zběžně zmínili 2 základní principy A/D a D/A převodníků, a sice Nyquistův (kvantizační krok 1LSB) princip delta modulace (modulace hustoty impulsů konstantní amplitudy, střední hodnota modulovaných impulsů odpovídá analogovému signálu).

Blokové schéma řetězce pro záznam analogového signálu na digitální médium a pro reprodukci z něj vypadá v současné době v principu takto:



Obr.21. digitální záznam a reprodukce – principiální schéma

Z obrázku vidíme, že i PCM řetězec zpravidla vždy obsahuje komponenty na principu modulace delta. Použití 1-bitového sigma-delta A/D převodníku na vstupu vede k možnosti vypustit strmý analogový filtr dolní propust s $F_c < 22.05\text{kHz}$. Dále mají dnešní sigma-delta převodníky vynikající linearitu. Signál z výstupu 1-bitového převodníku, pracujícího na vzorkovací frekvenci $F_s = 64 \times 44.1 \text{ kHz} = 2.8824 \text{ MHz}$ musí projít digitálním decimačním filtrem, abychom dostali lineární PCM modulaci 16bit/44.1kHz. V tomto formátu je signál zaznamenán na CD. Po načtení z CD se v přehrazači téměř vždy používají D/A převodníky s převzorkováním, a to multibitové sigma-delta s $8 \times$ převzorkováním. Než přijde signál na vstup takového převodníku, musí projít digitálním interpolačním filtrem. Zde se vloží nulové vzorky (zero padding) mezi původní, tak aby z původní frekvence F_s se získala vyšší frekvence po převzorkování. Hodnoty vložených "nulových" vzorků doplní digitální interpolační filtr, což je brickwall dolní propust s $F_c = 22.05\text{kHz}$. Za multibitovým sigma-delta převodníkem $8 \times F_s$ je již možné pro odstranění nežádoucích spektrálních složek možné použít analogový filtr s menší strmostí poklesu za kmitočtem zlomu, viz obr.3. K decimaci a interpolaci viz obr.22.



The basic principle of oversampling (left) and undersampling (right).

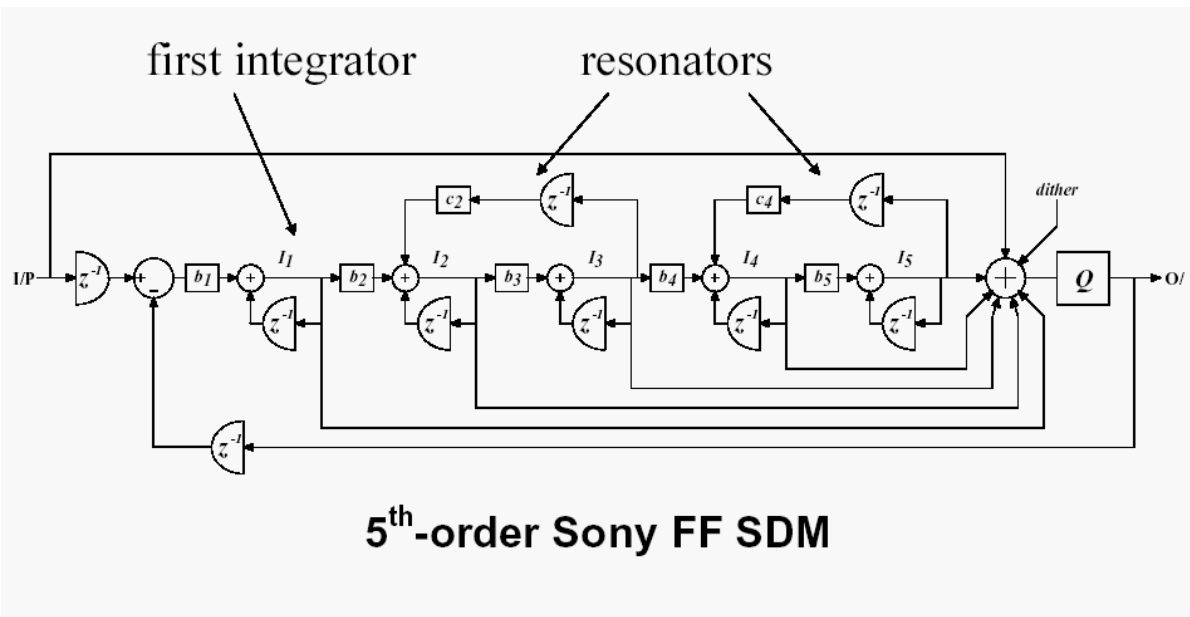
Obr.22. Interpolace a decimace

Při pohledu na obr.21 a obr.22 se přímo nabízí otázka, proč se nezbavit hned několika zdrojů kvantizačních chyb (decimace, interpolace) a problematických frekvenčních charakteristik (brickwall filtry při decimaci a interpolaci), když střední hodnota signálu za vstupním jednobitovým sigma-delta A/D převodníkem odpovídá vstupnímu analogovému signálu. Tato idea vedla k vývoji odlišného principu digitálního záznamu, nazvaného DSD – direct stream digital.

3.2. DSD

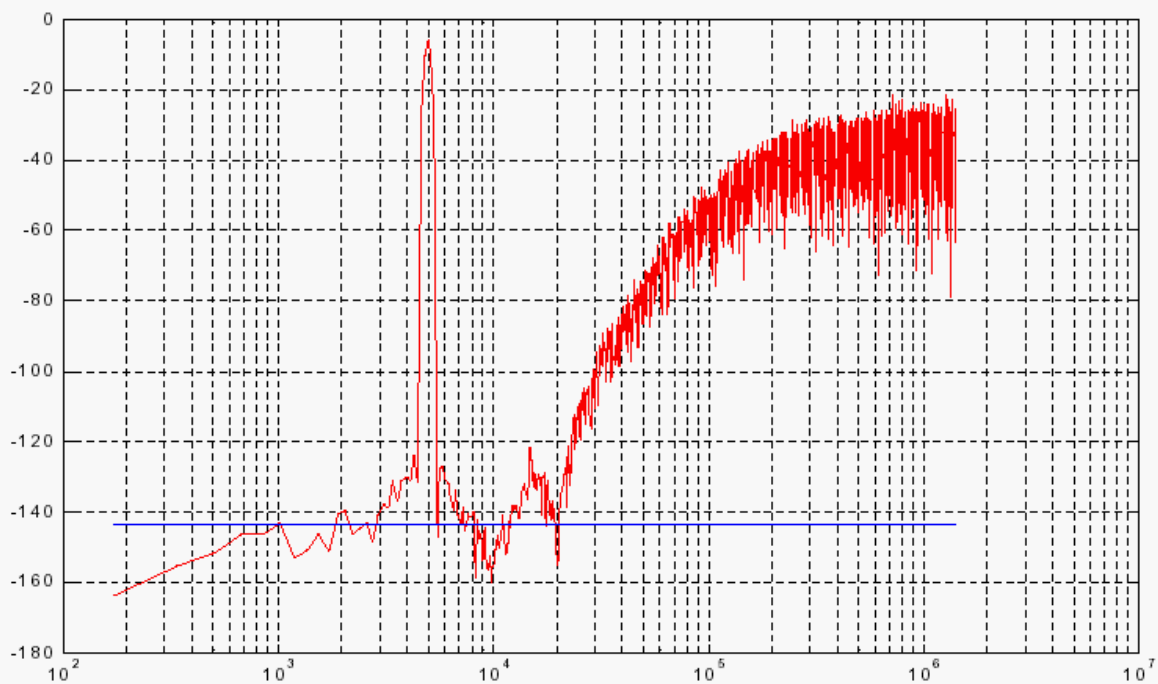
V principu nejjednodušší řešení formátu DSD (direct stream digital) ukazuje dolní blokové schéma v obr.21. 1-bitový proud dat s modulací hustoty impulsů se uloží na médium a po čtení se filtrem typu dolní propust se obnoví analogový signál v pásmu určeném dolní propustí. Podrobná analýza vlastností DSD proudu dat přesahuje možnosti tohoto příspěvku a zájemce odkazují na literaturu, uvedenou na konci příspěvku. Lze shrnout, že DSD signál má při vzorkovací rychlosti 2.8224 MHz vynikající vlastnosti pro nižší kmitočty (téměř nekonečné rozlišení), v pásmu do 20kHz lze bez problémů docílit SNR 120dB a šum je vytlačován do nadakustického pásma. Vysoké hodnoty SNR v audio pásmu jsou zpravidla dosahovány použitím sigma-delta modulátoru 5.řádu. Dosahuje se šířka pásma až DC – 100kHz. S ohledem na vysoký obsah ultrazvukového šumu v signálu DSD se na výstup SACD přehraavačů doporučuje dávat analogový filtr typu dolní propust s $F_c = 50\text{kHz}$ a strmostí alespoň 30dB na oktávu (tj. BW 5. řádu).

Malcolm Hawksford provedl simulaci vlastností modulátoru SDM 5. řádu firmy Sony (obr.23) a došel ke spektru viz obr.24.



Obr. 23. SDM modulátor 5. řádu firmy Sony (podle Hawksforda)

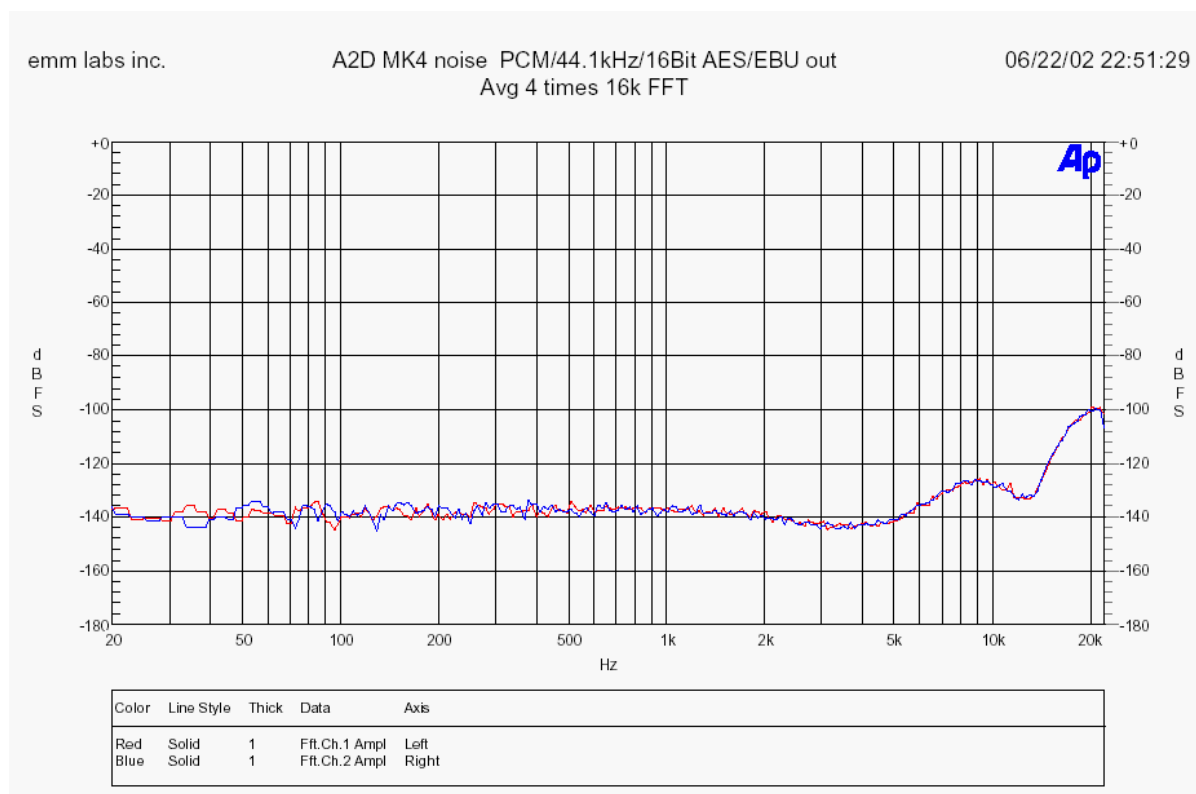
SONY FF SDM noise spectrum



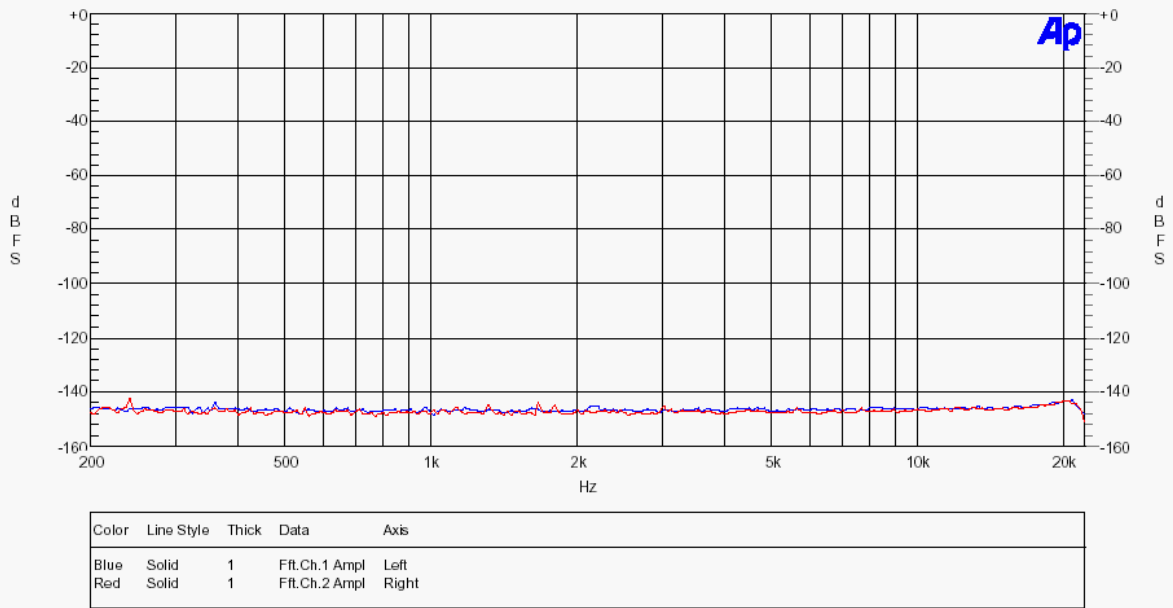
Blue line is 20-bit LPCM

Obr. 24. Spektrum modulátoru Sony (podle Hawksforda)

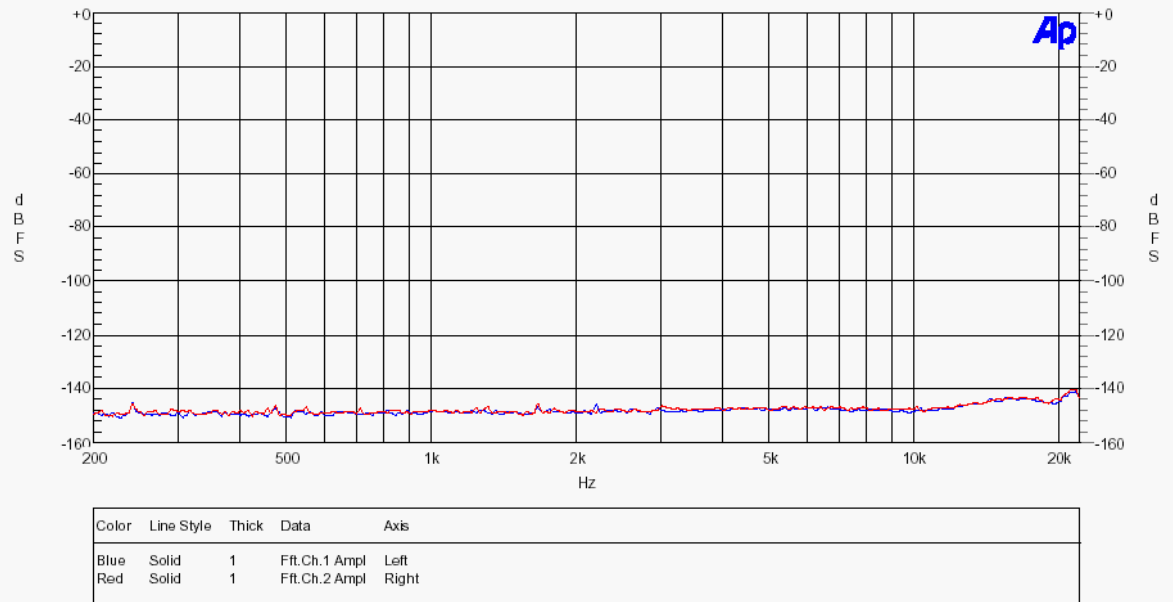
Pro zajímavost uvedme naměřené hodnoty na špičkových PCM a DSD audio převodnicích firmy EMM Labs.



Obr.25. Šum PCM 16/44.1



Obr.26. Šum PCM 24/44.1



Obr.27. Šum DSD