



Peđa Rogić

Struktura digitalnog PCM audia

Rev. 1
Januar 2007.

Sadržaj:

<i>Sampling</i> (uzorkovanje) i kvantizacija, PCM i DSD	3
Filteri, (<i>non</i>)over-, <i>up-sampling</i>	6
Interni protokoli	9
Eksterni protokoli: S/PDIF - AES/EBU	11
Eksterni protokoli: USB	15
<i>Jitter</i>	17
Zapis na disku	18
Transport	19
<i>Reclocking</i>	20
D/A konverteri	20
I/V konverteri	24
<i>Dither</i>	25
Reference	27

Copyright © 2007 Audial d.o.o. Beograd

Sva prava zadržana. Korišćenje materijala iz ovog teksta bilo u delovima ili celini, kao i njegovo umnožavanje i distribucija bilo koje vrste je dozvoljeno isključivo uz pisanu saglasnost.

Slike 10 i 11 korišćene ljubaznošću Texas Instruments Incorporated.
Figures 10 & 11 courtesy of Texas Instruments Incorporated. Used with permission.

Sampling (uzorkovanje) i kvantizacija, PCM i DSD

PCM (Pulse Code Modulation) princip rada, koji koriste CD i DVD i kojim se zbog još uvek potpuno dominirajuće pozicije na sceni ovaj tekst praktično isključivo bavi, podrazumeva *sampling* (uzorkovanje, odabiranje, semplovanje) amplitude originalnog signala odnosno talasnog oblika određeni broj puta u jedinici vremena, i kodiranje svakog *sample*-a (uzorka, sempla) tj. njegove amplitude u digitalnu (binarnu) reč, odnosno kvantizaciju. Pošto su i frekvencija semplinga i dužina binarne reči konačne veličine, svaki digitalni PCM sistem ima ograničenu rezoluciju i u domenu frekvencije i u domenu amplitude.

Sempling frekvencija određuje prenosni frekvencijski opseg digitalnog procesa. Prema Nyquistu, svaki kontinuirani talasni oblik moguće je rekonstruisati iz uzoraka ukoliko je njegov frekvencijski opseg ograničen a frekvencija semplovanja bar dva puta veća od ovog opsega. Ovo je i intuitivno razumljivo ukoliko se ima u vidu da se svaki talasni oblik može rastaviti na konačan broj sinusoida (Fourier) a da su za kodiranje sinusoida dovoljna dva uzorka. Ograničavanjem frekvencijskog opsega pre semplinga sprečava se *aliasing* (preslikavanje) signala koji su izvorno iznad, unutar ovog opsega. Iako savršena u odnosu na *steady state* signale čiji *slope* (nagib) nije veći od onog koji odgovara sinusnom signalu najviše frekvencije koju ovakav sistem može da prenese, i usvojena kao industrijski standard, danas se neretko smatra da postoje bar dva problema sa Nyquistovom teorijom u audio. Prvi se odnosi na to da ona generalno ignoriše tranzijentnu prirodu signala koji audio sistem treba da prenese, odnosno na to da obzirom na ovakve signale zahtev za rekonstruisanjem u stvarnosti nije moguće ispuniti, a drugi je taj da ni tehnike kojima se rekonstruisanje obavlja nisu neupitne (pogledati deo o filterima i *oversampling*-u).

Obzirom da sistem operiše binarnim rečima ograničene dužine, ili jednostavnije, obzirom da je svakom uzorku za predstavljanje amplitude na raspolaganju konačan broj bitova (16 u slučaju CD-a), kvantizacija predstavlja deo procesa kojim se stvarne (analogne) vrednosti amplitude zaokružuju na one koje su moguće upotrebom binarne reči date dužine. Binarna reč je objedinjen niz nula i jedinica (bitova) kojim je predstavljena određena vrednost na takav način da je svakom bitu dodeljena dva puta veća vrednost od one dodeljene prethodnom bitu.* Bit kome je dodeljen najmanja vrednost naziva se LSB (*Least Significant Bit*) dok se onaj na suprotnom kraju naziva MSB (*Most Significant Bit*). To znači da u 16-bitnom sistemu ukoliko LSB-u odgovara strujni ili naponski nivo od 1, MSB-u odgovara nivo od 32768 a broj mogućih nivoa (odnosno kombinacija bitova) kojima sistem operiše, odnosno na koje sistem zaokružuje sve realno postojeće, odnosno originalne vrednosti jeste 65536 (2^{16}). Ovo zaokruživanje originalnih vrednosti amplitude na vrednosti omogućene datom dužinom binarne reči za rezultat ima signal greške koji se naziva šum kvantizacije.

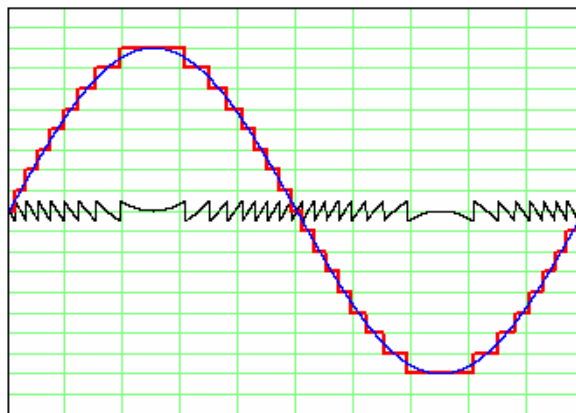
* - Ipak, zbog bipolarne prirode originalnog signala postoji nekoliko definisanih formata za podatke; pogledati deo o internim protokolima.

Šum kvantizacije je tradicionalno bio definisan kao parazitski signal koji je ograničen na nivo LSB-a, što znači da svaki bit u ukupnim performansama učestvuje sa $20 \cdot \log(2)$ odnosno 6.02dB, na osnovu čega šum kvantizacije 16-bitnog sistema jeste -96.32dB u odnosu na pun nivo. Ipak, obzirom da šum kvantizacije jeste u korelaciji sa samim signalom te da nije isti za sve talasne oblike (ovo sugeriše i slika 1), danas ipak nije neuobičajeno da se ova računica usvaja direktno samo za trougaoni i da se dopunjava specifikovanjem za druge konkretne talasne oblike. Tako se za šum kvantizacije za sinusoidu na ovaj broj dodaje 1.76dB (dakle ukupno 98.08dB) a opšta formula glasi $SNR_Q = N \cdot 6.02 + 4.77 + 20 \cdot \log(L_F)$, gde L_F jeste RMS vrednost konkretnog talasnog oblika vršne vrednosti 1 (0.577 za trougaoni, 0.707 za sinusni, i 1 za kvadratni signal).

Osim ovih postoji i pesimističniji pristup koji rezoluciju u domenu amplitude umesto preko šuma kvantizacije razmatra kroz dinamički raspon od 6.02dB za svaki bit ali zbog bipolarne prirode zvuka računa sa bitom manje, i kao argument navodi praktičnu nemogućnosti tradicionalnog (*ne-dither*-ovanog) digitalnog sistema da reprodukuje išta ispod ovog nivoa (-90.32dBFS za CD format).

Šum kvantizacije digitalnog sistema osim klasično shvaćenog (*wideband*) šuma, zapravo čak i pre nego klasičan šum, obuhvata ukupnu nelinearnost prenosne karakteristike digitalnog sistema, znači i izobličenja, drugim rečima, šum kvantizacije jeste THD + N parametar. Ovde treba uočiti i to da za razliku od analognog sveta za koji je vezan fenomen rezidualnog šuma, digitalni šum kvantizacije ne postoji po sebi već je isključivo vezan za sam signal i pojavljuje se isključivo u prisustvu signala. Pošto, dakle, ovaj šum podrazumeva i nelinearnost tj. izobličenje, i pošto digitalni PCM sistem na nižim nivoima operiše manjim brojem bitova, za digitalni proces je karakteristična još jedna razlika u odnosu na analogni - izobličenje raste na nižim a ne na višim nivoima.

Grafikon ispod prikazuje sinusoidu semplovanu u 4-bitnom sistemu (radi očiglednijeg prikaza) i pripadajući šum kvantizacije. Plava kriva je originalni talasni oblik, crvena semplovan/kvantizovan signal (podrazumevajući uobičajeni *Zero Order Hold*, odnosno sistem generisanja talasnog oblika kojim amplituda nakon određenog uzorka zadržava njegovu vrednost do sledećeg uzorka), a crna je signal greške, odnosno šum kvantizacije.



Slika 1: Šum kvantizacije (crna kriva) sinusoide

Treba napomenuti da iako limit po pitanju ukupnog nivoa šuma tj. nelinearnosti jeste uvek vezan za broj raspoloživih bitova i ne može biti bolji od vrednosti određene prethodno opisanim principima, na samu strukturu ovog parametra, odnosno međusobni odnos izobličenja i šuma unutar ovog parametra može se uticati upotrebom *dither*-a tokom A/D konverzije, odnosno resemplinga, i to na način da se povećan *wideband* šum prihvata kao dobar kompromis u cilju smanjenja izobličenja tj. pojedinačnih (diskretnih) artifakata (pogledati deo o *dither*-u).

Za razliku od PCM-a, **DSD** (Direct Stream Digital), korišćen kod SACD-a, upotrebljava princip PDM-a (Pulse Density Modulation) za redukciju potrebne kvantizacije na jedan (jedini) bit po cenu upotrebe veće sampling frekvencije. Kod PDM-a talasni oblik je predstavljen nizom pulseva jednake amplitude i trajanja a čija je gustina proporcionalna amplitudi signala.* Kod ovako modulisanog signala pitanja rezolucije kako u domenu frekvencije tako i u domenu amplitude postaje pitanje sampling frekvencije, i za postizanje 16-bitnih performansi bila bi potrebna 65536 puta viša sampling frekvencija nego PCM sistemu istog frekvencijskog opsega. Ovo dalje znači da 1-bitni DSD ekvivalent 44.1kHz/16 bit PCM-a podrazumeva rad na 2.89GHz. Ipak, zbog tehnoloških ograničenja vezanih za ovakvu frekvenciju, SACD koristi 2.8224MHz odnosno samo 64 puta veću frekvenciju što bi u domenu amplitude odgovaralo tek 6-bitnoj rezoluciji. Potreban dinamički raspon se u ovom slučaju postiže *noise shaping*-om, odnosno tehnikom obrade signala u digitalnom domenu kojom se šum kvantizacije izmešta u supersonično područje. *Noise shaping* SACD formata u praksi ipak posustaje, odnosno šum kvantizacije pokazuje rast već unutar audio opsega tako da je efektivan dinamički raspon iznad 10kHz još uvek bolji kod 16-bitnog PCM formata nego kod SACD-a.

Za glavnu principijelnu prednost DSD-a u odnosu na PCM obično se smatraju jednostavnije A/D i D/A konverzije koje su jednobitne (odnosno „direktne“) i koje time ne postavljaju pitanje linearnosti na način na koji je ovo pitanje postavljeno pri konverziji kod multibitnih (PCM) signala. Većina danas korišćenih konvertera multibitnog PCM signala naravno ionako jeste jednobitna a jednobitni konverteri za PCM signal naravno jesu stariji od DSD/SACD-a, pa bi dodatno objašnjenje u ovom smislu bilo to da je prednost potpuno jednobitnog standarda izostavljanje konvertovanja jednobitnog (bitstream) signala u PCM signal tokom A/D, odnosno izostavljanje konvertovanja PCM signala u bitstream tokom D/A procesa tj. reprodukcije.

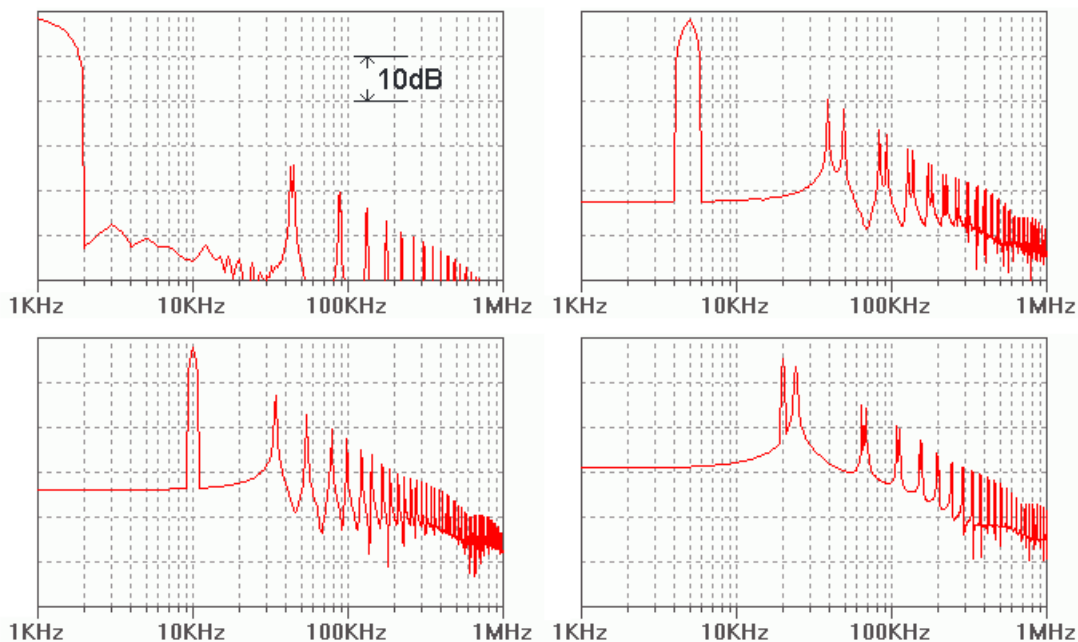
Kao praktična prednost SACD formata u odnosu na 44.1kHz/16 bit PCM može se navesti i bolji impulsni odziv (pogledati sledeće poglavlje).

U slučaju SACD playera kakvi na tržištu izvesno postoje a koji u jednoj fazi reprodukovanja SACD-a bitstream signal konvertuju u PCM (nakon čega ovaj opet biva poslat u jednobitni konverter), DSD zapis je naravno samo besmislen dodatak procesu.

* - Iako su često poistovećivani, PDM se razlikuje od PWM (Pulse Width Modulation) po tome što su kod prvog trajanja, odnosno širine pojedinih impulsa jednake, dok se kod PWM-a menjaju. U tom smislu, izvornoj digitalnoj prezentaciji signala odgovara PDM, ne PWM, iako ovaj drugi može biti shvaćen kao Non Return to Zero varijanta ovog prvog.

Filteri, *(non)over-, up-sampling*

Osim šuma kvantizacije, odnosno šuma u domenu amplitude, za digitalne sisteme je karakterističan i šum u domenu frekvencije. Kao i u slučaju šuma kvantizacije, ni ovde se ne radi u šumu koji je rezidualni nego o šumu koji se javlja isključivo kao posledica prisustva signala. Naime, posledica stepeničastog talasnog oblika signala (opet podrazumevamo *Zero Order Hold*) je i ta da svaki signal unutar audio opsega sadrži i određene parazitske frekvencije iznad njega, a na koje se obično referiše upotrebom termina *image*. *Image*-i se javljaju oko frekvencija koje su sadržaoi frekvencije semplinga, počev od same f_s , i to na frekvencijama koje su zbir i razlika ovih frekvencija i semplovane frekvencije. To konkretno znači da u sistemu gde je sempling frekvencija 44.1kHz signal od 5kHz proizvodi artefakte na 39.1kHz, 49.1kHz ($44.1\text{kHz} \pm 5\text{kHz}$), 83.2kHz, 93.2kHz ($88.2\text{kHz} \pm 5\text{kHz}$) itd. pri čemu su amplitude ovih artefakata u odnosu na amplitude osnovnog tona definisane funkcijom $\sin(x)/x$ u domenu frekvencije. Grafikon ispod prikazuje spektralnu analizu sinusnih signala 1kHz, 5kHz, 10kHz i 20kHz i njihove *image* u nefiltriranom $f_s=44.1\text{kHz}$ sistemu.



Slika 2: Šum semplinga

Red Book pristup, ispoštovan u praksi u ogromnoj većini slučajeva, podrazumeva upotrebu „*anti-imaging*“ filtera, odnosno primenu Nyquistovog zahteva za limitiranjem propusnog opsega i na reproduktivni deo procesa, odnosno filtriranje svega iznad audio banda, i to „*brickwall*“ filterom jer prostor za ovo limitiranje tj. filtraciju nije veliki: potrebno je propustiti sve na 20kHz i ništa na 22.05kHz. Tek ovako filtriran signal zadovoljava zahtev za rekonstruisanjem originalnog signala sadržan u Nyquistovoj teoremi. Zbog ovog razloga se filteri vezani za reproduktivni deo procesa nazivaju i rekonstrukcionim filterima.

U samom početku digitalne ere ovaj posao filtriranja obavljan je isključivo analognim filterima viših redova. Zbog njihove komplikovanosti, kao i problematičnog faznog odziva unutar audio opsega, već do sredine 80-ih praktično svi proizvođači CD playera su prešli na upotrebu filtera implementiranih u digitalnom domenu, odnosno na upotrebu *oversampling*-a (naduzorkovanje, *oversempling*). Treba reći da je ovo prvi i poslednji razlog zbog koga se *oversempling* koristi; njegov smisao nije u proizvođenju novih semplova radi „unapređenja rezolucije“ (iako se čitajući reklamne materijale često može pomisliti kako *oversampling* radi upravo to); isključivi smisao *oversemplinga* je vezan za *low pass* filtriranje signala. Četvorostruki *oversempling* recimo znači da će (u idealnom slučaju) *image*-i biti 4 puta manje amplitude i isto toliko puta više frekvencije (što znači isto što i to da će preostati samo *image*-i oko frekvencije $4f_s$ i njenih sadržalaca). Ovo opet znači da će potrebni analogni (post)filter moći da ima blaži nagib, odnosno da će moći da bude daleko jednostavniji što opet znači i da će imati benignije posledice po zvuk unutar audio opsega. Sam *oversempling* radi tako što u digitalnom domenu između svaka dva uzorka dodaje nove, izvedene interpolacijom postojećih. U ovim novim uzorcima ne nalazi se nikakva korisna muzička informacija; sve što se dešava je to da talasni oblik postaje povoljniji obzirom na visokofrekvencijske smetnje.

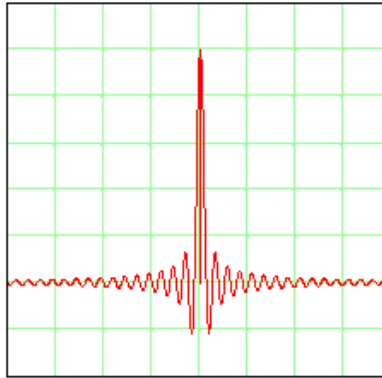
Postoje različiti načini na koji digitalni filteri interpoliraju ove međusempleove i s njima u vezi načini na koji izgleda njihova filterska karakteristika. U načelu, u digitalnom domenu je moguće implementirati bilo koji tip filtera, uključujući i one poznate iz analognog domena, zapravo bilo koji filter koji se uopšte može iskazati kao matematička funkcija. Ranija ograničenja vezana za brzinu i cenu same tehnologije, bar kada je reč o primeni u audio tehnici, su poslednjih godina uglavnom prestala da imaju značaja.

Digitalni filteri se obično dele na dva opšta tipa, rekurzivne ili IIR (Infinite Impulse Response) i nerekurzivne ili FIR (Finite Impulse Response). Oba tipa nove vrednosti izračunavaju na osnovu vrednosti prethodnih i trenutnog uzorka, razlika je u tome što u samu vrednost novih uzoraka rekurzivni računavaju a nerekurzivni ne računavaju stvarne vrednosti prethodnih uzoraka. Zato kod nerekurzivnih (FIR) filtera signal nakon impulsa i konačnog broja semplova ponovo dobija nultu vrednost, dok kod rekurzivnih (IIR) impuls zbog beskonačnog učešća vrednosti prethodnih uzoraka u vrednostima narednih nema ograničeno trajanje u domenu vremena (ovo je naravno za većinu konkretnih IIR filtera samo teorijska situacija). Današnjom digitalnom scenom u ogromnoj meri dominiraju FIR filteri. Tradicionalni filteri poznati iz analognog sveta kao Bessel, Butterworth i Chebyshev inače pripadaju ovoj drugoj, IIR grupi.

Oversempling filteri u praksi mogu da postavljeni zadatak *brickwall low pass* filtriranja obave veoma uspešno; za FIR filtere uobičajeno je da već na 22kHz ostvaruju potiskivanje od 60-120dB uz praktično zanemariv *ripple* unutar audio banda; simetrični (što uglavnom i jesu) FIR filteri pri tome imaju i putpuno linearnu fazu.

U ovoj uspešnosti simetričnih FIR filtera nalazi se i glavni paradoks odnosno za njih vezan problem: za impulsni odziv idealnog *brickwall* filtera linearne faze karakterističan je *pre-* i *post-ringing* (odziv je funkcija $\sin(x)/x$ i prikazan je na slici 3). Dakle, ne radi se o nesavršenostima konkretnih filtera nego o inherentnom problemu *brickwall* filtriranja

kao takvog, odnosno, kao što je pomenuto na početku teksta, problemu u potpunosti vezanom za zahteve za filtriranjem postavljene relativno niskom sampling frekvencijom.



Slika 3: Impulsni odziv simetričnog brickwall filtera

Određen broj novijih oversampling filtera ipak ostavlja dizajneru tj. korisniku mogućnost izbora između dva ili više pristupa filtriranju, gde je jedan kao ovde prikazan, dok drugi implementira blaže rezove koji time imaju i tačniji impulsni odziv. Određeni proizvođači (Wadia, Pioneer Legato Link) su imali zantnog uspeha koristeći upravo ovakav pristup, odnosno praveći kompromis između efekata filtriranja u domenu frekvencije i potrebe za čistim impulsnim odzivom u domenu vremena.

Navedeni problem *pre-* i *post-ringinga* nije jedini problem vezan za oversampling filtere. Osim njega mogli bi se navesti i neki praktični problemi implementacije kao recimo upravo za ovaj ringing vezan problem *clipping*-a u blizini punog nivoa signala odnosno nedostatka *headroom*-a potrebnog za overshoot [4, str. 98-102], zatim interni rad uređaja na višim frekvencijama koji rezultuje i u više interno generisanih HF/RF smetnji, kao i inherentni *jitter* samih digitalnih filtera.

Stoga su se, kao još radikalnije rešenje, nekih 15-ak godina nakon njegove pojave i praktično potpune dominacije na sceni pojavili i D/A konverteri koji ne koriste nikakav oversampling, kao niti bilo kakvu značajnu analognu filtraciju. Pojava ovakvih uređaja je nakon što je izazavala ogromnu podozrivost zbog problematičnih talasnih oblika sinusnih signala (a i pitanja tipa „zar to tako uopšte može da radi?“) ipak u znatnoj meri postavila nove standarde kada je u pitanju muzikalnost digitalnih izvora zvuka.

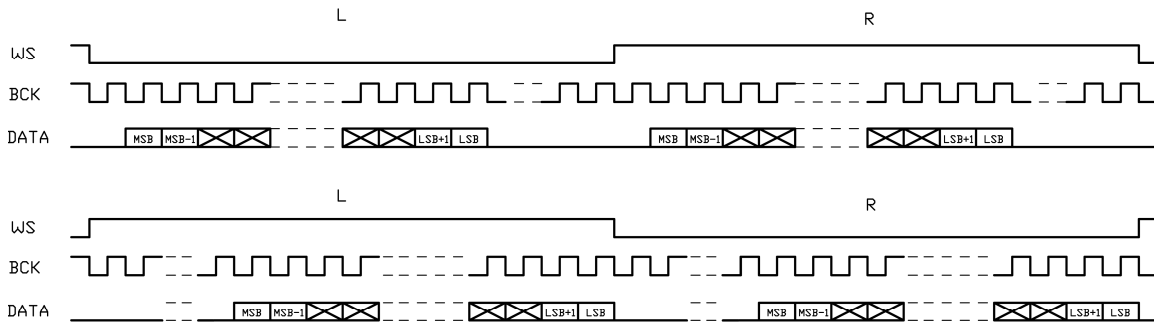
Pre nekoliko godina je u marketingu određenih uređaja pojmu oversamplinga pridodat termin *upsampling*. Stvarajući određeno vreme priličnu konfuziju oko „nove napredne tehnologije“ termin *upsampling* je zapravo označavao nekoliko stvari, ponekad sasvim različitih, recimo asinhronu *sample rate* konverziju ali i oversampling sa *low pass* nagibom blažim od tradicionalnog *brickwall*-a (a koji se, opet, kao što je malopre rečeno, pojavio mnogo pre ovakve (zlo)upotrebe termina *upsampling*).

Upsampling u ovom prvom smislu, smislu asinhronone konverzije sempling frekvencije (ASRC, Asynchronous Sampling Rate Conversion) se kao takav tiče isključivo konverzije signala jedne sempling frekvencije u drugu pri kojoj odnos ovih frekvencija nije ceo broj (recimo konverzije $f_s=44.1\text{kHz}$ u $f_s=48\text{kHz}$ ili 96kHz), i postoji isključivo kao posledica potrebe da uređaji operišu signalima različitih sempling frekvencija, odnosno nema po prirodi stvari nikakve veze sa unapređenjem zvučnih performansi. Naprotiv, proces ASR konverzije je sam sebi problematičan proces, odnosno proces koji ih generalno degradira. ASR konverteri posao obavljaju u dva dela, prvi je oversempling na frekvenciju najmanjeg zajedničkog sadržaoća originalne i ciljane frekvencije a drugi je *downsampling* na ciljanu frekvenciju. Ponekad se mogu pronaći tvrdnje da *upsampling* u ovom smislu (tj. shvaćen kao ASRC) unapređuje zvuk, a neka objašnjenja kažu da je to zato što je rezultat ovog procesa otklanjanje *jitter*-a, uz preduslov da se izlaz ovakvog konvertera *trigger*-uje *low jitter clock*-om. Zapravo postoji još jedan (važniji) uslov a taj se odnosi na otklanjanje postojećeg *jitter*-a dolazećeg signala, odnosno na sposobnost ASRC čipa da atenuira *jitter*. U suprotnom (što se, nažalost, može čitati kao „u praksi“), može se smatrati da ASRC zapravo sav originalni MCK/BCK *jitter* samo (bespovratno) „ugrađuje“ u podatke (DATA), drugim rečima na ovaj način ga čini nemerljivim kao *jitter* BCK linije i umesto toga ga čini integralnim delom podataka, nakon čega je zapravo izgubljena svaka mogućnost uticanja na problem u pozitivnom pravcu.

Interni protokoli

U početku su čipovi unutar digitalnih audio uređaja komunicirali paralelnim vezama, što znači da je svaki bit imao svoju liniju. (D/A konverteri su se, sledstveno tome, svodili na precizne otporne mreže, kao recimo PCM54/55.) Danas se praktično isključivo koriste trožične serijske veze, uz primenu nekog od standardnih protokola. Hardverski dakle konekcija podrazumeva tri linije, jedna je Data, druga je Bit tj. Signal Clock (BCK, BCLK, SCK) i treća je Word Select (WS, FSYNC, LRCK, Latch). Prva sadrži podatak o amplitudi signala za dati sempl, odnosno sadrži same binarne reči, druga definiše pojedinačne bitove Data linije, a treća definiše početak i kraj *frame*-a, kao i to koji podaci pripadaju levom a koji desnom kanalu. Frame je u većini slučajeva duži (24-32 bita po kanalu) od same binarne reči (16-24 bita) i slobodni bitovi ponekad mogu biti iskoršćeni za dodatnu komunikaciju između sklopova uređaja. Interne konekcije mogu imati i više od 3 linije, recimo ukoliko se odvajaju podaci za svaki kanal ili ukoliko *trigger*-ovanje levog i desnog kanala na način na koji to omogućuje jedna WS linija nije zadovoljavajuće.

Najrasprostranjeniji protokoli su I²S (ili IIS tj. Inter-IC Sound) i LSBJ (Least Significant Bit Justified, takođe poznat pod imenima Right Justified i EIAJ - Electronic Industries Association of Japan). Slika 4 je grafički prikaz I²S i LSB Justified protokola. I²S je definisan kao protokol kod koga je MSB na početku binarne reči, s tim što reč sama počinje nakon jedne pune BCK oscilacije nakon *trigger*-ovanja framea. Kod LSB Justified protokola MSB takođe ide na početku binarne reči ali je reč sama u odnosu na frame definisana svojim krajem, odnosno postavljena je obzirom na LSB.



Slika 4: I²S i LSB Justified protokoli

Sama binarna reč (Data) može biti formatirana na nekoliko načina kako u zavisnosti od toga da li prvo ide MSB ili LSB (s tim što se u audio praktično isključivo koristi *MSB First*), tako i u zavisnosti od toga kako je definisan niz nula i jedinica za određeni nivo u svakoj poluperiodi. *Binary Offset* je intuitivno najrazumljiviji i kod njega 000...000 odgovara maksimalnom negativnom a 111...111 maksimalnom pozitivnom *swing*-u signala. *Two's Complement* je danas međutim daleko češće korišćen format. U odnosu na Binary Offset, strukturno se razlikuje po invertovanom MSB-u tako da kod njega 0000...0000 odgovara tišini dok se poluperiode mogu razumeti kao potpuno simetrične uz ofset koji je jednak $-\frac{1}{2}$ LSB. Osim ova dva postoje i drugi formati podataka, od kojih je najvažnije pomenuti *Sign Magnitude* kod koga MSB označava pozitivnu ili negativnu poluperiodu a ostali bitovi predstavljaju (unipolarnu) amplitudu; koriste ga DSP (Digital Signal Processing) čipovi ili recimo BurrBrown da unutar D/A čipova posao konverzije podeli po poluperiodama na dve D/A sekcije pri čemu se izbegava promena svih bitova na nultoj tački tj. tišini. [5]

	MSB First, Binary Offset	MSB First, Two's Complement
pun nivo	1111...1111	0111...1111
	1111...1110	0111...1110
	1111...11101	0111...11101

pozitivna poluperioda	10000...00011	00000...00011
	10000...00010	00000...00010
	10000...00001	00000...00001
tišina	10000...00000	00000...00000
	01111...11111	11111...11111
	01111...11110	11111...11110
	01111...11101	11111...11101

negativna poluperioda	00000...00010	10000...00010
	00000...00001	10000...00001
pun nivo	00000...00000	10000...00000

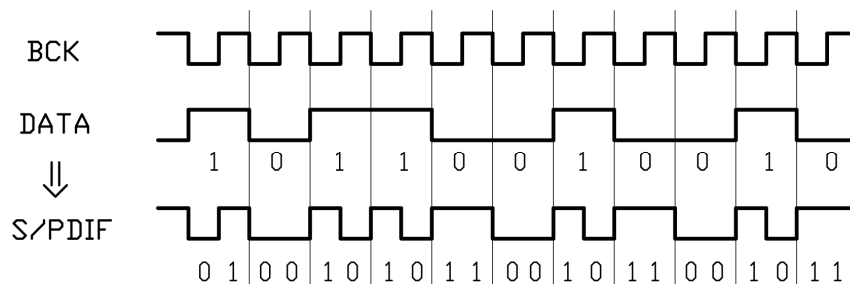
Tabela 1: Binary Offset i 2's Complement format podataka

Eksterni protokoli: S/PDIF - AES/EBU

S/PDIF (Sony/Philips Digital Interface) je najčešće upotrebljavani *interface* (interfejs) za eksterne konekcije digitalnih uređaja, što u praksi pre svega znači za spajanje transporta i D/A konvertera. S/PDIF interfejs sadrži sve informacije kodirane u jednoj liniji koja se u ulaznom delu D/A konvertera dekodira, odnosno signal ponovo dobija izgled nekog od trožičnih serijskih protokola, razumljiv konkretno korišćenom sledećem čipu u reproduktivnom lancu.

S/PDIF *frame* sadrži dva 32-bitna *subframe*-a, po jedan za svaki kanal, a koji se sastoje iz uvodnog dela od 4 bita (*preamble*; X za jedan, Y za drugi kanal i Z na početku *Channel Status Block*-a), četiri slobodna bita (*auxiliary data*), 20 audio bitova (LSB first; četiri prethodno pomenuta bita mogu biti iskorišćena za prenos 24-bitne reči), i zatim *validity* (koji potvrđuje da prosleđeni signal jeste audio signal), *user* (slobodan), *channel status* i *parity* (za detekciju greške) bit. Grupa od 192 *frame*-ova čini *Channel Status Block*. *Channel status* bitovi jednog *frame*-a čine blok od 24 8-bitna bajta koji prenosi podatke o sampling frekvenciji, dužini binarne reči, eventualnoj upotreba emphasis-a i sl. Način na koji je definisan Channel Status Block čini jedinu razliku u kodiranju za S/PDIF (*consumer*) i AES/EBU (profesionalni) standard.

Samo kodiranje podataka (Biphase Mark Coding, ponekad se može sresti i pod imenom Manchester Coding) obavlja se na taj način da se logičkoj jedinici u taktu bit clocka dodeljuju dva različita (01 ili 10) a logičkoj nuli dva ista uzastopna bita (00 ili 11). Na taj način oba signala bivaju integrisana u jednu liniju.



Slika 5: S/PDIF (Biphase Mark) kodiran signal

Standardizovan u cilju praktičnijeg spajanja uređaja, S/PDIF je tokom poslednjih petnaestak godina izašao na loš glas i tretira se kao jedno od nužnih zala digitalne svakodnevice i jedna od pogrešnih inicijalnih procena digitalnog audia. Za glavnu manu uzima mu se ta što je usvajanjem sistema kodiranja kojim se clock signal integriše u podatke potpuno previđena činjenica da pojava jitter-a na transmisionoj liniji ovako kodiranog signala nakon dekodiranja rezultuje u data related jitter-u clock signala; problem je detektovan već kasnih osamdesetih a početkom devedestih se pojavljuju ozbiljna istraživanja na ovu temu [8]. Uzroci jitter-a na S/PDIF liniji mogu biti različiti, od kojih su neki na prvi pogled sasvim bezazleni kao na primer frekvencijska limitiranost

transmisione linije odnosno njenih elemenata. Minimalni *Unit Interval* signala koji S/PDIF interfejs treba da prenese u slučaju CD standarda ($f_s=44.1\text{kHz}$) od 177ns je ekvivalent frekvencije 5.6MHz, s tim što bi signali trebali da imaju takvu brzinu rasta da njegovo trajanje bude zanemarivo u poređenju sa UI, a ovo opet znači bar desetak puta veći linearan prenosni opseg. Za mnoge komponente ovog interfejsa ovo je previše, naročito za transformatore kod kojih mora da se ima u vidu i donja granična frekvencija. Za orijentaciju, sasvim normalnih 200pF kapaciteta čine sa 37.5 Ohm okruženjem (75 Ohm terminacija na obe strane voda) vremensku konstantu od 7.5ns odnosno -3dB tačku na oko 21MHz. Pošto dati sistem kodiranja čini *Unit Interval* zavisnim od podataka, i vremenska greška prelaska *zero crossing* tačke uslovljena ograničavanjem brzine signala će biti zavisna od podataka; drugim rečima rezultat će biti pojava *data related jitter*-a.

Sposobnosti PLL kola S/PDIF *receiver*-a da potisnu *jitter* u praksi nažalost nisu nimalo impresivne ali je zato njihov potencijal da svojim intrinzičnim *jitter*-om doprinesu njegovoj ukupnoj vrednosti na još veću žalost uglavnom dosta bolji, iako treba naglasiti da u tom pogledu tokom zadnjih desetak godina dominirajući Crystalovi *receiver* čipovi predstavljaju značajan napredak u odnosu na prethodno uglavnom korišćene Yamahine. (Crystal za svoju poslednju generaciju S/PDIF *receiver*-a, CS8415/8416, tvrdi da PLL generiše *clock* signal u odnosu na *preamble*, odnosno početni deo S/PDIF *frame*-a koji je uvek isti i nije u vezi sa audio podacima, odnosno tvrdi odsustvo *data related jitter*-a; autoru ovog teksta za sada nisu poznati nezavisni izvori koji bi potvrdili praktične performanse CS8415/8416 ali jeste jedan na osnovu koga se može zaključiti da je ovo rešenje zapravo bilo primenjeno već kod CS8414 [9] . Wolfson takođe najavljuje *receiver* sa sličnim performansama (WM8805).)

Osim problema sa nominalnim opsegom, S/PDIF interfejs ima ništa manji problem reaktivnih komponenti odnosno nelinearne karakteristične impedanse unutar ovog opsega. Kontrolisanje karakteristične impedanse je deo obaveznog inženjeringa kod RF/video signala i posledica je potrebe da se reše problemi uzrokovani fenomenom delimičnog odbijanja električnih talasa pri promeni karakteristične impedanse provodnika (transmisione linije). Sama apsolutna vrednost karakteristične impedanse unutar određenih granica nije kritična i može biti određivana skoro proizvoljno ali jednom propisana postaje obavezna za sve komponente na transmisionoj liniji; izlazni stepen izvora, vodove do izlaznog konektora, konektor, kabl, pa onda opet analogno izvoru sve pojedinačne delove ulaznog stepena prijemnog uređaja. Kod S/PDIF-a ova impedansa je propisana na 75 Ohm. U stvarnosti nju ne samo da veoma lako moduliše nekoliko reaktivnih komponenti već se najčešće dešava da je impedansa bar nekoliko elemenata ove linije prilikom projektovanja uređaja jednostavno ignorisana, a o tome koliko je ovaj problem olako shvatan govori i situacija sa standardima za S/PDIF konektore.

Za S/PDIF interfejs AES zvanično propisuje RCA (chinch) ili BNC, iako RCA zbog definisanih dimenzija odnosno odnosa unutrašnjeg prečnika širma (1/4") i prečnika centralnog voda (1/8"), čak i uz savršen izolator koji bi bio vazduh i čija je dielektrička konstanta $\epsilon=1$ (dielektrička konstanta teflona je već 2, dok je kod PVC-a 3.5 i viša), a na osnovu formule $Z = (138/\sqrt{\epsilon}) * \log(D/d)$, ne može da ima propisanu impedansu. Maksimalna teorijska vrednost je oko 41 Ohm, odnosno u slučaju teflonskog izolatora

oko 29 Ohm.* (Ukoliko čitaocu zbog ove činjenice može biti lakše, i pisac ovih redova je, usvajajući AES preporuku, do pre izvesnog vremena koristio RCA kao S/PDIF konektor.) Sa druge strane, BNC, iako postoji i u 75-omskoj varijanti, praktično nikada nije primećen na nekom serijskom uređaju u tom, već isključivo u 50-omskom obliku.**

Zbog ovakve situacije pozicija svakog ko želi da dovede u sklad impedansu S/PDIF linije u svom sistemu (i u tom kontekstu između ostalog odabere i pravi kabl) nije dakle jednostavna; ne postoji nikakva garancija da bilo koja komponenta ove linije zaista ima propisanu impedansu i kao prvi korak u rešavanju problema bilo bi potrebno utvrditi sa čime se uopšte konkretno raspolaze (što ponekad može biti teže nego jednostavno uraditi kompletnu S/PDIF liniju iz početka).

Ali, da li su refleksije na S/PDIF-u uopšte važne? Mehanizam zbog koga obzirom na jitter jesu izgleda ukratko ovako. Na mestu diskontinuiteta glavina signala normalno nastavlja put ka cilju, a deo signala koji se odbija vraća se nazad na izvor. Deo ovog signala vraćenog na izvor će se opet odbiti i opet putovati u prvobitnom smeru i stići na mesto prvobitne refleksije koju nanosekundu kasnije. Na potpuno isti način jedan njegov deo će biti ponovo reflektovan i napraviti još jedan, a zatim možda i još nekoliko krugova pre nego što potpuno utihne. Reflektovani delovi signala koji stižu na cilj pre nego što je tranzicija signala završena uslovljavaju da tačno vreme prelaska preko nulte vrednosti postane vremenski neodređeno, drugim rečima uslovljavaju pojavu jittera.

Jedno od rešenja koje je poslednjih godina primenjivano kao „prva pomoć“ je upotreba kablova koji bi samom dužinom pomogli da se refleksije u interfejsu, ako su već nužno zlo, učine benignim, tako da vreme potrebno za prolazak signala kroz njega bude toliko da refleksija stigne na cilj tek nakon što signal prođe *zero crossing* tačku. U tom slučaju sistem, odnosno ovde konkretno *receiver/DAC*, spram nje ostaje indiferentan (u video aplikacijama naravno ne bi bio i manifestovao bi se kao „duh u slici“). Jednostavna kalkulacija kaže da bi za pretpostavljeni rise time signala od 20ns (stvarni podatak zavisi od dizajna izlaznog stepena transporta kao i kapaciteta na samoj S/PDIF liniji) bilo potrebno da refleksija putuje najmanje 10ns da bi na cilj stigla tek nakon trenutka prelaska signala nulte tačke, što znači najmanje 5ns u jednom smeru. Na osnovu

* - Na osnovu jedne druge relacije po kojoj je karakteristična impedansa (zanemarivanjem serijske impedanse i paralelne konduktanse) svodiva na relaciju između induktiviteta i kapaciteta voda, $Z = \sqrt{L/C}$, kao način za postizanje više vrednosti impedanse konektora bi se moglo nametnuti povećavanje njegovog induktiviteta i/ili smanjenje kapaciteta. Ovo drugo je moguće postići smanjenjem površina dva provodnika i u tom pravcu se pojavila konstrukcija RCA konektora koja ne koristi celu površinu širma a za koju proizvođač tvrdi impedansu od 75 Ohm. Proizvođač, nažalost, upkros izraženim sumnjama u linearnost impedanse ovakve konstrukcije (osim očiglednog problema narušavanja koaksijalnosti voda, ekstremna tumačenja kažu da je ovakav dizajn veoma sličan anteni te da bi impedancijski glitchevi bili pre očekivani nego iznenađujući), nije našao za potrebno da osim sopstvenih tvrdnji ponudi bar jedan grafikon koji bi iste potkrepio.

** - Jedan drugi proizvođač konektora je za svoju konstrukciju RCA sličnu BNC (*crimp*) tvrdio impedansu od 75 Oma. U stvarnosti ni ovo nije bilo tačno, bilo je tačno samo to da je dužina diskontinuiteta bila skraćena.

pretpostavljene brzine prostiranja od 250000km/s odnosno 25cm/ns (stvarni podatak zavisi od konkretnog kabla a kao prihvatljiva aproksimacija uzima se brzina nešto manja od brzine svetlosti) dolazimo do podatka o minimalnoj dužini kabla od 1.25m. Kablovi ove ili većih dužina (nekoliko metara je dobar izbor) u S/PDIF praksi zvuče bolje od u analognom audio svetu sa dobrim razlozima preferiranih kratkih kablova.

Sa ovim u vidu može biti zanimljivo pročitati i nešto o rezultatima upotrebe kabla poznato ne 75-omske impedanse na S/PDIF liniji, ali koji zbog svog izuzetno visokog serijskog otpora a time i relativno visokog gušenja (odnosno „gubitaka”) predstavlja prirodni filter za reflektovane signale koji se u njemu, odnosno u interfejsu javljaju [12].

Na kraju, ostavljajući objašnjenja po strani, kolike se u praksi objektivne posledice diskontinuiteta karakteristične impedanse na S/PDIF liniji? I, sa kojom dužinom diskontinuitet počinje da ima značaja? Neki RF inženjeri se uopšte neće složiti sa tim da na frekvencijama od nekoliko MHz vod dužine 1m ili manje treba tretirati kao transmisionu liniju odnosno razmatrati problem refleksija, odnosno da to nije potrebno sve dok linija nije duža od četvrtine talasne dužine signala koji treba da prenese, a talasna dužina frekvencije 6MHz je preko 50m. Ipak, imjući u vidu da idealan signal na S/PDIF liniji jeste signal kvadratnog oblika (idealno „*infinite bandwidth*”), kao i to da je i u RF tehnici postalo sasvim uobičajeno razmatranje linija kao transmisionih ne obzirom na nominalnu frekvenciju steady state signala nego obzirom na njegov rise time (pretpostavljenih 20ns je ekvivalent 50MHz), praktični zahtevi postaju znatno strožiji. (Ovde bi se može skrenuti pažnja na to da postoji i pristup kojim se terminišu i linije sa audio frekvencijama.) Konačno, ukoliko su merenja rezultujućeg jittera ono što je relevantno, može se reći da posledice diskontinuiteta impedanse na S/PDIF liniji nisu male, bar ne ukoliko se za dekodiranje koriste klasičan *receiver* odnosno PLL. Ne samo da linije sa dijagnostifikovanim diskontinuitetima impedanse pokazuju veći *jitter* nego se u ovakvom okruženju i recimo o usmerenosti kablova, ukoliko su različito terminisani na krajevima, može govoriti na sasvim objektivnan način [13]. Što se tiče minimalne dužine diskontinuiteta koji ima značaja, nedvosmisleno kvantifikovanje nije sasvim jednostavno ali se određeni problemi izgleda mogu registrovati već sa nekoliko milimetara. (Zapravo, brutalan odgovor bi bio da je sama dužina od sekundarnog značaja i da je za pojavu refleksija u osnovi bitna sama činjenica prelaska signala iz medijuma jedne u medijum druge impedanse.)

Iako zbog opisanih nedostaka postoje očigledne prednosti izbacivanja S/PDIF-a iz digitalnog lanca, ili možda baš zahvaljujući njihovom dijagnostifikovanju i rešavanju. S/PDIF je posle dve decenije ipak dosegao određenu zrelost na način da je njim moguće postići prihvatljive rezultate. Ova zrelost ipak ne opravdava pojavu ponekad veoma skupih single-box CD playera koji koriste S/PDIF i kao internu konekciju, nažalost iz trivijalnog razloga, naime tog da CD-ROM koji je upotrebljen kao transport nudi samo ovaj interfejs. Sa druge strane, sa neuporedivo više dobrih razloga proteklih godina pojavili su se i određeni uređaji koji umesto S/PDIF za eksternu vezu koriste neki od tradicionalno internih protokola, uglavnom I²S. Ovakve veze međutim, uprkos određenim pokušajima (UltraAnalog), nisu standardizovane tako da, iako je kombinovanje generalno

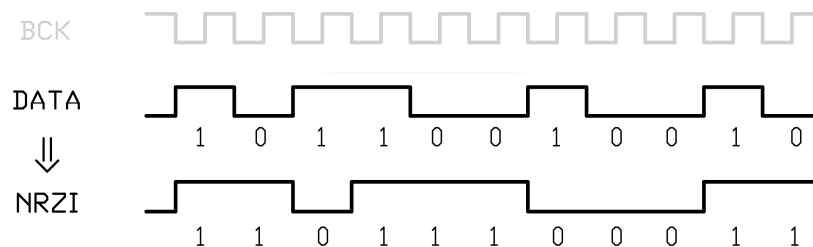
moguće, korsinicima preostaje da kao sigurno rešenje koriste isključivo date kombinacije transporta i D/A konvertera jednog proizvođača.

Osim standardne veze koaksijalnim kablom, za prenos S/PDIF signala se ponekad koristi i optička veza poznata kao Toslink (Toshiba Link, ili zvanično EIAJ Optical). Ovakve veze dakle prenose potpuno isti signal s tom razlikom što umesto naponskih nivoa prenose svetlost LED diode. Ovakva vrsta prenosa signala ima dve načelne prednosti. Prva je ta što omogućava galvansko odvajanje uređaja, druga ta što ne propušta visokofrekvencijske smetnje. U praksi, odnosno po kvalitetu zvuka, Toslink veza se ipak pokazala inferiornom, Određena merenja su unekoliko otkrila razloge subjektivno inferiornog audio kvaliteta ovakvih veza i oni se mahom svode na relativno mali propusni opseg konkretno korišćenih optičkih predajnika odnosno prijemnika koji, kao što je prethodno izloženo, na Biphase Mark kodiranoj liniji rezultuje u pojavi data related jittera.

AES/EBU (Audio Engineering Society / European Broadcast Union) standard koristi isti sistem Biphase Mark kodiranja kao i S/PDIF, i u odnosu na S/PDIF se osim po različito definisanim *Channel Status* blokovima razlikuje samo po električkim specifikacijama koje su prilagođene profesionalnim primenama (balansirana veza, 110 Ohm, 5V p-p), odnosno, može se reći da je S/PDIF standardizovan kao *consumer* varijanta AES/EBU-a (75 Ohm, nebalansiran, 500mV p-p).

Eksterni protokoli: USB

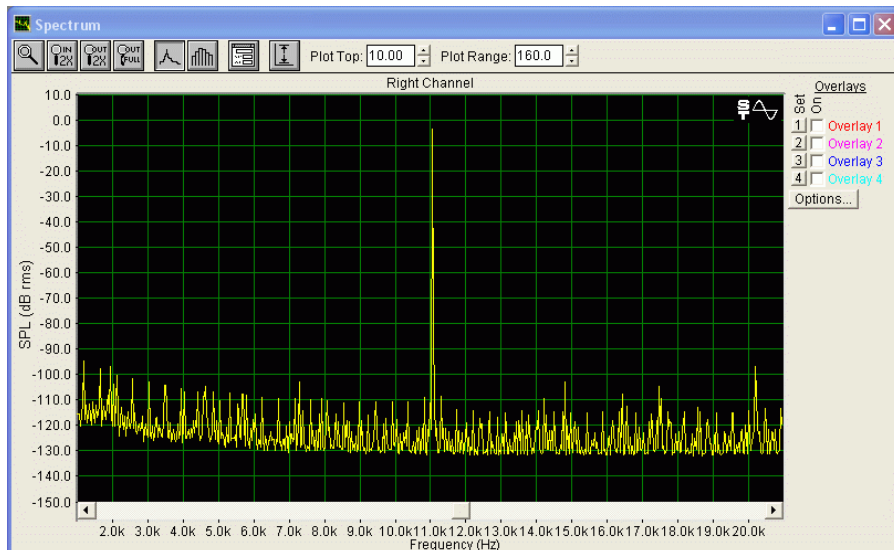
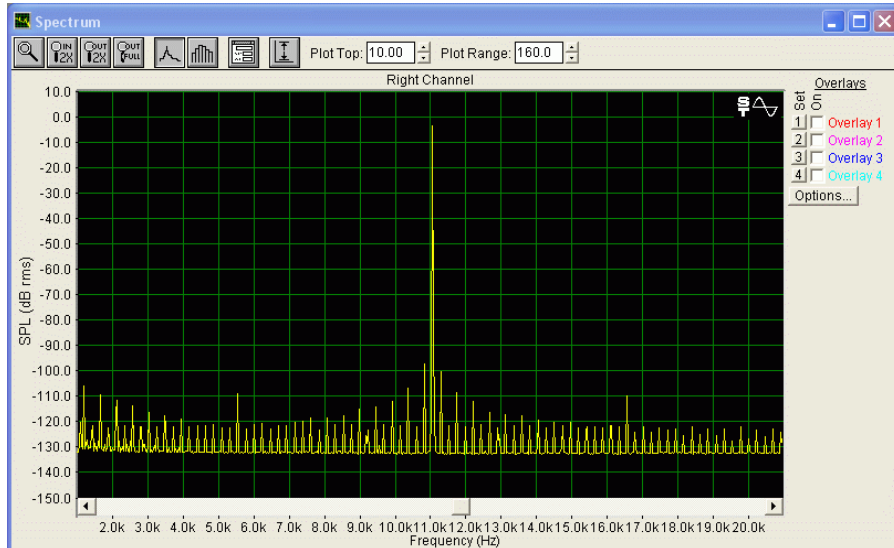
Za razliku od S/PDIF-a koji koristi *Biphase Mark* kodiranje, USB (Universal Serial Bus), koji je kompjuterski interfejs u poslednje vreme korišćen u audio svrhe, koristi *Non Return to Zero Inverted* (NRZI) kodiranje. Kod ove vrste kodiranja logička 0 je definisana kao nepromenjeno stanje, dok je logička 1 defnisana kao njegova promena.



Slika 6: NRZI kodiranje

Iz ovoga se može videti da NRZI kodiran signal, odnosno USB interfejs uopšte ne sadrži *clock* signal. Dok sa jedne strane ovo može biti odlično zbog činjenice da krajnji rezultat može obzirom na probleme vezane za *clock* da bude nezavisan od izvora signala (koji je ovde pre svega PC, iako USB kao takav ne mora biti vezan za PC), sa druge strane se

postavlja pitanje sinhronizacije rada *host*-a i perifernog uređaja, koji je ovde DAC. Iako su ranije generacije USB audio *receiver*-a patile od nekoliko nedostataka vezanih za ove probleme, noviji čipovi, koristeći sofisticirane PLL-ove koji generišu *clock* obzirom na pakete (svakih 1ms) u kojima izvor šalje signal, kao i memorijske *buffer*-e dovoljne dužine, rade u adaptivnom modu i postižu znatno bolje performanse [14]. Iako rezultat po pitanju ukupnog iznosa *jitter*-a ne mora nužno biti bolji od onog koji se danas može postići upotrebom S/PDIF interfejsa, USB pokazuje jednu važnu prednost a to je imunost na *data related jitter*.



Slike 7 i 8: *Jitter* TDA1543 D/A konvertera korišćenog sa S/PDIF i USB interfejsom

Jitter

(Ovaj pasus predstavlja sažetu verziju jednog opširnijeg teksta o jitteru dostupnom na www.audalonline.com/pdf/jitter_s.pdf.)

Jitter se generalno definiše kao greška u vremenskoj određenosti trenutka prelaska signala iz jednog stanja u drugo. To u praksi znači da su intervali oscilacija clock signala, odnosno intervali u kojima clock signal prelazi nultu (zero crossing) tačku umesto na idealnih svakih, recimo, 500 nanosekundi, u praksi prvo recimo 499.82ns, pa 500.11ns, pa 499.95ns... *Jitter* se izražava u jedinici vremena, pri čemu su veličine kojima se u audio priprema reda pikosekundi i nanosekundi.

U jednom od prethodnih pasusa je ukratko opisan mehanizam nastanka *jitter*-a u transmisijama (pri ovom ne treba zaboraviti da se opis odnosi na *Biphase Mark* kodiran signal). Ipak, za temeljni uzrok *jitter*-a smatra se šum, odnosno *jitter* je pre svega posledica toga da se šum iz svog izvornog domena, domena amplitude, a zbog konačnog *rise time*-a signala transponuje u domen vremena. Stoga se *jitter* može razumeti kao šum u domenu vremena. Iz istog razloga se ponekad za *jitter* sinonimno koristi termin *phase noise*, ali treba imati na umu da se termin *jitter* koristi univerzalno pri razmatranju ove problematike, dok termin *phase noise* pre svega označava analizu *clock* signala u domenu frekvencije, odnosno analizu spektralnog sastava *jitter*-a. Kao što svaka aktivna, a u određenim slučajevima i pasivna, komponenta koja je deo sistema može biti izvor šuma, tako može biti i izvor *jitter*-a.

Po spektralnom sastavu *jitter* može biti nedeterminisan (*wideband*, Gauss ili beli *jitter*, na osnovu sličnosti sa belim šumom) i determinisan. Determinisan *jitter* podrazumeva *jitter* koji ima jasno definisane pojedine komponente u domenu frekvencije. U slučaju *jitter*-a koji ima samo jednu determinisanu komponentu govorimo o sinusoidalnom *jitter*-u. Kao posebna vrsta determinisanog *jitter*-a razmatra se *data related jitter* odnosno *jitter* koji je uzrokovan signalom na *data* liniji, odnosno slučaj u kome je *clock* signal modulisan *data* signalom i čija je posledica *jitter* frekvencije koja je jednaka ili je u korelaciji sa podacima a time i frekvencijom audio signala. U praksi *jitter* je skoro uvek kombinacija *wideband* i determinisanog *jitter*-a a ukupna vrednost *jitter*-a jeste njihov zbir.

U čisto digitalnim transmisijama *jitter* postaje od značaja tek ukoliko dostigne iznos dovoljan da proizvede greške u samim podacima koje raspoloživi sistem za korekciju greške ne može da ispravi, odnosno u praksi nije od interesa sve dok je manji od 1/2 UI (Unit Interval, period između dve najkraće tranzicije signala). U audio su, međutim, od značaja daleko manje vrednosti *jitter*-a, pošto isti utiče na D/A konverziju (stoga se *jitter* razmatran u audio često specifikuje kao *sampling jitter*), proizvođači specifične nelinearnosti. Način na koji će se *jitter* pojaviti na audio izlazu zavisi od njegovog spektralnog sastava ali generalno se može reći da je posledica jittersa frekvencijska modulacija izvornog (audio) signala frekvencijom samog jittersa. Ukoliko se radi o *wideband jitteru*, rezultat nakon D/A konverzije se svodi na povećani *noise floor*. Kod determinisanog *jitter*-a ova frekvencijska modulacija postaje očigledna, odnosno originalnom signalu bivaju pridodati artefakti u vidu *sideband*-ova oko osnovnog signala.

Postoji definisan odnos kojim se dati *jitter* transponuje kao artefakt definisanog nivoa na audio signalu date frekvencije. Ovaj odnos je unekoliko složeniji za delta/sigma konvertere, koji su generalno osetljiviji na *jitter*, odnosno kod kojih dati *jitter* rezultuje višim nivoom artefakata u audio signalu (osnovne razlike između ova dva tipa konvertera su izložene u jednom od sledećih poglavlja). Osim toga, treba znati da svaki D/A konverter ima sopstvenu karakterističnu sposobnost da potisne *jitter clock* linije, ali ima i svoj intrinzični *jitter*.

Klasična metoda merenja *jitter*-a podrazumeva direktno merenje *clock* linije unutar uređaja. Treba uočiti da postoji par načina na koji ga je moguće specifikovati, pre svega kao *period* i kao *cycle-to-cycle* veličinu, dok same vrednosti mogu biti peak-to-peak i RMS, i to date za određeni frekvencijski opseg. Osim ovog načina, *jitter* je moguće meriti i merenjem njegovih posledica (koje uključuju i efekte izazavane samim D/A procesom), odnosno analiziranjem audio izlaza datog uređaja, tj. merenjem nelinearnosti koje *jitter* prouzrokuje. Zbog prirode odnosa između *jitter*-a i njegovih posledica u audio signalu, u ovu svrhu može se koristiti i čist sinusni signal visoke audio frekvencije ali je radi kompletnije slike u praksi najčešće korišćen J-signal koji je razvio Julian Dunn (signal je korišćen recimo u testovima Stereophilea i HiFi Choicea) a koji služi da provocira i u rezultat uključi moguću pojavu *data related jitter*-a.

Što se tiče čujnosti *jitter*-a, iako postoji visok nivo saglasnosti oko toga da *jitter* u audiou jeste problem vredan ozbiljnog razmatranja kao i oko toga da treba nastojati da on bude što manji, saglasnost oko toga šta je dozvoljen nivo nije opšta, a uglavnom ni relativna. Ona ipak jeste postignuta oko toga da zahtev za niskim *jitter*-om raste sa povećanjem rezolucije formata u domenu amplitude (tj. sa povećanjem broja bitova), i unekoliko oko toga da njegov spektralni sastav definiše i njegove krajnje posledice po zvuk, ali su sva specifikovanja unutar ovih kao i sva druga pitanja manje-više otvorena. Ipak, kao i kod većine problema u audiou, postoje opravdani razlozi da se misli da je pitanje *jitter*-a samo jedno od pitanja digitalnog audia i da je i on tek samo jedan od fenomena koji određuju krajni rezultat.

Zapis na disku

Podaci zapisani na disku podrazumevaju specifičnu vrstu kodiranja, poznatu pod imenom EFM (Eight to Fourteen Modulation). U procesu zapisivanja i očitavanja signala preduzeto je nekoliko mera radi smanjenja mogućnosti pojava greški. Prvo, EFM kodiranjem je polovina svake binarne reči, odnosno svakih 8 bitova, kodirana u 14 novih bitova kod kojih ima manje kontinuiranih prelazaka iz low u high stanje i obratno. Radi detektovanja greški signal zapisan na disku sadrži i informacije o parnosti broja high (1) bitova unutar svakog framea, a proces podrazumeva i dodatno razmeštanje bitova (interleaving). U vezi problema očitavanja treba napomenuti i da je radi smanjenja mogućnosti greški pri očitavanju medij standardizovan tako da dubina pita na disku odgovara četvrtini talasne dužine lasera (znači poziciji najveće i najmanje amplitude). Često pominjanom interpoliranju uspešno očitanih radi rekonstrukcije izgubljenih podataka sistem zapravo pribegava samo kao poslednjem rešenju, odnosno u praksi

veoma retko, toliko retko da je ova interpolacija bez značaja kada su u pitanju stvari vezane za dobar ili loš zvuk.

Signal koji očitava laser izgleda na konvencionalnom osciloskopu sasvim drugačije od prethodno opisanih (kao niz preklapljenih sinusoida, „eye-pattern“). PCM signal se u izvornom, odnosno obliku nekog od prethodno opisanih trodičnih protokola pojavljuje tek nakon dekodiranja u kolu koje se (logično) naziva dekođer. Izlaz iz dekođera je *trigger*-ovan master clockom CD *player*-a tj. transporta, što između ostalog znači i nezavisno od eventualnog *jitter*-a signala koji je očitavan sa diska. Stoga sami transporti (u smislu transportne mehanike) svoj zadatak obavljaju bez većih problema i obzirom na „bit perfektnost“ i obzirom na *jitter*, za razliku od prethodno razmatranih transmisija digitalnih podataka koji su projektovani dovoljno pažljivo da obezbede „bit perfektnost“ ali nisu imuni na *jitter*. Prethodno pomenuto podrazumeva i to da ponekad razmatrani „pit jitter“ CD medija nema praktične posledice u onom digitalnom signalu koji se konvertuje u analogni.

Ove dve poslednje činjenice znače da pojam bit perfektnog u digitalnom audio (i stav je zapravo generalno primenjiv na digitalni svet), sve dok isti ne podrazumeva upotrebu DSP-a, praktično pripada sferi bazične ispravnosti procesa i, iako može da na njega asocira, zapravo nema nikakve veze sa perfekcijom zvuka, ma šta on podrazumevao (a u slučaju primene DSP-a sa njim naravno i nema nikakve veze).

Transport

Pod pojmom „transport“ obično se podrazumeva transportni mehanizam pa se i njegov kvalitet često poistovećuje sa kvalitetom transportnog dela. U stvarnosti, za krajnji audio kvalitet transporta odgovorno je bar nekoliko njegovih funkcionalnih sklopova od kojih je sam mehanizam samo jedan – ostali i za krajnji rezultat isto toliko važni bi bili napajanje, oscilator i, ukoliko se radi o odvojenom uređaju, S/PDIF izlazni stepen.

Često se postavlja pitanje da li je važniji transportni ili konverterski deo reproduktivnog sistema te da li se na nekom od njih može uštedeti bez posledica po zvuk. Najkraće govoreći, oba dela su važna i nabavka kvalitetnog D/A konvertera, i ova tvrdnja se odnosi i na situaciju u kojoj se koriste konverteri sa reclockingom i/ili sa PLL-om sa niskom propusnom frekvencijom (što ovde znači frekvencijom rezanja *jitter*-a), ne garantuje rezultate zavisne isključivo od kvaliteta samog konvertera. Drugim rečima upotreba reclockinga u konverterskom delu ne čini transportni deo, i/ili S/PDIF interfejs ukoliko se radi o ovako povezanim odvojenim kombinacijama, nebitnim odnosno „akustički nevidljivim“. Različiti transporti i različiti S/PDIF kablovi mogu se i dalje itekako čuti i uz upotrebu DAC-ova koji koriste reclocking. Iako se u traženju odgovora na pitanje zašto je to tako došlo do određenih pretpostavki, pravi odgovor na ovo pitanje za sada ne postoji ili je u najboljem slučaju samo delimičan.

Reclocking

Iako se ponekad *relock*-uje i S/PDIF signal, bilo u izlaznom stepenu transporta ili odvojenim uređajima koji se priključuju na samu S/PDIF liniju, pri čemu je druga opcija daleko problematičnija od ove prve, *reclocking* se danas u najvećem broju slučajeva primenjuje tamo gde i treba, odnosno na *clock* liniji/linijama ili svim digitalnim linijama na ulazu D/A čipa.

Reclocking podrazumeva postupak kojim se signali vremenski prekonfigurišu na pretpostavljeno ispravniji odnosno tačniji način što pre svega, ali ne i isključivo, znači na način da se kod njih smanji iznos *jitter*-a. Dva su osnovna načina na koji se ovo obavlja. Jedan podrazumeva upotrebu memorijskog FIFO (RAM) *buffer*-a a drugi upotrebu flip flopova. U oba slučaja signali na njihovim izlazima bivaju *trigger*-ovani nekim drugim, pretpostavljeno boljim („*low jitter*“) *clock* signalom odnosno oscilatorom od onog koji podrazumevaju klasične (*straightforward*) topologije.

Obzirom na oscilator odnosno *clock* signal upotrebljen za *trigger*-ovanje izlaza *relocker*-a, odnosno sinhronizovanost ovog oscilatora/signala i *master clock*-a (odnosno oscilatora korišćenog za transportni deo), *reclocking* može biti sinhron i asinhron. Konvencionalni audio inženjering ne smatra upotrebu asinhronog *reclocking*-a* prihvatljivim jer za rezultat nema smanjenje već „dekorelaciju“ postojećeg *jitter*-a.

D/A konverteri

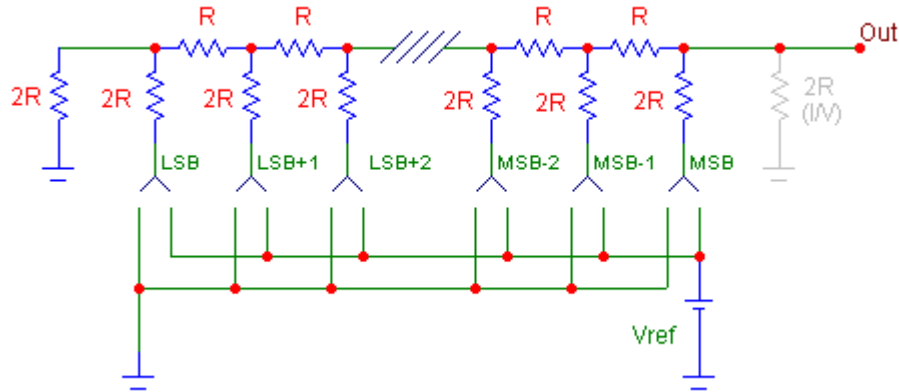
Postoje dva osnovna principa rada i s tim u vezi dve bazične vrste konvertera; jedni su tradicionalni multibitni, drugi jednobitni (*bitstream*) odnosno delta/sigma.

Kod multibitnih konvertera, često poistovećivanim sa R-2R konverterima (izvorno korišćena topologija), digitalni podaci se u analogni signal pretvaraju tako što se svakom bitu dodeljuje određena strujna vrednost, i to na taj način da *trigger*-ovanje svakog strujnog izvora na izlazu konvertera rezultuje u struji dva puta veće vrednosti od struje *trigger*-ovane prethodnim, odnosno dva puta manje vrednosti od struje *trigger*-ovane sledećim bitom. Jednom *trigger*-ovani, ovi strujni izvori zadržavaju svoje stanje do promene na osnovu sledeće binarne reči (ranije pominjani *Zero Order Hold*). Zbog činjenice da se većina ovakvih konvertera ponašaju kao (AC) strujni sa jedne i činjenice da ulazni stepeni audio uređaja standardno operišu u domenu napona a ne struje, ovakav signal se mora i dovesti u domen napona, pre nego što se pošalje van uređaja (pogledati sledeće poglavlje).

Slika 9 prikazuje osnovnu topologiju klasičnog multibitnog konvertera, realizovanog naponskom referencom V_{ref} i R-2R mrežom. Izlaz ovog konvertera je strujni izvor

*) Treba obratiti pažnju na to da asinhroni reclocking nema ničeg zahedničkog sa ASR konverzijom.

maksimalne struje V_{ref}/R i izlazne impedanse R . Sivi otpornik (I/V) nije deo topologije samog konvertera već predstavlja najjednostavniju strujno-naponsku konverziju sa kojim konverter čini funkcionalno kolo koje uz Offset Binary podatke ima izlazni napon (*swing*) od $0V$ do $2/3 V_{ref}$, uz naponski ofset od $V_{ref}/3$.



Slika 9: Osnovna topologija multibitnog konvertera (R-2R)

U elementarnu R-2R topologiju spada i češće korišćena varijanta u kojoj se umesto naponske reference *trigger*-uju strujni izvori (po jedan za svaki bit) spojeni na spojeve otpornika R i $2R$ pri čemu su suprotni krajevi otpornika $2R$ referisani na masu.

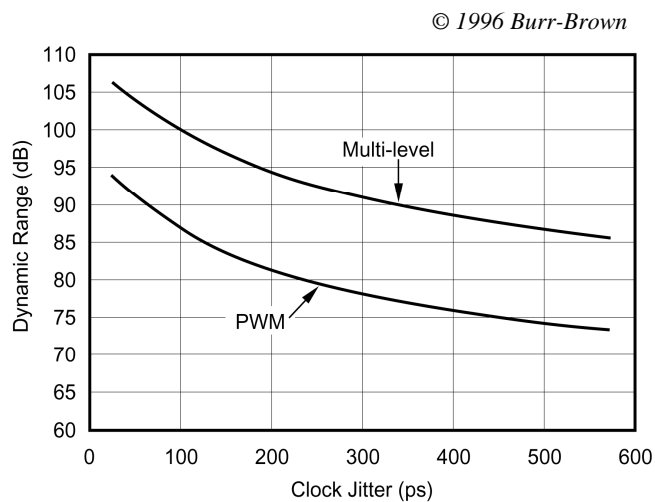
Problem izuzetno visokih zahteva koje multibitni konverteri postavljaju u vezi preciznosti odnosno uparenosti kao i temperaturne stabilnosti strujnih izvora i otpornika je do danas ostao glavni problem njihove linearnosti jer odstupanje od idealnih odnosa struja koje generišu na izlazu konvertera (1, 2, 4, 8... 512, 1024... 8192, 16384, 32768) za posledicu ima nelinearnost proizvedenog talasnog oblika, drugim rečima za posledicu ima izobličenja. Kod čiste R-2R topologije, zahtev za preciznošću otpornika praktično nije moguće ostvariti na način da se postigne više od 14-bitnih performansi pa su u praksi multibitnih konvertera korišćene tehnike linearizovanja strujnih izvora koje omogućavaju nešto veću preciznost od one koja se može postići isključivo otpornicima. Ipak, za sve ove godine od pojave digitalnog audia pojavilo se svega nekoliko klasičnih multibitnih čipova čija linearnost u potpunosti ispunjava ili se približava kriterijumima odnosno teorijskim granicama 16-bitnog formata, kao što je slučaj sa TDA1541(A) koji koristi *Dynamic Element Matching* više aktivnih strujnih izvora dok (nominalno 24-bitni) Burr-Brown PCM1704 koristeći dva interna DAC čipa, svaki za po jednu polovinu ukupnog amplitudnog raspona, uz *Sign Magnitude* format podataka postiže 17-bitne performanse.

Do 1990. godine, odnosno pojave jednobitnog Technicsovog MASH čipa (Multi Stage Noise Shaping) u audio su korišćeni isključivo multibitni konverteri.

Kod jednobitnih konvertera, PCM signal se u digitalnom domenu procesuiru u niz podataka (*bitstream*) koji za rezultat na izlazu D/A konvertera ima, u delu o DSD-u već pominjani, PDM ili PWM signal, odnosno signal koji je sam sveden na dva strujna ili

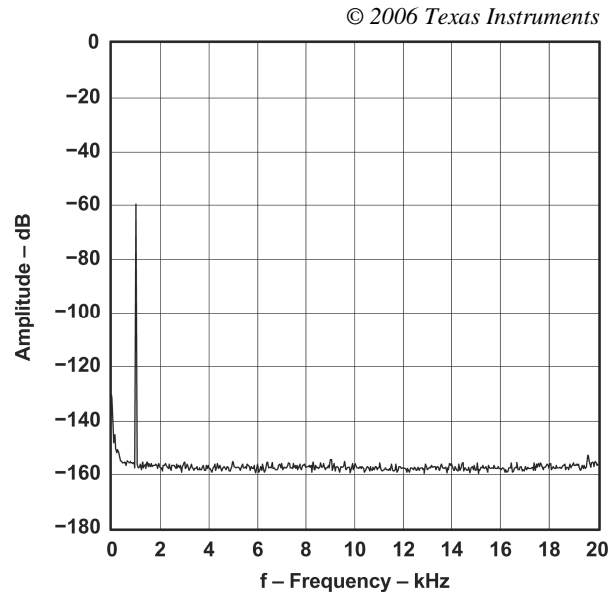
naponska nivoa a kod koga je informacija o amplitudi signala sadržana u gustini odnosno širini pulsnog (kvadratnog) signala. Iako se termin jednobitni konverteri često koristi sinonimno sa terminom delta/sigma konverteri i iako ovo poistovećivanje u osnovi i nije pogrešno obzirom da konverzija višebitnog PCM signala u jednobitni bitstream i jeste delta/sigma modulacija obavljena u digitalnom domenu, poslednjih godina je sasvim uobičajena i multibitna delta/sigma konverzija. PDM/PWM signal se efektivno sastoji iz audio signala modulanog signalom/šumom visoke frekvencije i za dobijanje čistog audio signala dovoljan je relativno blag analogni low pass filter. Kod jednobitnih konvertera problem digitalno analogne konverzije je time sa uže shvaćenog konverterskog dela u velikoj meri premešten na teren digitalne obrade signala kojom originalni PCM signal postaje digital stream sličan onom koji je korišćen kod SACD-a. Slično situaciji kod SACD-a, jednobitni konverteri za PCM audio takođe ne rade na frekvencijama koje bi same po sebi garantovale superiornost procesa (iznad 2.8GHz). Potreban odnos signa/šum odnosno rezolucija u domenu amplitude se zato postiže *noise shaping*-om kojim se *noise floor* pomera izvan audio opsega. Kod klasičnih jednobitnih konvertera *noise shaping* ipak gubi dah već unutar audio opsega tako da se može reći reći da su u ovom delu multibitni konverteri u prednosti. Kao drugi nedostatak jednobitnih konvertera može se navesti veća osetljivost na *jitter*.

Na današnjoj sceni D/A konvertera čisti multi- odnosno jednobitni konverteri zapravo postaju sve ređi, ustupajući mesto hibridnim konstrukcijama. Ova uslovno govoreći treća grupa konvertera nastoji da iskoristi dobre strane osnovnih tipova, što pre svega znači niži šum i nižu osetljivost na *jitter* multibitnih sa jedne i linearnost jednobitnih konstrukcija sa druge strane. U ovom pravcu razvijeni su malopre pomenuti multibitni delta/sigma konverteri koji uključuju određenu obradu signala u digitalnom domenu, ali čiji izlaz umesto sa dva operiše sa više nivoa, recimo 5 (Burr-Brown PCM1710, PCM1718), odnosno više *switch*-eva/bitova, recimo 4 (Cirrus), 5 (dCS Ring DAC, AKM) ili 6 (Wolfson), a za koje se često radi dalje linearizacije koristi DEM (Dynamic Element Matching) odnosno DWA (Data Weighted Averaging).



Slika 10: Osetljivost na jitter klasičnog jednobitnog („PWM”) i 5-level delta/sigma konvertera

Dalji razvoj ishodovao je i pojavom kombinovanih konstrukcija, kod kojih je određen broj bitova realizovan u jednoj a drugi u drugoj topologiji, opet prema performansama u kojima je ista tehnički superiorna, kao što je slučaj sa Burr-Brown PCM1738 i PCM1794(A) kod kojih su gornjih 6 bitova konvertovani u čistom multibitnom, a donjih 18 bitova, zajedno sa MSB-om u 5-level delta/sigma konverteru. Merni State-of-the-Art rezultati današnjice pripadaju upravo ovakvim konstrukcijama.



Slika 11: D/A konverter čip Burr-Brown PCM1794A, spektralna analiza 1kHz -60dBFS sinusoide ($f_s=48\text{kHz}$)

Delta/sigma konverteri su za petnaestak godina prisutnosti na sceni tokom kojih razvoj uglavnom i jeste bio usmeren na njih, u nešto evolviranom obliku skoro u potpunosti ovladali industrijskim aplikacijama. Objašnjenje ovog trenda ne leži samo u tome da njihova nominalna linearnost može da bude bolja nego kod klasičnih multibitnih topologija ili u tome da se kod njih linearnost postiže relativno jeftinim sredstvima, već i u tome da delta/sigma konverteri zbog većeg stepena integracije omogućavaju jednostavniji i jeftiniji dizajn u skladu sa *Red Book* propisima a za ovo opet postoje pre svega dva razloga. Prvi je taj što su im, obzirom da standardna topologija ovih čipova praktično bez daljeg podrazumeva oversampling filter ispred delta/sigma modulatora, dovoljni analogni post-fiteri nižih redova, a drugi taj da je za njih naponski izlaz uobičajen (da, postoje izuzeci) čime otpada potreba za eksternom I/V konverzijom. Većina ovih čipova danas zapravo inkorporira i određenu analognu post filtraciju i izlazni stepen, nudeći dizajnerima uređaja *all-in-one Red Book* opcije toliko privlačnih performansi da su i velika imena high end audia često spremna da zažmure na činjenicu da su ovi filteri *switched capacitor* filteri a izlazni stepeni po pravilu bazirani na CMOS operacionim pojačalima.

Ipak, bilo bi veoma pogrešno smatrati da se kvaliteti delta/sigma ili hibridnih konvertera iscrpljuju u fantastičnim brojkama koje nikako ne koreliraju sa dobrim zvukom, naprotiv, upotreba delta/sigma i hibridnih konstrukcija više nema nikakvih ograničenja po pitanju klase u kojoj se može primeniti. Sa druge strane upotreba pravih multibitnih konvertera je poslednjih godina skoro isključivo svedena na uređaje visoke i najviše klase, i uprkos činjenici da su poslednjih godina i neki ranije proizvođeni „*economy class*“ D/A čipovi dospeli na znatno bolji glas nego što je proizvođač uopšte planirao (TDA1543), više se praktično ne može pronaći nijedan proizvođač integrisanih kola koji u aktuelnom proizvodnom programu ima klasičan multibitni *economy* D/A čip.

I/V konverteri

Naponski izvori signala su u audio korišćeni toliko isključivo da su u ovoj oblasti retki oni koji uopšte razumevaju/tretiraju struju ikako drugačije osim kao posledicu napona i impedanse. Pisac ovih redova se dovoljno puta uverio u to da onih koji uopšte razumeju šta je to signalni strujni izvor i prirodu ovakvog signala nažalost nema mnogo. Ipak, struja nije samo posledica napona i impedanse već postoje autohtoni strujni izvori. U fundametalnim osobinama strujni izvori su suprotni naponskim izvorima. Idealan naponski izvor ima beskonačnu malu dok idealan strujni izvor ima beskonačno veliku izlaznu impedansu. Za naponski izvor idealan teret znači teret visoke ulazne impedanse kako bi predstavljao minimalno strujno opterećenje; za strujni izvor idealan teret ima nultu ulaznu impedansu kako bi predstavljao minimalno naponsko opterećenje. U prethodnom poglavlju je prikazana generalna topologija izlaznog stepena R-2R konvertera i rečeno je da signal na izlazu jeste funkcija date naponske reference V_{ref} i ukupne vrednosti otpornika uključenih u datom trenutku na naponsku referencu, odnosno pomenuto je da postoji ekvivalentna R-2R topologija koja umesto naponskog koristi aktivne strujne izvore. Većina tradicionalnih D/A konvertera ima upravo ovakav izlaz i zato je za njihovu upotrebu u konvencionalnom audio lancu signal sa njihovih izlaza potrebno konvertovati, ili preciznije govoreći transponovati u domen napona.

Najstandardnije rešenje je upotreba operacionog pojačala u invertujućoj konfiguraciji (termin „operaciona pojačala“ ovde podrazumeva i diskretna operaciona pojačala) gde I/V konverziju obavlja otpornik povratne veze opampa i stoga se ovakva konverzija naziva aktivnom. Uprkos odličnim *sterady state* performansama opampovi su u I/V konverterima izašli na loš glas, najverovatnije zbog problema sa brzinom rasta signala (signal slope) kome je izložen njegov ulaz, odnosno rezultujućeg SID/TIM izobličenja (Slew Induced Distortion, Transient Intermodulation). Iako se opamp I/V stepeni i dalje koriste i u nekim referentnim i zaista veoma dobro zvučećim digitalnim *player*-ima, poslednjih godina se može uočiti određen pomak ka pasivnoj I/V konverziji u šta spada nekoliko konkretnih tipova rešenja, počev od potpuno pasivnog otpornika prema masi, preko strujnih buffera ostvarenih stepenima sa zajedničkom bazom/gateom/rešetkom na čijem se izlazu opet nalazi otpornik u potpuno pasivnoj ulozi (kao teret prema masi), pa do konverzija koje uključuju transformator gde se konverzija delimično ili potpuno obavlja otpornikom na sekundaru transformatora („delimično“ podrazumeva da i u primaru postoji otpornik koji obavlja deo istog posla).

Dither

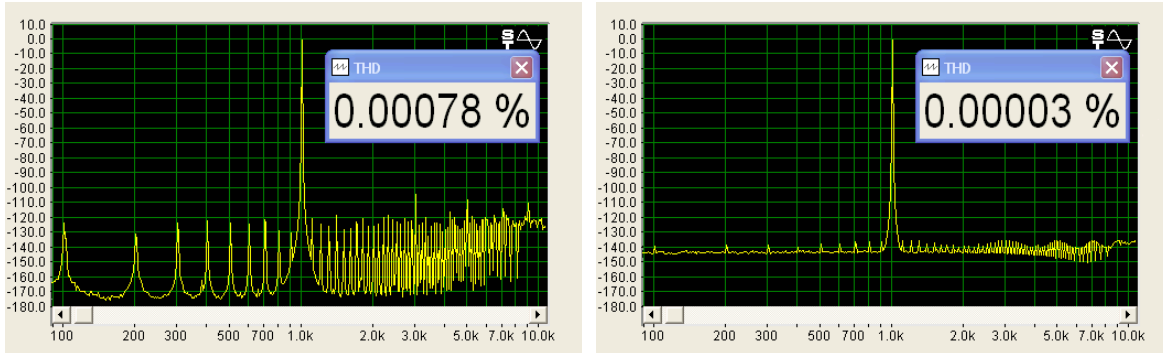
Tokom devedestih godina u proces snimanja (odnosno u A/D proces) ulazi tehnika *dither*-a kojoj se pripisuje značajan doprinos unapređenju kvaliteta zvuka sa digitalnih nosača zvuka. *Dither* se zasniva na činjenici da se intervenisanjem na talasnom obliku tokom A/D konverzije, odnosno pre kvantizacije, odnosno u slučaju smanjenja dužine binarne reči tokom rekvantizacije, može raskinuti veza između šuma kvantizacije signala i samog signala (slika 1). Ovo raskidanje veze za posledicu ima manji nivo harmoničkih i drugih pojedinačnih (determinisanih) parazitskih peakova. Sa druge strane, *dither* ima cenu i ta cena je viši (wideband) šum. Upotreba *dither*-a, opet, podrazumeva da je šum bez naročito definisanih/istaknutih pojedinih komponenti (za digitalni medij, odnosno kvantizaciju kao takvu, su inače karakteristični dominantni neparni harmonici), sve dok je na dovoljno niskom nivou, po sebi relativno benigna pojava i da nije kritična po ljudski sluh. Tehnika *dither*-a se pojednostavljeno govoreći upravo i sastoji u dodavanju šuma nivoa ± 1 LSBa tokom postupka kvantizacije. Odgovor na pitanje kako ovo dodavanje šuma treba definisati već nije tako jednostavan i samorazumljiv i u opticaju je više mogućnosti tj. odgovora, pa razumevanje prirode dithera po kome on jeste *samo* šum dodat originalnom signalu i iz ovog razloga nije sasvim ispravno.

Na spektralni sastav šuma *dither*-a se inače takođe može (dalje) uticati ranije već pominjanom tehnikom pod nazivom *noise shaping*, na način da se novonastali šum oblikuje tako da se po mogućstvu izmesti van audio opsega odnosno što bliže Nyquistovom limitu („high pass”), ili da se bar unutar audio opsega lokalizuje na manje čujnim područjima (recimo prateći Fletcher-Munson krivu osetljivosti sluha).

Za razumevanje *dither*-a, odnosno toga da je on ipak nešto više od pukog dodatog šuma, treba razumeti da je njegovom primenom moguće reprodukovati signale nižeg nivoa od onog koji je regularno definisan kao najniži za sistem date rezolucije, drugim rečima signale ispod nivoa koji je jednak LSB nivou. Uobičajeni postupak kvantizacije podrazumeva odbacivanje (*truncation*) ovakvih signala. Upotrebom *dither*-a, na frekvencijama na kojima sistem raspolaže „viškom“ semplova u domenu vremena ovaj višak se dakle može upotrebiti ne samo za generisanje talasnog oblika koji je generalno sličniji izvornom signalu nego što bi to bilo obavljeno klasičnom kvantizacijom, nego se može definisati i signal nižeg nivoa; ukoliko sistem na datoj frekvenciji raspolaže recimo sa 10 semplova, 5 ih može biti na nultom i 5 na LSB nivou i na ovaj način imamo signal amplitude pola LSB-a. Drugim rečima rezultat je veća dinamika, odnosno najpraktičnije govoreći upotreba *dither*-a omogućava da se 16-bitnim sistemom reprodukuju signali nivoa nižeg od 90.3dB. Ovim *dither* ruši još jedno konceptualno pravilo iz analognog audija, ovaj put ono da je dinamika sistema u direktnoj vezi sa njegovim odnosom signal/šum.

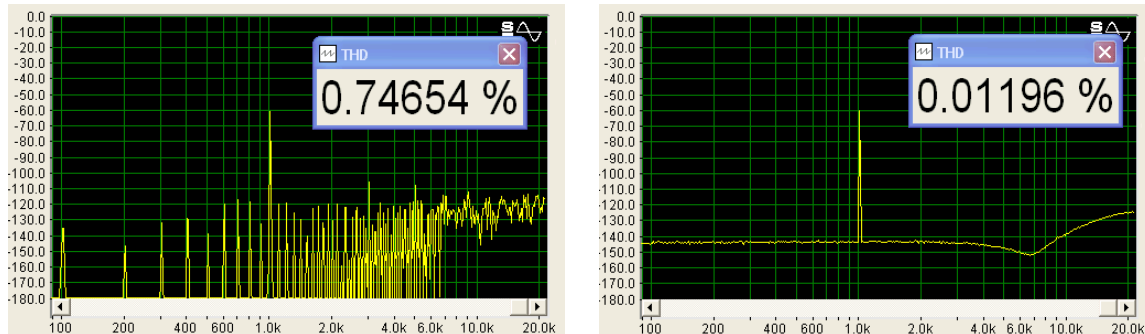
Slika 12a prikazuje spektralnu analizu na standardni način generisanog 1kHz sinusnog signala punog nivoa (16 bit/44.1kHz format), dok slika 12b prikazuje analizu istog signala u slučaju primene *dither*-a i *noise shaping*-a. Signali i analiza u ovom slučaju su u potpunosti u domenu softvera, odnosno radi se o analizi signala kao takvog. Kao što se vidi, *dither* omogućuje na određenim frekvencijama postizanje izobličenja daleko ispod

onoga što se tradicionalno vezivalo za 16-bitni sistem. Kao što je rečeno, cena ovako niskih izobličenja je nešto veći šum. Dok u prvom slučaju ukupan THD+N iznosi 0.0015%*, u drugom slučaju on raste na 0.0041%.



Slike 12a i 12b: Klasična i *dither*-ovana 1kHz sinusoida nivoa 0dBFS

I dok je THD parametar od 0.00003% sigurno izlišan, *dither*, kao što je na početku i rečeno, postaje veoma važan na nižim nivoima i na -60dBFS može da napravi značajnu razliku između 0.75% i 0.015% (uz razliku u šumu u suprotnom smeru proporcionalnu onoj u prethodnom slučaju, THD + N su ovde 1.4%, odnosno 4.1%, redom). Na ovom grafikonu se može uočiti da primenjeni *noise shaping* prati Fletcher & Munson krivu osetljivosti sluha.



Slike 13a i 13b: Klasična i ditherovana 1kHz sinusoida nivoa -60dBFS

Kao demonstracija *dither*-a mogu poslužiti i sami -60dBFS (wav) fajlovi analizirani na grafikonima 13a 13b, svaki u trajanju od 3 sekunde, a koji su naknadno radi lakšeg slušanja normalizovani na 98% punog nivoa. Fajlovi se mogu pronaći u zip formatu na sledećoj adresi:

www.audialonline.com/downloads/1kHz-60dBFS_normalized.zip

* - Razlika u odnosu na teorijsku vrednost za sinusiodu od 0.00125% (98.08dB) objašnjenu u prvom poglavlju može poticati od softvera korišćenog za analizu kao i od samog fajla.

Reference*:

- [1] Robert Watson, Richard Kulavik, „Digital Audio“, Burr-Brown Corp., 1996.
- [2] James D. Johnston, „Conversion – Issues in Hearing, Sampling, Quantization, and Implementation“, Microsoft Corporation, 2006.
<http://www.aes.org/sections/pnw/ppt/adc.ppt>
takode na:
<http://mue.music.miami.edu/AES/adc.ppt>
- [3] Robert Adams, „DAC ICs: How Many Bits is Enough?“, Analog Devices AN-327, 1991.
http://www.analog.com/UploadedFiles/Application_Notes/4249017487084658590370093938AN-327.pdf
- [4] Julian Dunn, „Measurement Techniques for Digital Audio“, Audio Precision Inc., 2001.
<http://ap.com/index.php?page=support&id=1000001085>
- [5] „Data Conversion Binary Code Formats“, Intersil Application Note AN9657.1, 1997.
<http://www.intersil.com/data/an/an9657.pdf>
- [6] Clif Sanchez, Roger Taylor, „Overview of Digital Audio Interface Data Structures“, Crystal/Cirrus Application Note AN22, Cirrus Logic Inc, 1998.
<http://www.cirrus.com/en/pubs/appNote/an22.pdf>
- [7] „SPDIF“, ePanorama.net, 2002.
<http://www.epanorama.net/documents/audio/spdif.html>
- [8] Chris Dun, Malcolm Hawksford, „Is The AESEBU/SPDIF Digital Audio Interface Flawed?“, AES preprint 3360, 1992.
<http://www.scalatech.co.uk/papers/aes93.pdf>
takode na:
http://www.essex.ac.uk/ese/research/audio_lab/malcolmspubdocs/C41%20SPDIF%20interface%20flawed.pdf
- [9] John Westlake, CS8412 i CS8414 jitter test, „SPDIF musings“, DIYHiFi.org Forum, 2006.
<http://www.diyhifi.org/forums/viewtopic.php?p=8180#8180>
<http://www.diyhifi.org/forums/viewtopic.php?p=8746#8746>

[10] „True 75ohm RCA Type Plug Possible?“, diyAudio Forum thread na temu impedanse RCA konektora, 2005.

<http://www.diyaudio.com/forums/showthread.php?s=&threadid=61569>

[11] „Anyone interested in.....“ , DIYHiFi.org Forum thread na temu problema i rešenja vezanih za S/PDIF interface, naročito obzirom na karakterističnu impedansu, 2005.

<http://www.diyhifi.org/forums/viewtopic.php?t=284>

[12] Peter van Willenswaard, „The First as a digital interconnect“, Stereophile, Mart 1993.

<http://www.vandenhul.com/discontinued/frst-digital.htm>

[13] Robert Harley, „A Transport of Delight: CD Transport Jitter“, Stereophile, Novembar 1993.

<http://www.stereophile.com/features/368/index3.html>

[14] Hitoshi Kondoh (Burr-Brown), „The D/A diaries: A personal memoir of engineering heartache and triumph“, Planet Analog, 2002.

<http://www.planetanalog.com/showArticle.jhtml?articleID=12801995>

[15] Kelin J. Kuhn, „EFM modulation“

<http://www.ee.washington.edu/conselec/CE/kuhn/cdmulti/95x7/efmmod.htm>

[16] Ivar Løkken, „High-Resolution Audio DACs: Final Report - A Review of the Digital Audio Conversion Process“, 2005.

http://www.iet.ntnu.no/~ivarlo/files/School/PhD/Report_audiodac.pdf

* - Iako svi navedeni tekstovi imaju referentni karakter, neki od njih sadrže i vrednosne sudove u pogledu određenih tehnika digitalnog audia, kao i opšte i estetske sudove. Autor ovog teksta ne deli ovako iznete stavove nužno i u potpunosti.