

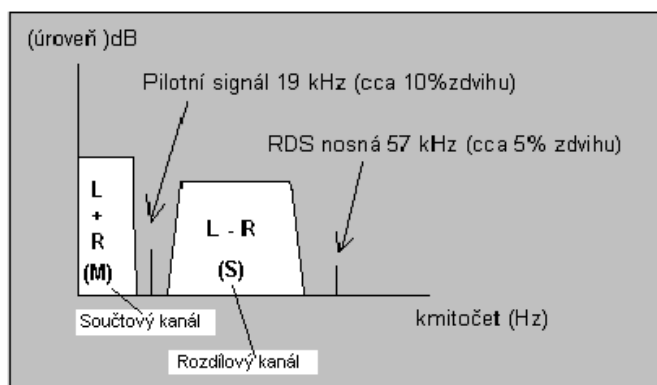
# Nové metody stereofonního kódování pro FM pomocí digitální technologie

Pavel Straňák, Phobos Engineering s.r.o.

## Úvod

Cílem této stati je popis modelu číslicového stereofonního kodéru s možností kompozitního ořezávání. K úplnému pochopení následujícího článku je vhodné seznámit se s normou „Zenith-GE pilot-tone stereo system“ a s dalšími informacemi o problematice modulačního procesingu pro FM. Stereofonní systém s potlačenou nosnou 38 kHz a pomocným synchronizačním kmitočtem 19 kHz (pilotním signálem) klade značné nároky na preciznost provedení, což je analogovými prostředky obtížně realizovatelné. V článku není probíráno vytvoření preemfáze 50 us (zvýraznění výšek před stereofonním kódováním), protože to je již součástí předcházejících stupňů v modulačním procesoru.

Spektrum úplného zakódovaného stereofonního signálu v systému s pilotním signálem je znázorněno na **obrázku 1**:



**Obrázek 1** – spektrum zakódovaného stereofonního signálu

Signálem, který má toto spektrum modulujeme FM vysílač. Normou povolený maximální kmitočtový zdvih modulace je 75 kHz. O jeho dodržení včetně eliminace překmitů se stará modulační procesor. Aby nebyla práce modulačního procesoru znehodnocena, navazující (zpravidla vnitřní) stereofonní kódér musí mít řadu vlastností.

Kritickými požadavky na dokonalý kódér je především kvalita vstupní a výstupní filtrace signálu, zajištění dokonalé separace levého s pravého kanálu a stabilita všech parametrů v čase. Poslední dobou přibyl požadavek kompozitního ořezávání signálu, ale tak, aby tím nedocházelo ke vzniku spektrálních složek signálu mimo pásmo, tj. především v oblastech nad kmitočtem 54 kHz. Takové složky signálu mohou interferovat se signálem RDS a tím způsobit snížení efektivního pokrytí pro RDS. Dále je potřeba spektrálně chránit kmitočtové pásmo okolo pilotního signálu, tedy 19 kHz. Průnik rušivých složek by zde interferoval s pilotním signálem a způsoboval by ztrátu synchronizace stereodekodéru přijímače. Kompozitní ořezávání také nemá zasáhnout signál ortogonální vzhledem k signálu, který se právě ořezává. Toho lze dosáhnout pouze v digitální doméně procesem, který nemá přímý protějšek v realizovatelných analogových procesech. Cílem vývoje nového kodéru je implementace vhodného kódu pro DSP, který by řešil uvedené problémy. Úkol není jednoduchý ani v oblasti obvodové realizace, protože signály na vstupu a na výstupu

stereofonního kodéru nemohou mít stejný, ale ani celočíselně soudělný vzorkovací kmitočet. Pro realizaci kodéru bylo potřeba nejprve vytvořit vhodný popis. V jeho rámci mohou být jednotlivé požadavky zaneseny do matematického modelu. Výstupem modelu jsou konkrétní požadavky na vstupní a výstupní vzorkovací kmitočty a na algoritmy ortogonálního ořezávání. Následující model rozebírá především tzv. ortogonální multiplexer. Vytvořením pilotního signálu se model nezabývá.

## Model procesu stereofonního kódování

Na vstupu systému máme dva nezávislé signály levého a pravého kanálu L a R. Tyto signály jsou představovány ekvidistantní posloupností vzorků s  $f_{vz} = 320$  kHz s rozlišením 24-bit a lineární kvantizací. Takto vysoký vzorkovací kmitočet se používá proto, aby bylo možno provést ořezávání (clipping) signálových vzorků na výstupu předcházejících stupňů signálového zpracování. Kodér tedy musí provést kmitočtovou filtraci a následné kódování do výstupních vzorků. Předpokládejme, že vstupní posloupnost se skládá ze vzorků posloupnosti  $\prod_{LOUT(N)}$  a  $\prod_{ROUT(N)}$ .

Tyto posloupnosti musejí být před vlastním procesem kódování převedeny na jiné posloupnosti vzorků, se sníženým vzorkovacím kmitočtem. Současně je třeba provést kmitočtovou filtraci z důvodu omezení šířky pásma, které je podmínkou pro vlastní stereofonní kódování. Vstupní posloupnosti nemají totiž spektrum omezené na požadovaném kmitočtu 16 kHz. Jsou produktem výstupního ořezávače a jejich spektrum může sahát až do desítek kHz. Pro dosažení kmitočtového rozsahu do 16 kHz a odstranění všech vyšších produktů musíme provést filtraci a konverzi vzorkovacího kmitočtu (SRC), symbolicky tedy:

$$\prod_{320 \text{ kHz}} \rightarrow \text{FLTR (16 kHz)} \rightarrow \text{SRC (320/38 kHz)} \rightarrow \prod_{38 \text{ kHz}}$$

Dle vzorkovacího teorému může nový signál se vzorkovacím kmitočtem 38 kHz (proč právě 38 kHz, vysvětlíme dále) vyjádřit s rezervou celé spektrum do 16 kHz (viz norma pro FM-stereo). Tento kmitočet je pro danou aplikaci optimální, neboť zaručuje, že výstupní signál bude ostře spektrálně omezen pod kmitočtem 19 kHz (pilotní signál). Předcházející digitální filtrace proto bude pracovat s horním mezním kmitočtem těsně pod 16 kHz (16 kHz bude počátek tzv. STOP BAND filtru). Při volbě vhodného typu digitální filtrace vycházíme z požadavků na parametry filtru. Nabízejí se dvě filtrační struktury, IIR a FIR. IIR není příliš vhodná, nemá vyrovnanou charakteristiku skupinového zpoždění. Tato charakteristika strmě stoupá v oblasti nejvyššího přenášeného kmitočtu, vcelku nezávisle na způsobu aproximace (chebychevova nebo jiná). To způsobí překmitý na časovém průběhu signálu. Tyto překmitý by způsobily znehodnocení zpracovávaného signálu a tím zvýšení zdvihu vysílače. Velikost překmitý v časové oblasti může být u IIR až 30% velikosti filtrovaného skoku na vstupu filtru (právě ořezávání produkuje jakési „skoky“ na výsledném signálu). Navíc i v případě zpracování signálu levého a pravého kanálu se spektrálními složkami v propustném pásmu filtru dojde vlivem nevyrovnané charakteristiky skupinového zpoždění k degradaci jeho časového průběhu.

Pokud použijeme FIR strukturu, dosáhneme vyrovnané charakteristiky skupinového zpoždění v celém pásmu propustnosti filtru. V časové oblasti to znamená rozložení překmitý v čase před a symetricky i za filtrovaný skok na vstupu filtru. Tím se zmenší velikost překmitý na polovinu oproti IIR struktuře, tedy na asi 15% velikosti skoku na vstupu.

Velikost ořezávání, vyvolávajícího produkty, které ve filtru filtrujeme je vždy méně než 6 dB (to je dáno použitelnými provozními parametry předcházejícího procesingu). Plyne z toho, že maximální zhoršení, které může filtr struktury FIR způsobit je polovinou již uvedených 15%, tedy 7.5%. Vyjádříme-li uvedené v decibelech, dojdeme k hodnotě 0.628 dB. Maximálně o tuto hodnotu nám tedy vzroste výstupní signál a tedy i zdvih vysílače oproti případu, že bychom nefiltrovali vůbec. Vezmeme-li v úvahu, že clipping není většinou nastaven na více než 3 dB, dojdeme ke zhoršení pouhých 4.38%, tedy 0.372 dB. Vidíme tedy, že činností FIR filtru nedojde k významnému zhoršení

poměrů v amplitudově omezeném signálu vlivem filtrace. Podobná filtrace prakticky nemá svůj analogový protějšek. Je prvním významným přínosem ke kvalitě číslicově realizovaného stereofonního kodéru. I tyto malé překmity však mohou být téměř „bezeztrátově“ potlačeny dalšími stupni kodéru, pokud používá nově navržené kompozitní ořezávání.

Celý proces filtrace a konverze vzorkovacího kmitočtu můžeme vyjádřit symbolicky:

pro levý kanál

$$\Pi_{\text{LOUT}(N')} \rightarrow \text{FIR} \rightarrow \Pi_{\text{FIR}_{\text{LOUT}(N')}} \rightarrow \text{SRC} (320/38 \text{ kHz}) \rightarrow \Pi_{\text{L}(N)}$$

pro pravý kanál

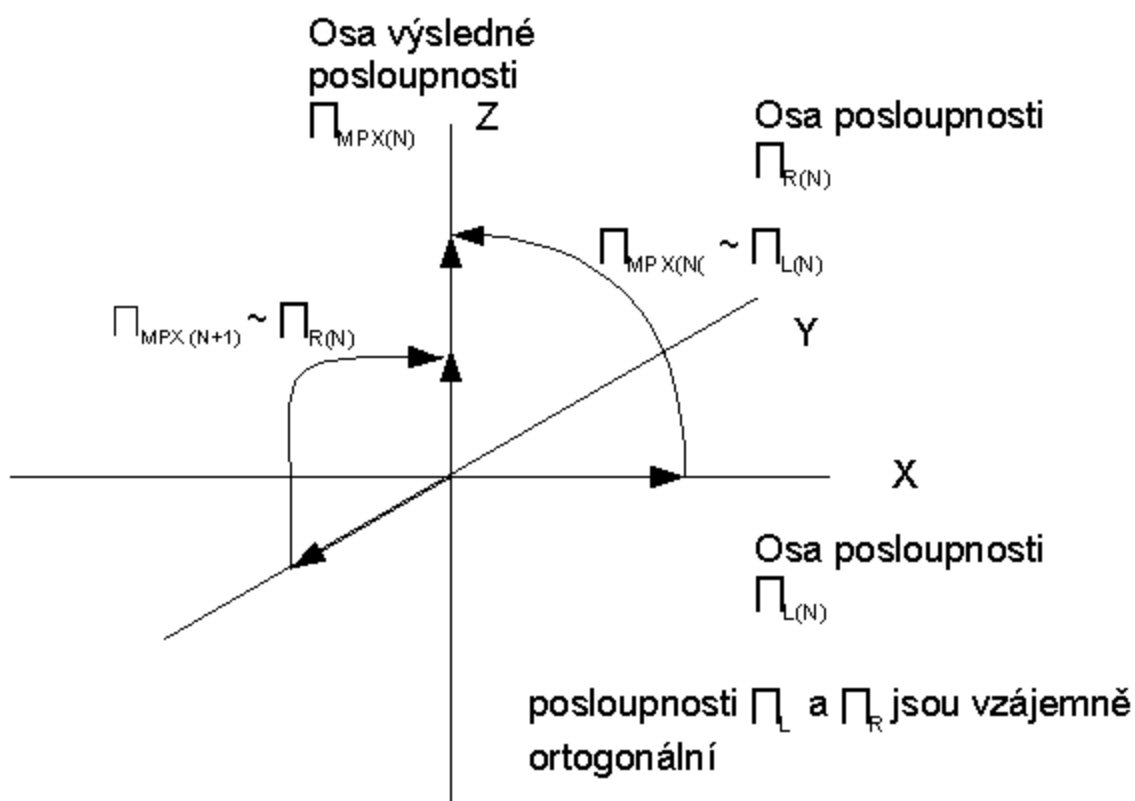
$$\Pi_{\text{ROUT}(N')} \rightarrow \text{FIR} \rightarrow \Pi_{\text{FIR}_{\text{ROUT}(N')}} \rightarrow \text{SRC} (320/38 \text{ kHz}) \rightarrow \Pi_{\text{R}(N)}$$

Kde:  $N'$  - pořadí původních vzorků při  $f_{vz} = 320 \text{ kHz}$

$N$  - pořadí přepočítaných vzorků při  $f_{vz} = 38 \text{ kHz}$

## Kódovací proces

Pro provedení vlastního stereofonního kódování je třeba splnit některé další podmínky. Při vysvětlení vyjdeme ze symbolického vyjádření procesu kódování. Schematicky je to zobrazeno na **obrázku 2**.



**Obrázek 2** – symbolické znázornění procesu kódování

V třírozměrném zobrazení odpovídají osa X a Y vstupním posloupnostem  $\Pi_{\text{L}(N)}$  resp.  $\Pi_{\text{R}(N)}$ . Osa Z

je osou výstupní posloupnosti  $\prod_{MPX(N)}$  představující výsledný zakódovaný signál.

Vidíme, že signály  $\prod_{L(N)}$  a  $\prod_{R(N)}$  jsou ortogonální. Tato ortogonalita znamená, že ve výsledném zakódovaném signálu mají nulový vzájemný výkon. Proces kódování musí probíhat takovým způsobem, aby nezávislost kanálů byla zaručena na úrovni výstupní posloupnosti  $\prod_{MPX(N)}$ . Pouze tak nebude docházet k vzájemnému ovlivňování kanálů mezi sebou. Je to důležité především (jak uvidíme dále) v případě, kdy má stereofonní kodér provádět kompozitní ořezávání. Výstupní posloupnost  $\prod_{MPX(N)}$  musí být vzorkována synchronně s pilotním signálem. Ten má kmitočet 19 kHz. Dalším nutností je respektovat šířku pásma  $\prod_{MPX(N)}$

Tuto můžeme vypočítat pomocí následujícího vztahu:

$$BW(\prod_{MPX(N)}) = 2x f(\text{pilot}) + BW(\prod_{L(N)}, \prod_{R(N)})$$

kde:

$BW(\prod_{MPX(N)})$  je výsledná šířka pásma úplného zakódovaného signálu (kHz)

$f(\text{pilot})$  je kmitočet pilotního signálu (19 kHz)

$BW(\prod_{L(N)}, \prod_{R(N)})$  je šířka pásma vstupních signálů vyjádřených posloupnostmi  $\prod_{L(N)}, \prod_{R(N)}$ , tedy 16 kHz (šířka pásma vstupního FIR filtru)

a tedy:

$$BW(\prod_{MPX(N)}) = 54 \text{ kHz}$$

Z tohoto požadavku vychází dle vzorkovacího teorému minimální vzorkovací kmitočet  $f_{vz(MPX)min}$ :

$$f_{vz(MPX)min} = 2 \cdot BW(\prod_{MPX(N)}) = 2 \cdot 54 \text{ kHz} = 108 \text{ kHz}$$

Současně musí platit podmínka synchronního vzorkování vzhledem ke kmitočtu pilotního signálu. Minimální vzorkovací kmitočet  $f_{vz(pilot)min}$  pro vyjádření pilotního signálu je dle vzorkovacího teorému dvojnásobek jeho kmitočtu, tedy:

$$f_{vz(pilot)min} = 2 \cdot f(\text{pilot}) = 2 \cdot 19 \text{ kHz} = 38 \text{ kHz}$$

V úvahu tedy přichází množina vzorkovacích kmitočtů, které splňují následující podmínku:

pro všechna celá a kladná  $n$

$$f_{vz(MPX)} = n \cdot 38 \text{ kHz}$$

za současně platící podmínky

$$f_{vz(MPX)} > 108 \text{ kHz}$$

Obě podmínky jsou splněny pro  $n \geq 3$ , tedy pro vzorkovací kmitočty v řadě 114, 152, 190, 228, 266, 304, 342, 360..... kHz

Vyšší vzorkovací kmitočet vede ke zvýšeným požadavkům na rychlost D/A převodníku, který musí být použit na úplném výstupu stereokodéru. Následující FM vysílač má totiž zpravidla pouze analogový vstup v základním pásmu MPX (jedná se přibližně o kmitočtový rozsah 2 Hz – 60 kHz).

V obvodové struktuře používáme DSP Analog Devices ADSP 21161 s D/A převodníkem AD1852,

který je schopen pracovat s maximálním vzorkovacím kmitočtem 192 kHz. Proto padají z výše uvedeného výčtu v úvahu pouze vzorkovací kmitočty pro  $n = 3, 4$  a  $5$  tedy:

$$n = 3 \quad f_{vz} = 114 \text{ kHz}$$

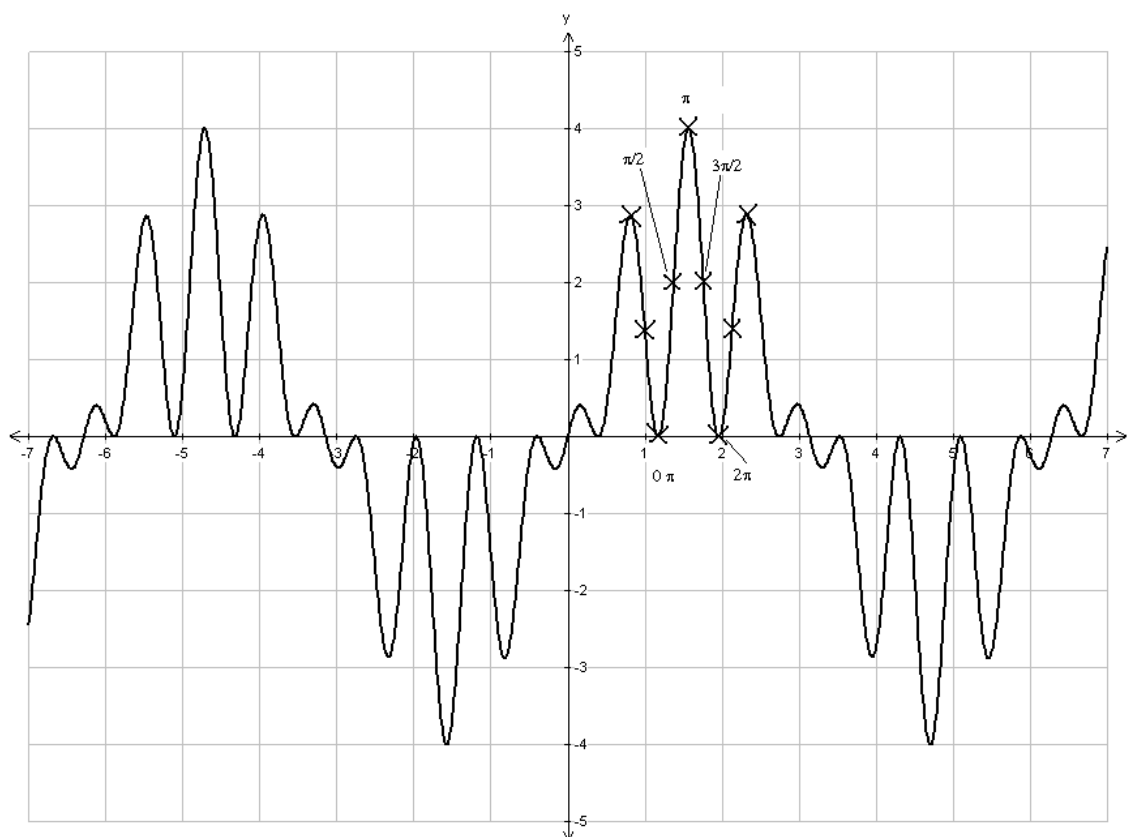
$$n = 4 \quad f_{vz} = 152 \text{ kHz}$$

$$n = 5 \quad f_{vz} = 190 \text{ kHz}$$

## Požadavek kompozitního ořezávání

V požadavcích na navrhovaný stereofonní kodér máme specifickou podmínku – možnost provádět kompozitní ořezávání výsledného signálu. Takové ořezávání bylo v dosavadních konstrukcích spojeno s rozšířením pásma zakódovaného signálu – objevovaly se rušivé spektrální složky nad 54 kHz. Navíc docházelo k porušení ortogonalit signálů levého a pravého kanálu, se všemi negativními jevy, které z toho plynou. Nové, digitální řešení si klade za cíl tyto jevy odstranit.

Aby bylo možno dosáhnout těchto cílů, musí v kodéru mimo vlastního kódování probíhat další procesy, zaměřené na kompozitní ořezávání. Požadavek na snadnou realizaci těchto procesů dále ovlivňuje volbu optimálního vzorkovacího kmitočtu. Znázorníme si proto situaci, kdy je výstupní MPX signál tvořen pouze signálem jednoho (například levého) kanálu, (zde deterministickým sinusovým signálem) viz **obrázek 3**:



**Obrázek 3** – optimální vzorkování (okamžiky vzorkování označeny křížky)

Lze nahlédnout, že situace vhodná vzhledem k okamžikům vzorkování bude optimální pro  $n = 4$ ,

tedy pro vzorkovací kmitočet  $f_{vz} = 152$  kHz. Pouze v tomto případě je signál 38 kHz („pomocná nosná“) vzorkován synchronně a vždy ve stejných místech, v úhlových polohách  $0, \pi/2, \pi, 3/2 \pi$  a pak opět v  $0, \pi$  na počátku další periody. To vytváří optimální podmínky pro výpočet signálu v těchto, vzhledem k „pomocné nosné“ fázově konstantních bodech. Tím se optimálně využívá výkon použitého DSP.

Vyvíjený algoritmus pro DSP vytvoří optimální ortogonální proces, výsledkem kterého bude dokonalý signál, bez vlivu amplitudových i fázových chyb v celém kmitočtovém rozsahu. Používáme vzorkovací kmitočet  $f_{vz} = 152$  kHz, případ  $n=4$ . (K výslednému signálu se přidává ještě synchronizační signál 19 kHz (pilotní signál) s nastavitelnou amplitudou a fází. Krok nastavení amplitudy je 0.01 dB, fáze 0.1°.)

## Realizace kompozitního ořezávání

Jedním ze základních požadavků na nově vyvíjené řešení je možnost inteligentního kompozitního ořezávání. Máme tím na mysli takové ořezávání, při kterém není narušena spektrální čistota výstupního signálu, ani vzájemná ortogonalita signálů, resp. posloupností  $\prod_{L(N)}$  a  $\prod_{R(N)}$ . Signály tedy splňují energetické podmínky:

$$E_{\prod_{MPX}} = E_{\prod_{L(N)}} + E_{\prod_{R(N)}} + 2E_{\prod_{RL}}$$

kde:

$E_{\prod_{MPX}}$  energie součtu signálů reprezentovaných vstupními posloupnostmi (zakódovaný signál)

$E_{\prod_{L(N)}}$  energie signálu reprezentovaného vstupní posloupností levého kanálu

$E_{\prod_{R(N)}}$  energie signálu reprezentovaného vstupní posloupností pravého kanálu

Pro případ ortogonálních signálů položíme:

$$2E_{\prod_{RL}} = 0$$

a tedy:

$$E_{\prod_{RL}} = \int_{-\infty}^{+\infty} f_L(t)f_R(t) dt = 0$$

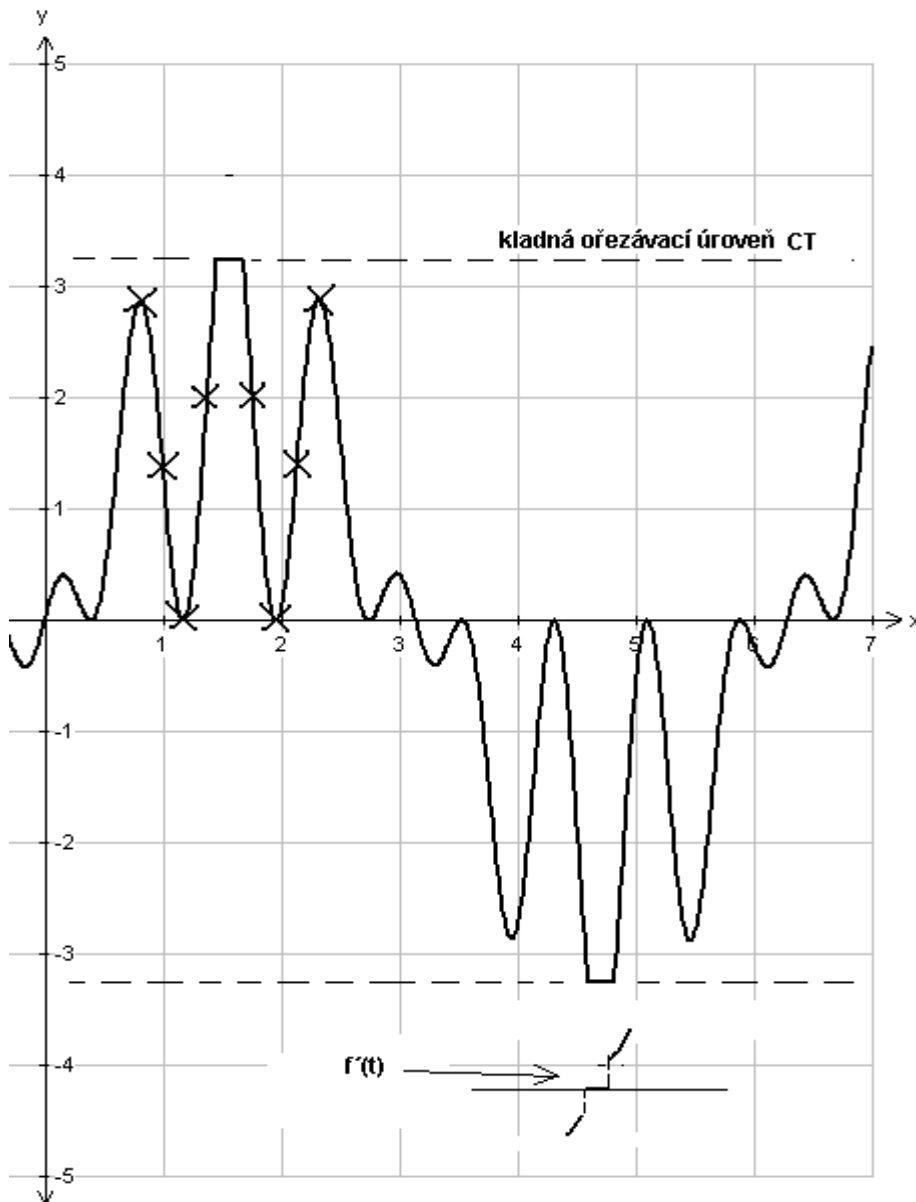
Pro případ diskrétních posloupností to znamená:

$$E_{\prod_{RL}} = \sum_{N=0}^{N=\infty} \prod_{L(N)} \prod_{R(N)} = 0$$

Běžné ořezávání časové hodnoty signálu způsobí porušení daných podmínek, tedy:

$$2E_{\prod_{RL}} \neq 0, E_{\prod_{RL}} = \sum \prod_{L(N)} \prod_{R(N)} \neq 0$$

Navíc dojde vlivem zkreslení signálu ke vzniku spektrálních složek, ležících nad pásmem (spektrální konflikt), tedy na kmitočtech vyšších než 54 kHz. Situaci ukazuje **obrázek 4**:



**Obrázek 4** – klasické ořezávání

Snadno lze nahlédnout, proč dochází k porušení obou požadavků. Klasické ořezávání způsobí vznik bodů, v nichž není výsledná funkce hladká, nesplňuje tedy podmínku spojitosti první derivace. V těchto bodech platí:

$$f'(t) \Big|_{\lim t \Rightarrow t_{clipL}} \neq f'(t) \Big|_{\lim t \Rightarrow t_{clipR}}$$

kde  $t_{clipL}$  a  $t_{clipR}$  body v limitním přiblížení zleva resp. zprava k bodu nasazení, resp. vysazení ořezávače (dotek signálu s úrovní ořezávání, CT - Clipping Treshold)

Příklad nespojitého průběhu první derivace  $f'(t)$  ořezané funkce je ve spodní části obrázku 4.

K porušení ortogonality mezi kanály dojde vlivem zkreslení v okolí bodu ořezávání. Způsobí to narušení sinusového průběhu „subnosné“ 38 kHz a tím vznik spektrálních složek, které pak mají vzájemný výkon se signálem druhého kanálu, tedy:

$$E_{\text{IIRL}} = \int_{-\infty}^{+\infty} f_L(t)f_R(t) dt \neq 0$$

## Řešení pomocí DSP

Oba problémy (spektrální konflikt) i porušení ortogonality se lze řešit pomocí speciálního postupu. Pomocí číslicového zpracování v DSP lze monitorovat vývoj signálu v čase a tím předejít možnosti ostrého ořezávání. Použije se techniky, označované jako „pohled dopředu“ (look ahead). DSP ukládá přicházející posloupnosti vzorků do mezipaměti. Tím lze provést analýzu signálu dříve, než je potřeba vygenerovat výstupní signál. Postup se vyznačuje zavedením malého dodatečného zpoždění do signálové cesty, neboť před vlastním kódováním je signál nejprve analyzován.

Výstupní signál je tedy nejprve připraven stejným způsobem, jako kdyby se jednalo o klasický kodér. Program následně porovnává maximální signálové hodnoty s přednastaveným prahem ořezávání. Pokud je práh přesažen, vypočítá se rozdíl maximální signálové hodnoty a prahové hodnoty pro daný vzorek (velikost „oříznutého kusu průběhu“). Tím se získá hodnota oříznutí, kterou by způsobil klasický ořezávač. O tuto hodnotu je následně snížena hodnota dotyčného signálového vzorku. Současně je třeba modifikovat i vzorky sousedící s daným vzorkem zleva a zprava. Pokud tedy má oříznutý vzorek pořadové číslo  $N$ , je třeba upravit vzorky:

$$\prod_{\text{MPX}(N-1)}, \prod_{\text{MPX}(N)}, \prod_{\text{MPX}(N+1)}$$

Necht' je hodnota prahu vyjádřena jako CT (Clipping Treshold). Hodnota každého vzorku  $\prod_{\text{MPX}(N)}$  musí být porovnána s CT v absolutní hodnotě, tedy:

$$\text{abs}(\prod_{\text{MPX}(N)}) > \text{CT}$$

Pokud je podmínka splněna, následuje úprava velikosti vzorku o CT:

$$\prod_{\text{MPX}(N)} = \prod_{\text{MPX}(N)} - (\prod_{\text{MPX}(N)} - \text{CT}) = \text{CT}$$

Vzorek je následně nutno vyjádřit s odpovídajícím znaménkem.

Předcházející vzorek  $\prod_{\text{MPX}(N-1)}$  a následující  $\prod_{\text{MPX}(N+1)}$  vzorek se též musí přepočítat. Pomocná nosná 38 kHz má cosinový průběh a pokud by se vzorky nechaly být, došlo by ke zkreslení. Tím by se porušila ortogonalita, rozšířilo spektrum a ve výstupním FIR filtru (bude diskutováno dále) by vlivem toho došlo ke vzniku překmitu.

Hodnoty vzorků  $\prod_{\text{MPX}(N-1)}$  a  $\prod_{\text{MPX}(N+1)}$  nalezneme výpočtem hodnoty funkce cos pro požadované fázové úhly vzorkování  $\alpha$  pro  $\prod_{\text{MPX}(N-1)}$  a  $\beta$  pro  $\prod_{\text{MPX}(N+1)}$ . Pro případ optimálního vzorkování,  $n = 4$  budou tyto úhly vždy (viz obrázek 3):

$$\alpha = \pi/2$$

$$\beta = 3\pi/2$$

Hodnoty  $\prod_{\text{MPX}(N-1)}$  a  $\prod_{\text{MPX}(N+1)}$  pro  $n = 4$  lze vypočítat pomocí vztahu:

$$\prod_{\text{MPX}(N-1)} = (\prod_{\text{MPX}(N)} - \prod_{\text{MPX}(N-2)}) (\cos(\pi + \alpha) + 1)/2 + \prod_{\text{MPX}(N-2)}$$

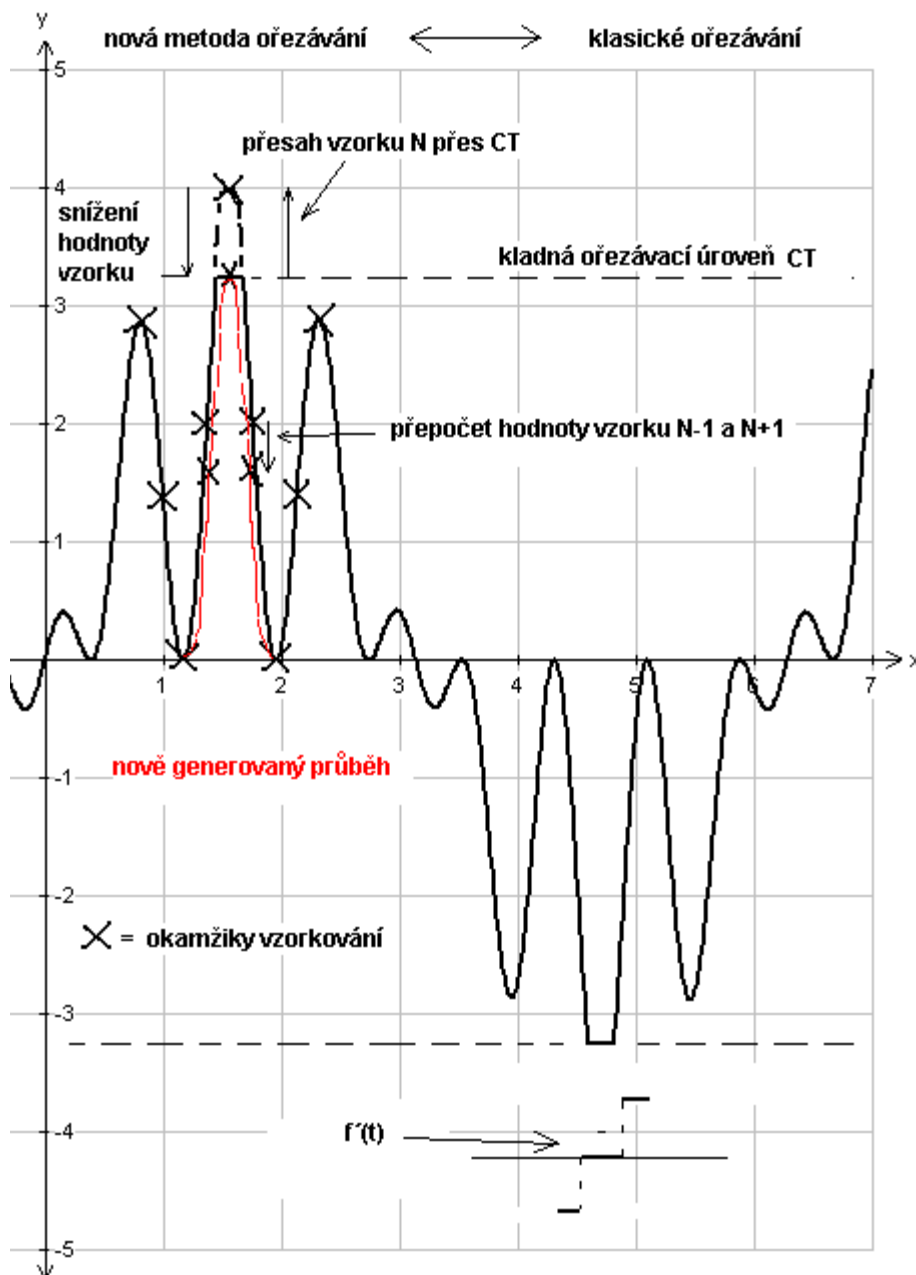
$$\prod_{\text{MPX}(N+1)} = (\prod_{\text{MPX}(N)} - \prod_{\text{MPX}(N+2)}) (\cos(\pi + \beta) + 1)/2 + \prod_{\text{MPX}(N+2)}$$

Protože je  $\alpha = \pi/2$  vždy, zjednoduší se nám výše uvedený vztah do podoby:

$$\begin{aligned} \Pi_{MPX(N-1)} &= (\Pi_{MPX(N)} - \Pi_{MPX(N-2)}) (\cos(\pi + \alpha) + 1)/2 + \Pi_{MPX(N-2)} = \\ &= (\Pi_{MPX(N)} - \Pi_{MPX(N-2)}) \cdot 0,5 + \Pi_{MPX(N-2)} = \\ &= (\Pi_{MPX(N)} + \Pi_{MPX(N-2)})/2 \end{aligned}$$

Podobně pro  $\beta = 3\pi/2$  nalezneme:  $\Pi_{MPX(N+1)} = (\Pi_{MPX(N)} + \Pi_{MPX(N+2)})/2$

To je optimální, protože hodnoty vzorků mohou být nalezeny pouhým sčítáním a dělením. Časově náročný výpočet funkce  $\cos$  tedy nebude zatěžovat DSP. Na obrázku 5 je znázorněna nová metoda ořezávání v porovnání s klasickou. Červeně vyznačený průběh je nově generovaná část časového průběhu.



**Obrázek 5** – nová metoda ořezávání v porovnání s klasickou

Vidíme, že nově generovaná část je hladká a protože je její průběh definován dvěma „polocosinovými“ částmi, nemá nežádoucí zkreslení. Zbývá prokázat, jestli nová část funkce /označme ji  $g(t)$ / „váže“ na původní část průběhu  $f(t)$ / hladce. Funkce je hladká, jestliže se derivace zleva a zprava ve zkoumaném bodě shodují tedy pokud platí:

$$\lim_{t \Rightarrow \text{tnavázáníL}} f'(t) = \lim_{t \Rightarrow \text{tnavázáníR}} g'(t)$$

kde  $\text{tnavázáníL}$  a  $\text{tnavázáníR}$  jsou body v limitním přiblížení zleva resp. zprava k bodu navázání nové části průběhu, resp. návratu k původní části průběhu. Funkční hodnoty v bodě  $\text{tnavázání}$  jsou přitom pro funkci  $f(t)$  i  $g(t)$  totožné. Protože nová funkce  $g(t)$  je generována dle (již dříve diskutovaného) vztahu:

$$g(t) = (\cos(\pi + \alpha) + 1)/2$$

$$g'(t) = \sin(\pi + \alpha)/2$$

V bodu spojení původní a nové částí funkce platí  $\alpha = 0$

$$g'(0) = \sin(\pi) = 0$$

Totéž lze říci i o původní funkci  $f(t)$  v tomtéž bodě, podmínka:

$$\lim_{t \Rightarrow \text{tnavázáníL}} f'(t) = \lim_{t \Rightarrow \text{tnavázáníR}} g'(t)$$

je splněna pro každý přechod mezi  $f(t)$  a  $g(t)$ . Tím jsme dokázali, že výstupní signál z kodéru je hladký a bez zkreslení. Současně splňuje dokonale požadavek ortogonalitu mezi signály levého a pravého kanálu.

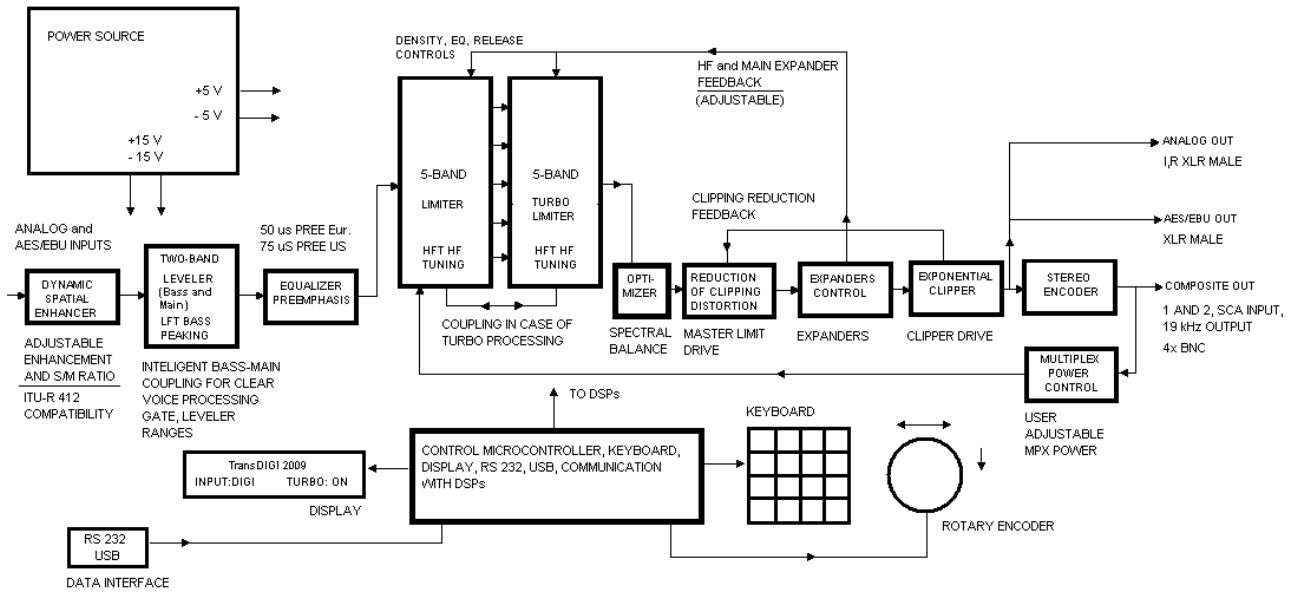
Na výstupu kodéru je nutné převést výslednou posloupnost vzorků do analogové formy, vhodné pro FM vysílač. K tomu se používá převodník Analog Devices AD 1852 se zabudovaným FIR filtrem a převzorkováním. Vzhledem k tomu, že v signálu se nevyskytují složky mimo pásmo do 54 kHz, nezpůsobí tento filtr žádné překmity ani jiné degradace signálu. Parametry převodníku zaručují převod signálu do analogové podoby s minimálním zkreslením.

## Závěr

Nově vyvíjený stereofonní kodér bude mít vlastnosti nedosažitelné klasickou analogovou konstrukcí. Navíc bude schopen provádět kompozitní ořezávání při zachování vysoké separace mezi kanály a bez vzniku rušivých spektrálních složek mimo pásmo, tedy v oblasti nad 54 kHz. Tím bude ideálně spektrálně chránit subnosnou RDS (57 kHz) a pilotní signál.

## Příloha:

Struktura modulačního procesoru Trans-DIGI 2009



TRANS-DIGI 2009 BLOCK DIAGRAM ( SIMPLIFIED )