

VĚDECKÉ SPISY VYSOKÉHO UČENÍ TECHNICKÉHO V BRNĚ

*Edice PhD Thesis, sv. 393*

*ISSN 1213-4198*

*thesis* IS

*Ing. Jiří Schimmel*

**Syntéza zvukových efektů  
s využitím nelineárního  
zpracování signálů**

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
Ústav telekomunikací

**Ing. Jiří Schimmel**

**SYNTÉZA ZVUKOVÝCH EFEKTŮ S VYUŽITÍM  
NELINEÁRNÍHO ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ**

Audio Effect Synthesis Using Nonlinear  
Signal Processing

Zkrácená verze Ph.D. Thesis

Obor: Teleinformatika

Školitel: Prof. Ing. Zdeněk Smékal, CSc.

Oponenti: Prof. Ing. Andrej Lúč, CSc.

Doc. Ing. Eva Gescheidtová, CSc.

Datum obhajoby: 25. 10. 2006

**Klíčová slova:**

číslicové zpracování signálů, zvukový efekt, nelineární systém

**Keywords:**

digital signal processing, audio effect, nonlinear system

Práce je k dispozici na Vědeckém oddělení děkanátu FEKT VUT v Brně,  
Údolní 53, Brno, 602 00

## Obsah

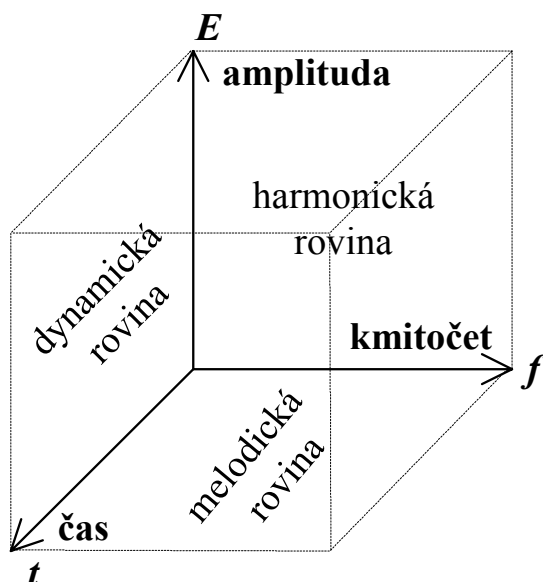
1	ZOBECNĚNÍ TRANSFORMACE ZVUKOVÉHO SIGNÁLU .....	5
1.1	Translace .....	6
1.2	Dilatace .....	6
1.3	Filtrace a modulace .....	7
1.4	Borcení osy .....	8
2	ZMĚNA SPEKTRA V NELINEÁRNÍCH SYSTÉMECH .....	8
2.1	Změna spektra při aproximaci polynomem .....	8
2.1.1	<i>Vlastnosti aproximace polynomem .....</i>	<i>9</i>
2.1.2	<i>Závislost amplitudy spektrálních složek na parametrech aproximace .....</i>	<i>10</i>
2.2	Změna spektra při aproximaci exponenciální funkcí .....	11
2.2.1	<i>Vlastnosti aproximace exponenciální funkcí.....</i>	<i>11</i>
2.2.2	<i>Závislost amplitudy spektrálních složek na parametrech aproximace .....</i>	<i>11</i>
2.3	Změna spektra při aproximaci po částech lineární funkcí .....	13
2.3.1	<i>Vlastnosti aproximace po částech lineární funkcí .....</i>	<i>14</i>
2.3.2	<i>Závislost velikosti spektrálních složek na parametrech aproximace.....</i>	<i>14</i>
	Jednocestné usměrnění .....	15
	Modifikace jednocestného usměrnění .....	16
	Tvrdé a měkké prahování signálu .....	16
	Dvoucestné usměrnění signálu .....	17
	Omezení signálu .....	18
3	NOVÉ ALGORITMY ZVUKOVÝCH EFEKTŮ .....	19
3.1	Algoritmy využívající aproximaci polynomem .....	20
3.2	Kytarové zkreslovače .....	20
3.3	Nelineární filtrace zvukového signálu .....	23
3.4	Zvukové efekty využívající zpožďovací linku.....	24
3.5	Změna dynamiky a modulace zvukového signálu .....	25
4	ZÁVĚR.....	26



# 1 ZOBECNĚNÍ TRANSFORMACE ZVUKOVÉHO SIGNÁLU

Zvukové signály lze v dynamickém pojetí charakterizovat časovou závislostí amplitudy a kmitočtu jejich spektrálních složek. Vyjádřením časově-kmitočtové analýzy zvukových signálů v souřadnicích čas, kmitočet a amplituda získáme trojrozměrný prostor znázorněný na obr.1.1. Jednotlivé roviny tohoto trojrozměrného prostoru jsou u hudebních signálů označovány jako rovina dynamická, harmonická a melodická [1].

Protože se podle Ohmova akustického zákona [1] počáteční fáze harmonických složek nepodílí na celkovém sluchovém vjemu, bude harmonickou rovinou modulové kmitočtové spektrum signálu v daném časovém okamžiku. Rovina melodická naopak vyjadřuje změny kmitočtů spektrálních složek zvukového signálu v čase. Statická analýza signálů se omezuje pouze na dvourozměrný prostor harmonické roviny a nepostihuje časové změny kmitočtu spektrálních složek hudebního signálu v melodické rovině.



Obr. 1.1. Trojrozměrný prostor dynamického pojetí zvukového signálu.

Rozborem vlivu algoritmů zvukových efektů na zvukový signál lze u většiny z nich nalézt některé společné rysy transformace ve všech rovinách trojrozměrného pojetí zvukového signálu. Jsou to *translace*, *dilatace*, *filtrace/modulace* a *borcení osy*. Jak vyplývá z obr. 1.1, transformace v každé souřadnici se promítne současně do dvou rovin prostoru dynamického pojetí zvukového signálu. Souřadnice kolmá na rovinu, ve které je transformace prováděna, může být parametrem transformace. Jako příklad lze uvést kmitočtovou filtraci. Tato transformace se promítá do harmonické roviny a u dynamických filtrů je čas jejím parametrem, podle kterého se mění např. střední kmitočet filtru.

## 1.1 TRANSLACE

Translace neboli posun je operace, která funkci  $g(x)$  přiřazuje funkci

$$g_T(x) = g(x - \alpha), \quad (1.1)$$

kde  $\alpha$  je reálná konstanta různá od nuly. Časový posun signálu  $s(t)$  lze tedy popsat rovnicí  $s_T(t) = s(t - \tau)$ , kde  $\tau$  je interval posunu, a kmitočtový posun kmitočtového spektra  $S(\omega)$  rovnicí  $S_T(\omega) = S(\omega - \Omega)$ , kde  $\Omega$  je kmitočtový interval posunu.

V harmonické rovině lze translaci ve směru kmitočtové osy dosáhnout např. amplitudovou modulací s jedním postranním pásmem a potlačenou nosnou. Translace ale nezachovává poměry kmitočtů vyšších harmonických složek a pokud je spektrum vstupního signálu harmonické, bude po translaci již neharmonické. Translace v harmonické rovině se v dynamické rovině neprojeví.

Protože amplituda je v obou přilehlých rovinách závislou proměnnou, nelze v amplitudové souřadnici mluvit o translaci popsané rovnicí (1.1). V tomto případě se jedná o přičtení konstanty definované jako

$$g_A(x) = g(x) - \beta, \quad (1.2)$$

kde  $g(x)$  je funkce času nebo kmitočtu,  $g_A(x)$  je výsledná funkce přičtení konstanty a  $\beta$  je opět reálná konstanta různá od nuly.

Zvláštním případem translace je dynamická translace, kdy je konstanta  $\beta$  v rovnici (1.1) nahrazena translační funkcí  $\beta(x)$ , pro kterou musí platit  $\beta(x) \geq 0$  pro  $\forall x \in \mathbb{R}$ .

Nahrazení konstanty  $\beta$  v rovnici (1.2) translační funkcí  $\beta(x)$  znamená v amplitudové souřadnici v harmonické rovině sečtení spektrálních funkcí původního signálu  $g(x)$  a translační funkce  $\beta(x)$ .

## 1.2 DILATACE

Dilatace neboli změna měřítka je operace, která funkci  $g(x)$  přiřazuje funkci

$$g_D(x) = g(mx), \quad (1.3)$$

kde  $m$  konstanta, pro kterou platí  $m > 0$ . Je-li  $m > 1$ , jedná se o kompresi a je-li  $m < 1$ , jedná se o expanzi. Dilataci časového průběhu signálu  $s(t)$  lze tedy popsat rovnicí  $s_D(t) = s(mt)$  a dilataci kmitočtového spektra  $S(\omega)$  rovnicí  $S_D(\omega) = S(m\omega)$ .

Kompresi a expanzi v dynamické a melodické rovině ve směru časové osy mění délku signálu. Převzorkování číslicového signálu se ale projeví také v harmonické rovině, což je nežádoucí: dojde ke změně základního tónu zvukového signálu. Proto se používají mnohem složitější metody označované *Time Stretching* [2].

Dilatace v harmonické rovině má oproti translaci výhodu v tom, že zachovává poměry kmitočtů vyšších harmonických složek, takže spektrum zůstává harmonické. Analogicky ke změně měřítka v časové souřadnici má prostá změna vzorkovacího kmitočtu za následek nežádoucí změny v dynamické rovině: zvukový signál se zkrátí nebo prodlouží. Proto se opět používají složitější algoritmy označované *Pitch Shifting* [2].

Opět, protože je amplituda v obou přilehlých rovinách závislou proměnnou, není možné v amplitudové souřadnici mluvit o dilataci definované podle (1.3), ale o násobení definovaném jako

$$g_M(x) = mg(x). \quad (1.4)$$

Násobení konstantou se projeví shodně v harmonické i dynamické rovině.

Dynamickou dilataci lze definovat nahrazením konstanty  $m$  v rovnicích (1.3) a (1.4) dilatační funkcí  $m(g(x))$ , pro kterou platí  $m(g(x)) > 0$  pro  $\forall x \in \mathbb{R}$ . Na rozdíl od translační funkce  $\beta(x)$  není dilatační funkce  $m(g(x))$  funkcí souřadnice, ve které je prováděna translace původní funkce  $g(x)$ .

Dynamického řízení zesílení signálu dilatační funkcí  $m(g(x))$  využívají efekty pro úpravu dynamiky signálu. Rovnice (1.4) bude mít pro dynamickou rovinu tvar

$$g_M(t) = m(g(t)) \cdot g(t), \quad (1.5)$$

kde  $g(t)$  je funkce závislosti amplitudy signálu na čase.

### 1.3 FILTRACE A MODULACE

Filtrace a modulace jsou z hlediska teorie signálů dvě odlišné transformace. Zatímco modulace znamená časovou změnu některého z parametrů signálu (amplituda, kmitočet a fáze), pojem filtrace znamená konvoluci signálu s impulsní odezvou lineárního časově invariantního systému. Z hlediska trojrozměrného prostoru dynamického pojetí zvukového signálu lze ale obě popsát rovnicí

$$g_F(x) = f(x)g(x), \quad (1.6)$$

kde  $g(x)$  je původní funkce v příslušné rovině a  $f(x)$  je modulační resp. filtrační funkce ve stejné rovině. Na rozdíl od translace a dilatace se tedy nevztahují k jedné souřadnici, ale k jedné rovině.

Pro modulaci v melodické a dynamické rovině platí  $g_F(t) = f(t)g(t)$ , kde  $g(t)$  je původní funkce závislosti kmitočtu zvukového signálu na čase a  $f(t)$  je modulační funkce. V harmonické rovině popisuje rovnice (1.6) násobení spektrální funkce signálu spektrální funkcí okna, čili kmitočtovou filtraci signálu. Ze známých vlastností diskrétní Fourierovy transformace [3] vyplývá vztah mezi filtrací v časové a kmitočtové oblasti



$$F\{f(x) * g(x)\} = F\{f(x)\} \cdot F\{g(x)\}. \quad (1.7)$$

kde  $F\{x\}$  je obrazem Fourierovy transformace  $x$ .

## 1.4 BORCENÍ OSY

Principy borcení (deformace) časové osy (*Time Warping*) a kmitočtové osy (*Frequency Warping*) jsou popsány např. v [2]. Klíčem této transformace je funkce  $\theta(x)$ , která provádí transformaci osy a je nazývána *mapa transformace*. Borcení osy lze obecně definovat jako

$$g_w(x) = g(\theta(x)) \quad (1.8)$$

kde  $\theta(t)$  je mapa transformace časové osy a  $g_w(x)$  je výsledný signál po borcení.

Stejným způsobem lze definovat i borcení amplitudové osy. V praxi ale nejsou realizovány zvukové efekty provádějící borcení amplitudové obálky signálu, ale borcení okamžitých hodnot signálu  $s_w(t) = f(s(t))$ . Mapa transformace může být závislá i na čase a tím vytvářet dynamické borcení osy

$$g_w(x) = g(\theta(x, y)). \quad (1.9)$$

Transformace signálu popsaná rovnicí (1.9) je značně obecná, v určitých případech, pokud jsou proměnné  $x$  a  $y$  na sobě nezávislé nebo dokonce konstanty, je zobecněním rovnic *dilatace*, *filtrace* a *modulace*.

## 2 ZMĚNA SPEKTRA V NELINEÁRNÍCH SYSTÉMECH

Analýzou změny spektra signálů (spektrální transformací) v nelineárních systémech pracujících v ustáleném stavu rozumíme stanovení skladby spektra výstupních signálů těchto systémů, tj. stanovení amplitud a počátečních fází, popř. sinusových a kosinových složek, harmonických kmitů vytvářející daný signál. Analýza se liší podle toho, zda máme k dispozici signál jako fyzikální veličinu nebo jako funkci času v analytickém nebo grafickém tvaru nebo ve formě tabulky. Jednou z možností je analytické řešení pomocí aproximace funkce  $\Psi()$  nelineárního systému, konkrétně funkčních měničů (tvarovačů signálu), tj. skalárních nesetračných nelineárních systémů popsaných rovnicí

$$y[n] = \Psi(x[n]). \quad (2.1)$$

Kromě linearizace funkce  $\Psi()$  se v oblasti teorie nelineárních systémů používají aproximace polynomem, exponenciální funkcí a po částech lineární funkcí [4].

### 2.1 ZMĚNA SPEKTRA PŘI APROXIMACI POLYNOMEM

Analytické vyjádření výstupního signálu nelineárního diskrétního systému, jehož funkce  $\Psi()$  je v okolí pracovního bodu aproximována polynomem, při buzení

harmonickým signálem získáme dosazením rovnice harmonického signálu  $x[n] = X_1 \cos(2\pi n / N + \varphi_1)$ , kde  $X_1$  je amplituda,  $\varphi_1$  počáteční fáze a  $N$  perioda harmonického signálu, do rovnice

$$y[n] = f(x[n]) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i (x^i[n] - x_0). \quad (2.2)$$

Pomocí řady goniometrických identit lze toto rovnici převést do tvaru diskrétní Fourierovy řady

$$y[n] = \sum_{k=0}^R Y_k \cos(k(2\pi n / N + \varphi_1)), \quad (2.3)$$

kde  $Y_k$  jsou amplitudy harmonických složek výstupního signálu, pro které platí

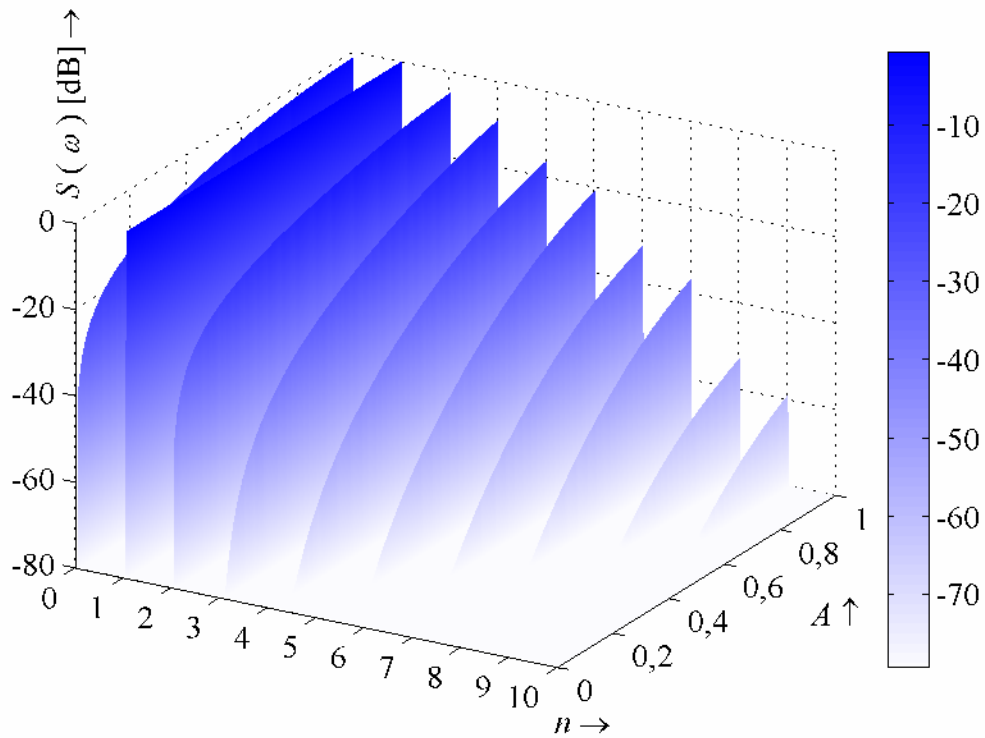
$$Y_k = \begin{cases} \sum_{m=0}^{(R-k)/2} \frac{(2m+k)!}{2^{2m+k-1} m!(m+k)!} a_{2m+k} X_1^{2m+k} & \text{pro sudé } R-k \\ \sum_{m=0}^{(R-k-1)/2} \frac{(2m+k)!}{2^{2m+k-1} m!(m+k)!} a_{2m+k} X_1^{2m+k} & \text{pro liché } R-k. \end{cases} \quad (2.4)$$

### 2.1.1 Vlastnosti aproximace polynomem

Z odvození skladby spektra výstupního signálu nelineárního systému při buzení harmonickým signálem lze odvodit několik důležitých vlastností aproximace polynomem:

- Je-li funkce  $\Psi(\cdot)$  nelineárního systému aproximována polynomem řádu  $R$ , bude platit  $Y_k = 0$  pro  $k > R$  a kmitočtový rozsah spektrálních složek výstupního signálu bude omezen. Pro kmitočet nevyšší spektrální složky výstupního signálu  $f_{2\max}$  platí  $f_{2\max} = R \cdot f_{1\max}$ , kde  $f_{1\max}$  je maximální kmitočet vstupního signálu.
- Závislost amplitud harmonických složek na amplitudě vstupního signálu roste s řádem polynomu a pořadím harmonické složky. Na obr. 2.1 je znázorněna závislost poměru vyšších harmonických složek k první harmonické složce výstupního signálu nelineárního systému s funkcí  $\Psi(\cdot)$  aproximovanou polynomem 9. řádu.
- Velikost stejnosměrné složky a amplitud sudých harmonických složek jsou závislé pouze na koeficientech polynomu se sudým pořadím, kdežto amplitudy lichých harmonických složek pouze na koeficientech polynomu s lichým pořadím. Amplitudu  $k$ -té harmonické složky ovlivňují pouze koeficienty polynomu  $a_k$  až  $a_R$ .
- Pokud budou koeficienty aproximačního polynomu s lichým pořadím nulové, bude funkce aproximačního polynomu sudá a pokud budou nulové koeficienty

aproximačního polynomu se sudým pořadím, bude funkce aproximačního polynomu lichá.



Obr. 2.1. Amplitudově-kmitočtová analýza výstupního signálu nelineárního systému aproximovaného polynomem 9. řádu.

### 2.1.2 Závislost amplitudy spektrálních složek na parametrech aproximace

Z rovnice (2.3) vyplývá, že diskrétní Fourieova řada výstupního signálu nelineárního systému s funkcí  $\Psi(\cdot)$  aproximovanou polynomem řádu  $R$  bude obsahovat nenulové koeficienty  $Y[0]$  až  $Y[R]$ . Pomocí vztahů (2.4) můžeme sestavit soustavu  $R+1$  rovnic o  $R+1$  neznámých  $a_i$  pro  $i=0,1,\dots,R$ . Pro další odvození zavedeme substituci

$$c_{km} = \frac{(2m+k)!}{2^{2m+k-1} m!(m+k)!} X_1^{2m+k}. \quad (2.5)$$

Soustavu rovnic (2.4) můžeme potom vyjádřit v maticovém tvaru

$$\begin{pmatrix} c_{00} & 0 & c_{01} & 0 & c_{02} & 0 & c_{03} & \cdots \\ 0 & c_{10} & 0 & c_{11} & 0 & c_{12} & 0 & \cdots \\ 0 & 0 & c_{20} & 0 & c_{21} & 0 & 0 & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & c_{30} & 0 & c_{31} & 0 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & c_{R0} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_R \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y[0] \\ Y[1] \\ Y[2] \\ Y[3] \\ \vdots \\ Y[R] \end{pmatrix}, \quad (2.6)$$

ze kterého je vidět, že se jedná o horní trojúhelníkovou matici, která má pod hlavní diagonálou nuly, a lze ji přímo řešit Gaussovou eliminační metodou. Pokud  $X_1 \neq 0$ , budou řádky matice lineárně nezávislé, tj. hodnota matice rovna počtu neznámých soustavy a soustava bude mít právě jedno řešení.

## 2.2 ZMĚNA SPEKTRA PŘI APROXIMACI EXPONENCIÁLNÍ FUNKCÍ

Bude-li funkce  $\Psi()$  nelineárního diskrétního systému aproximována exponenciální funkcí  $y[n] = ae^{bx[n]}$  dostaneme po dosazení rovnice harmonického signálu  $y[n] = ae^{bX_1 \cos(2\pi n/N + \varphi_1)}$ , který lze podle [5] vyjádřit pomocí Besselových funkcí jako

$$y[n] = aB_0(bX_1) + 2a \sum_{k=1}^{\infty} B_k(bX_1) \cos[k(2\pi n/N + \varphi_1)], \quad (2.7)$$

kde  $B_k(bX_1)$  jsou modifikované Besselovy funkce  $k$ -tého řádu argumentu  $bX_1$ . Porovnáním této rovnice s amplitudově-fázovým tvarem diskrétní Fourierovy řady získáme rovnice pro koeficienty diskrétní Fourierovy řady

$$Y[0] = aB_0(bX_1), \quad Y[k] = 2aB_k(bX_1). \quad (2.8)$$

### 2.2.1 Vlastnosti aproximace exponenciální funkcí

Z rovnice (2.7) vyplývá, že spektrum výstupního signálu nelineárního systému s funkcí aproximovanou exponenciální funkcí není shora omezeno. Z průběhů modifikovaných Besselových funkcí  $k$ -tého řádu [5] je ale vidět, že hodnoty těchto funkcí rychle klesají s rostoucím řádem funkce. Připustíme-li, že ve výstupním signálu celého řetězce zpracování zvukového signálu, jehož součástí je nelineární systém s funkcí  $\Psi()$  aproximovanou exponenciální funkcí, je obsažen také širokopásmový aditivní šum, můžeme přibližně stanovit úroveň harmonických složek výstupního signálu, které budou tímto šumem maskovány. V [6] je uveden graf závislosti úrovně čistého tónu (harmonického signálu) maskovaného bílým šumem na kmitočtu čistého tónu, ze kterého vyplývá, že tato úroveň je konstantní do kmitočtu 500 Hz a poté roste přibližně lineárně se strmostí 10 dB na dekádu.

### 2.2.2 Závislost amplitudy spektrálních složek na parametrech aproximace

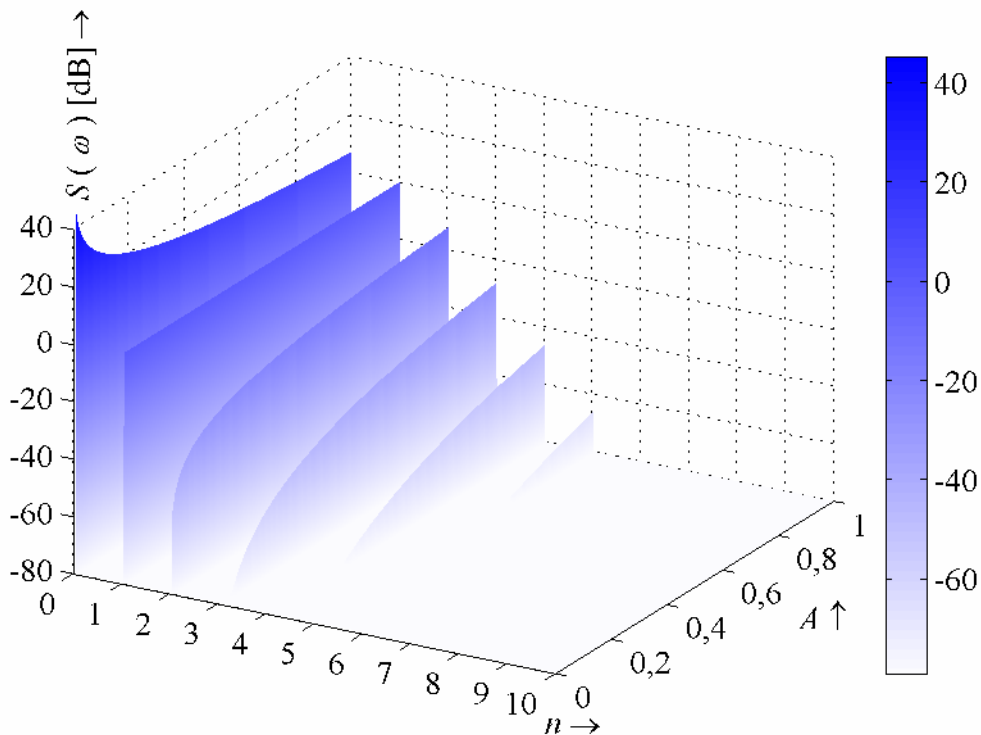
Parametry aproximace exponenciální funkcí jsou reálné konstanty  $a$  a  $b$ . Z rovnice (2.8) vyplývá, že amplitudy spektrálních složek výstupního signálu jsou lineárně závislé na  $a$ . Parametr  $b$  je v podstatě měřítkem zesílení vstupního signálu systémem. Závislost poměru vyšších harmonických složek k první harmonické složce výstupního signálu nelineárního systému s funkcí  $\Psi()$  aproximovanou exponenciální funkcí pro  $A = bX_1$  je znázorněna na obr. 2.2.

Při aproximaci funkce nelineárního systému exponenciálním polynomem řádu  $R$  má aproximace  $2R$  parametrů. Nelze ale sestavit konečný počet lineárně nezávislých

rovnice, jejichž řešením bychom podle požadovaných amplitud harmonických složek získali hodnoty parametrů stejně jako u aproximace polynomem. Poměrně snadno lze ale získat hodnoty parametrů aproximace exponenciálním polynomem podle požadovaných amplitud prvních  $R$  harmonických složek výstupního signálu. Z rovnice změny spektra v nelineárním systému aproximovaném exponenciálním polynomem uvedené v [5] můžeme sestavit soustavu rovnic

$$\begin{pmatrix} B_0(b_1 X_1) & B_0(b_2 X_1) & B_0(b_3 X_1) & \cdots & B_0(b_R X_1) \\ 2B_1(b_1 X_1) & 2B_1(b_2 X_1) & 2B_1(b_3 X_1) & \cdots & 2B_1(b_R X_1) \\ 2B_2(b_1 X_1) & 2B_2(b_2 X_1) & 2B_2(b_3 X_1) & \cdots & 2B_2(b_R X_1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2B_R(b_1 X_1) & 2B_R(b_2 X_1) & 2B_R(b_3 X_1) & \cdots & 2B_R(b_R X_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_R \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y[0] \\ Y[1] \\ Y[2] \\ \vdots \\ Y[R] \end{pmatrix}. \quad (2.9)$$

Koeficienty  $b_1$  až  $b_R$  můžeme zvolit pomocí grafů průběhů modifikovaných Besselových funkcí  $k$ -tého řádu argumentu  $bX_1$  [5] libovolně, ale tak, aby pro všechna zvolená  $b_i$  pro  $i = 0, 1, \dots, R$  platilo  $B_r(b_i X_1) \neq B_m(b_i X_1)$  pro  $r, m = 0, 1, \dots, R$  a  $r \neq m$ . Potom rovnice (2.9) budou lineárně nezávislé a hodnota matice bude rovna počtu neznámých a soustava bude mít právě jedno řešení.



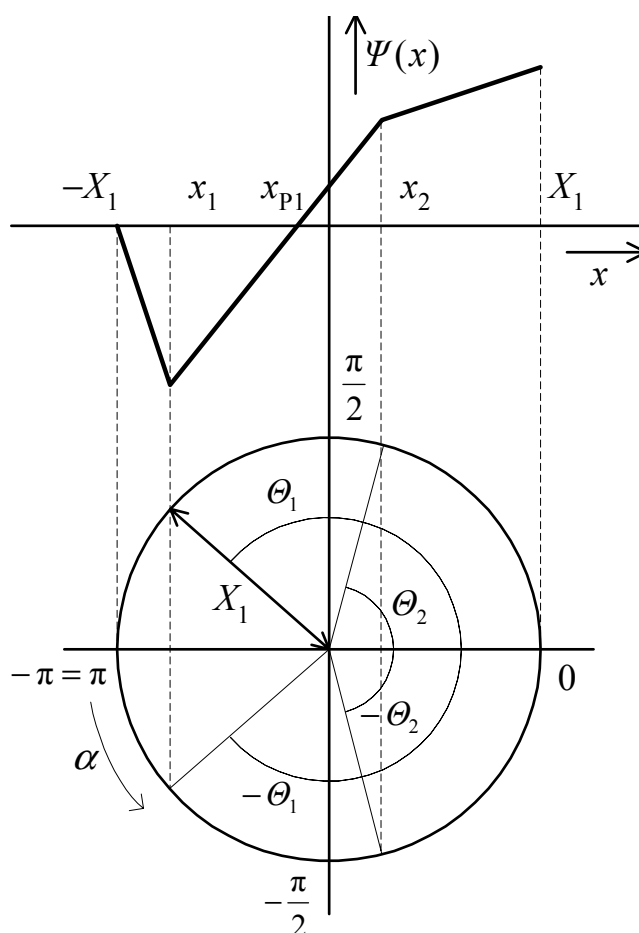
Obr. 2.2. Amplitudově-kmitočtová analýza výstupního signálu nelineárního systému aproximovaného exponenciální funkcí.

## 2.3 ZMĚNA SPEKTRA PŘI APROXIMACI PO ČÁSTECH LINEÁRNÍ FUNKCÍ

Při aproximaci funkce  $\Psi(\cdot)$  nelineárního systému po částech lineární funkcí je funkce definována pomocí  $R$  lineárních úseků, pro které pro  $i = 1, 2, \dots, R$  platí

$$y[n] = S_i(x[n] - x_{p_i}) \quad \text{pro } x_{i-1} \leq x[n] < x_i, \quad (2.10)$$

kde  $S_i$  jsou strmosti přímkové charakteristiky v oblasti  $x_{i-1} \leq x[n] < x_i$ ,  $x_{p_i}$  jsou body, ve kterých daná přímka protíná osu  $x$  a  $x_i$  jsou počáteční body jednotlivých úseků charakteristiky (viz obr. 2.3). Změna spektra v těchto nelineárních systémech se v oblasti systémů se spojitým časem řeší výpočtem koeficientů Fourierovy řady z jejich integrální definice [7]. V oblasti systémů s diskrétním časem lze postupovat obdobně a rovnici (2.10) dosadit do rovnic pro výpočet koeficientů aproximace diskrétní Fourierovy řady [3].



Obr. 2.3. Stanovení rovnice výstupního signálu nelineárního systému aproximovaného po částech lineární funkcí pomocí mezních úhlů.

Z obr. 2.3 je vidět, že perioda vstupního signálu  $x(\alpha)$  je  $2\pi$  a funkce  $\Psi(x)$  je shodná pro  $x(\alpha)$  a  $x(-\alpha)$ . Pro koeficienty aproximace diskrétní Fourierovy řady výstupního signálu platí

$$Y(\alpha) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} y(\alpha) \cos k\alpha d\alpha = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^0 y(\alpha) \cos k\alpha d\alpha + \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} y(\alpha) \cos k\alpha d\alpha. \quad (2.11)$$

Řešením tohoto určitého integrálu získáme rovnici aproximace amplitudy  $k$ -té harmonické složky pro  $k > 1$

$$Y_k(\alpha) = \frac{2X_1}{\pi} \sum_{i=1}^{R-1} \frac{S_i - S_{i-1}}{k^2 - 1} (k \sin k\theta_i \cos \theta_i - \sin \theta_i \cos k\theta_i) - \frac{S_i x_{P_i} - S_{i-1} x_{P_{i-1}}}{kX_1} \sin k\theta_i \quad (2.12)$$

a vztahy pro aproximaci velikosti stejnosměrné složky a první harmonické

$$\frac{Y_0(\alpha)}{2} = \frac{X_1}{\pi} \sum_{i=1}^{R-1} (S_i - S_{i-1}) \sin \theta_i - (S_i x_{P_i} - S_{i-1} x_{P_{i-1}}) \frac{\theta_i}{X_1}, \quad (2.13)$$

$$Y_1(\alpha) = \frac{X_1}{\pi} \sum_{i=1}^{R-1} (S_i - S_{i-1}) (\theta_i + \cos \theta_i \sin \theta_i) - \frac{2}{X_1} (S_i x_{P_i} - S_{i-1} x_{P_{i-1}}) \sin \theta_i. \quad (2.14)$$

### 2.3.1 Vlastnosti aproximace po částech lineární funkcí

Z rovnice (2.12) je vidět, že spektrum výstupního signálu nelineárního systému aproximovaného po částech lineární funkcí není shora omezeno, pokud  $R > 1$ . Rovnice (2.12) je součtem goniometrických funkcí a pro konečný počet mezních úhlů  $\theta_i$  lze nalézt společnou periodu  $\xi$  opakování amplitud spektrálních složek. Jejich amplituda ale klesá velmi pozvolna, některé členy rovnice (2.12) lineární a některé kvadraticky s pořadím harmonické složky  $k$ .

Z rovnice (2.12) také vyplývá, že v obecném případě jsou amplitudy harmonických složek lineárně závislé na rozdílu strmostí  $S_i - S_{i-1}$  sousedních přímkových úseků funkce, resp. na rozdílu  $S_i x_{P_i} - S_{i-1} x_{P_{i-1}}$ . Čím tedy budou hodnoty limit zleva a zprava v bodech nespojitosti (zlomu) charakteristiky  $x_i$  větší, tím větší bude amplituda vyšších harmonických složek.

Pomocí rovnice (2.12) lze také dokázat vlastnost liché a sudé nelineární funkce  $\Psi(\alpha)$ . Pokud platí  $\Psi(\alpha) = -\Psi(-\alpha)$ , budou při buzení harmonickým signálem ve spektru obsaženy pouze liché harmonické složky. Pokud platí  $\Psi(\alpha) = \Psi(-\alpha)$ , budou při buzení harmonickým signálem ve spektru obsaženy pouze sudé harmonické složky.

### 2.3.2 Závislost velikosti spektrálních složek na parametrech aproximace

Aproximace nelineární funkce pomocí po částech lineární funkce s  $R$  úseky má obecně  $3R-1$  parametrů. V případě spojitě funkce, kdy jsou parametry  $S_i$  a  $x_{P_i}$  na sobě lineárně závislé, se počet nezávislých parametrů sníží až na  $2R-2$ . Řešení goniometrických rovnic (2.12) pro obecný nelineární systém s funkcí aproximovanou po částech lineární funkcí je velmi náročné, v praxi se ale setkáme

většinou s jednoduchými nelineárními systémy, jejichž funkce je aproximována po částech lineární funkcí se dvěma nebo třemi úseky.

### *Jednocestné usměrnění*

Přímé odvození rovnic pro amplitudy harmonických složek jednocestných analogových usměrňovačů pomocí určitého integrálu (2.11) lze nalézt v řadě knih a skript zabývajících se teorií nelineárních systémů se spojitým časem, např. v [5]. Pro parametry jednocestného usměrňovače platí

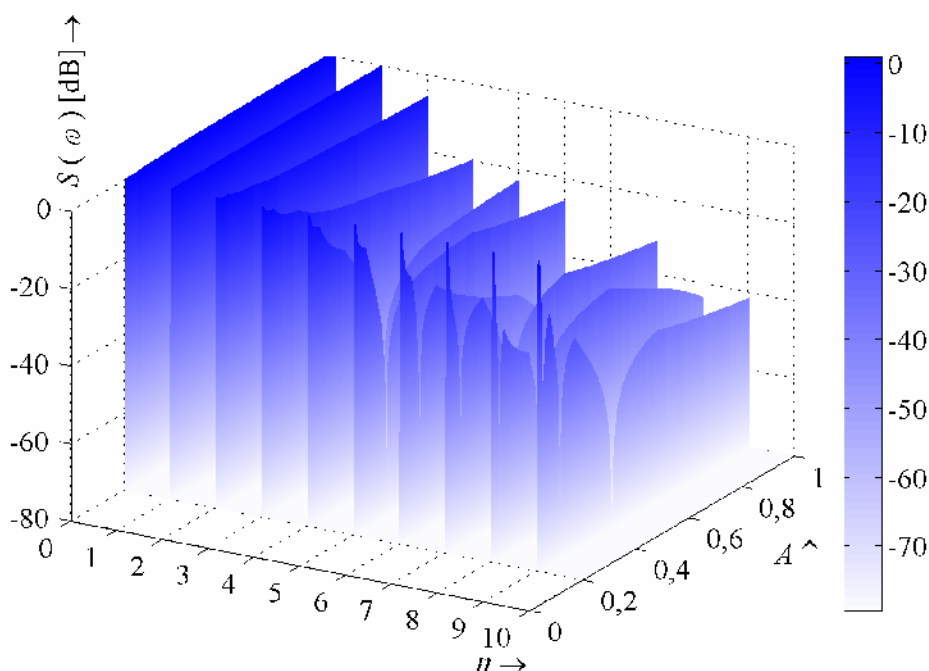
$$R = 2, S_0 = 0, S_1 = S, \Theta_1 = \Theta, x_{p0} = 0, x_{p1} = x_1 = X_1 \cos \Theta, \quad (2.15)$$

kde úhel  $\Theta$  je označen jako *poloviční úhel otevření*. Dosazením těchto parametrů do rovnic (2.12) až (2.14) získáme stejné vztahy pro výpočet amplitud harmonických složek výstupního signálu jednocestného usměrňovače při buzení harmonickým signálem, jako jsou publikovány např. v [4]

$$Y_k(\alpha) = \frac{2SX_1}{\pi k(k^2 - 1)} (\sin k\Theta \cos \Theta - k \sin \Theta \cos k\Theta), \quad (2.16)$$

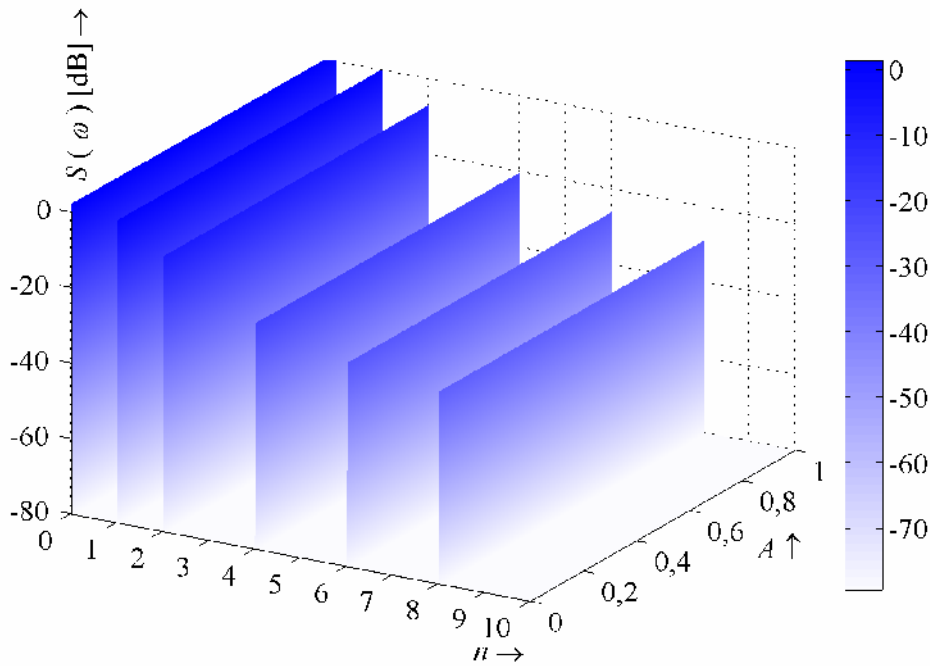
$$\frac{Y_0(\alpha)}{2} = \frac{SX_1}{\pi} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta), \quad (2.17)$$

$$Y_1(\alpha) = \frac{SX_1}{\pi} (\Theta - \sin \Theta \cos \Theta). \quad (2.18)$$



Obr. 2.4. Amplitudově-kmitočtová analýza výstupního signálu jednocestného usměrňovače při  $\cos \Theta = 0,2$





Obr. 2.5. Amplitudově-kmitočtová analýza výstupního signálu jednocestného usměřovače  $\cos \Theta = 0$

#### *Modifikace jednocestného usměrnění*

Pokud nebude splněna podmínka parametru  $x_{P1}$  jednocestného usměřovače z (2.15)  $x_{P1} = x_1$ , nebude funkce  $\Psi(\cdot)$  jednocestného usměřovače spojitá. Definujeme-li  $x_{P1} = x_1 - \delta$ , bude platit

$$\frac{x_{P1}}{X_1} = \frac{x_1 - \delta}{X_1} = \cos \Theta - \frac{\delta}{X_1} = \cos \Theta - \cos \beta. \quad (2.19)$$

Označíme-li  $Y'_k(\alpha)$  aproximace amplitud vyšších harmonických složek modifikovaného jednocestného usměrnění, dostaneme po dosazení parametrů aproximace (2.15) a (2.19) do rovnic (2.12) až (2.14) a porovnáním s rovnicemi (2.16) až (2.18) vztahy

$$Y'_k(\alpha) = Y_k(\alpha) + \frac{2S\delta}{k\pi} \sin k\Theta \quad \text{pro } k = 1, 2, \dots \quad (2.20)$$

$$\frac{Y'_0(\alpha)}{2} = \frac{Y_0(\alpha)}{2} + \frac{S\delta}{\pi} \Theta. \quad (2.21)$$

#### *Tvrde a měkké prahování signálu*

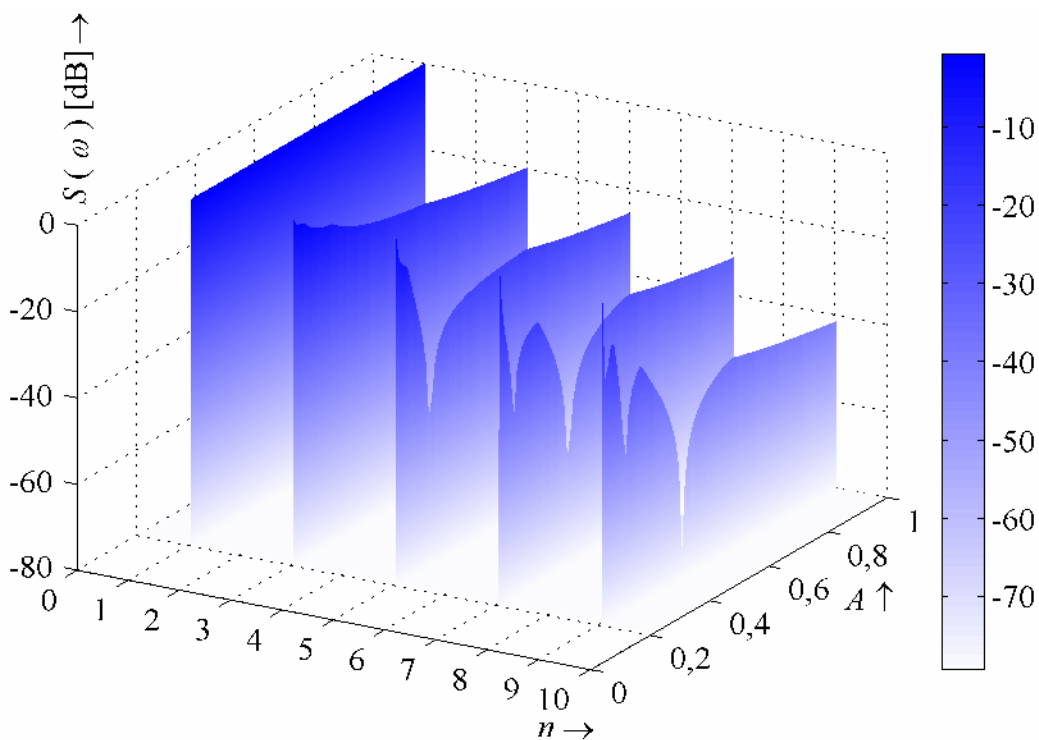
Pro tzv. *měkké prahování* signálu platí  $y[n] = 0$  pro  $|x[n]| \leq x_T$  a  $y[n] = S(x[n] - x_T)$  pro  $|x[n]| > x_T$  a pro tzv. *tvrdé prahování* signálu  $y[n] = 0$  pro  $|x[n]| \leq x_T$  a  $y[n] = Sx[n]$  pro  $|x[n]| > x_T$ , kde  $x_T$  je úroveň prahování signálu. Pro parametry funkce  $\Psi(\cdot)$  realizující prahování signálu bude platit

$$R=3, S_0=S_2=S, S_1=0, \cos \Theta_1 = -\frac{x_T}{X_1}, \cos \Theta_2 = \frac{x_T}{X_1}, \quad (2.22)$$

$$\Theta_1 = \pi - \Theta_2, x_{p1}=0, x_1 = -x_2 = x_T.$$

Rozdílem mezi funkcemi  $\Psi()$  realizujícími tvrdé a měkké prahování je v parametrech  $x_P$ , kdy pro měkké prahování platí  $x_{p0} = -x_{p2} = x_T$  a pro tvrdé prahování platí  $x_{p0} = x_{p2} = 0$ .

V případě obou typů prahování se jedná o liché funkce. Funkci nelineárního systému, který provádí měkké prahování signálu, lze vytvořit z funkce jednocestného usměrňovače její modifikací tak, aby platilo  $\Psi(x) = -\Psi(-x)$ , a funkci nelineárního systému, který provádí tvrdé prahování signálu, lze vytvořit z funkce modifikovaného jednocestného usměrňovače. Amplitudy sudých harmonických složek výstupního signálu budou nulové a amplitudy lichých harmonických složek dvojnásobné než amplitudy odpovídajících harmonických složek výstupního signálu jednocestného resp. modifikovaného jednocestného usměrňovače.



Obr. 2.6. Amplitudově-kmitočtová analýza měkkého prahování signálu při  $\cos \Theta = 0,2$ .

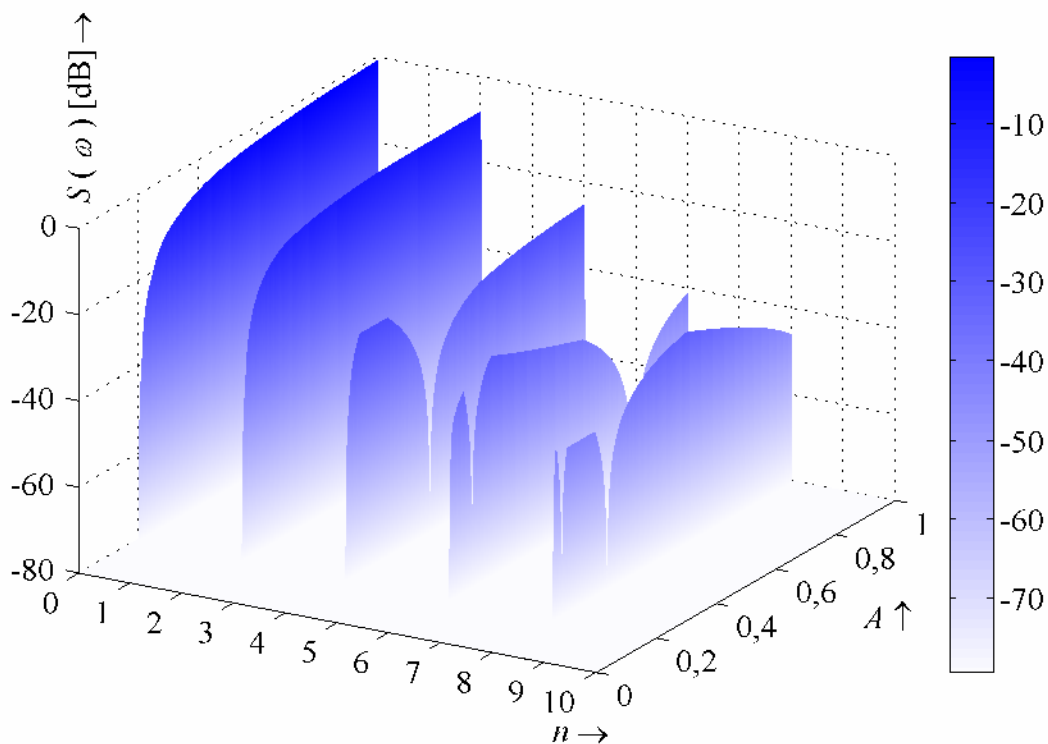
### *Dvoucestné usměrnění signálu*

Pro dvoucestné usměrnění signálu platí  $y[n] = -S(x[n] - x_T)$  pro  $x[n] \leq -x_T$ ,  $y[n] = 0$  pro  $-x_T < x[n] \leq x_T$  a  $y[n] = S(x[n] - x_T)$  pro  $x[n] > x_T$ . Pro parametry funkce  $\Psi()$  realizující dvoucestné usměrnění signálu bude platit

$$R = 3, S_0 = -S, S_1 = 0, S_2 = S, x_{p1} = 0, x_{p0} = -x_{p2} = x_T,$$

$$\cos \Theta_1 = -\frac{x_T}{X_1} = \frac{x_{p0}}{X_1}, \cos \Theta_2 = \frac{x_T}{X_1} = \frac{x_{p2}}{X_1}, \Theta_1 = \pi - \Theta_2. \quad (2.23)$$

Jedná o sudou funkci, kterou lze vytvořit z funkce jednocestného usměrňovače její modifikací tak, aby platilo  $\Psi(x) = \Psi(-x)$ . Amplitudy lichých harmonických složek výstupního signálu budou nulové a amplitudy sudých harmonických složek dvojnásobné než amplitudy odpovídajících harmonických složek výstupního signálu jednocestného usměrňovače.



Obr. 2.7. Amplitudově-kmitočtová analýza dvoucestně usměrněného signálu při  $\cos \Theta = 0,2$ .

### Omezení signálu

Dalším běžným typem nelineárních systémů, jejichž funkce je aproximována po částech lineární funkcí, jsou omezovače signálu, pro které platí  $y[n] = Sx_{T1}$  pro  $x[n] \leq x_{T1}$ ,  $y[n] = Sx[n]$  pro  $x_{T1} < x[n] \leq x_{T2}$ ,  $y[n] = Sx_{T2}$  pro  $x[n] > x_{T2}$ , kde  $x_{T1} < x_{T2}$ . Pro parametry funkce realizující omezení signálu bude platit

$$R = 3, S_0 = S_2 = 0, S_1 = S, x_{p0} = -\infty, x_{p1} = 0, x_{p2} = \infty,$$

$$\cos \Theta_1 = \frac{x_{T1}}{X_1}, \cos \Theta_2 = \frac{x_{T2}}{X_1}. \quad (2.24)$$

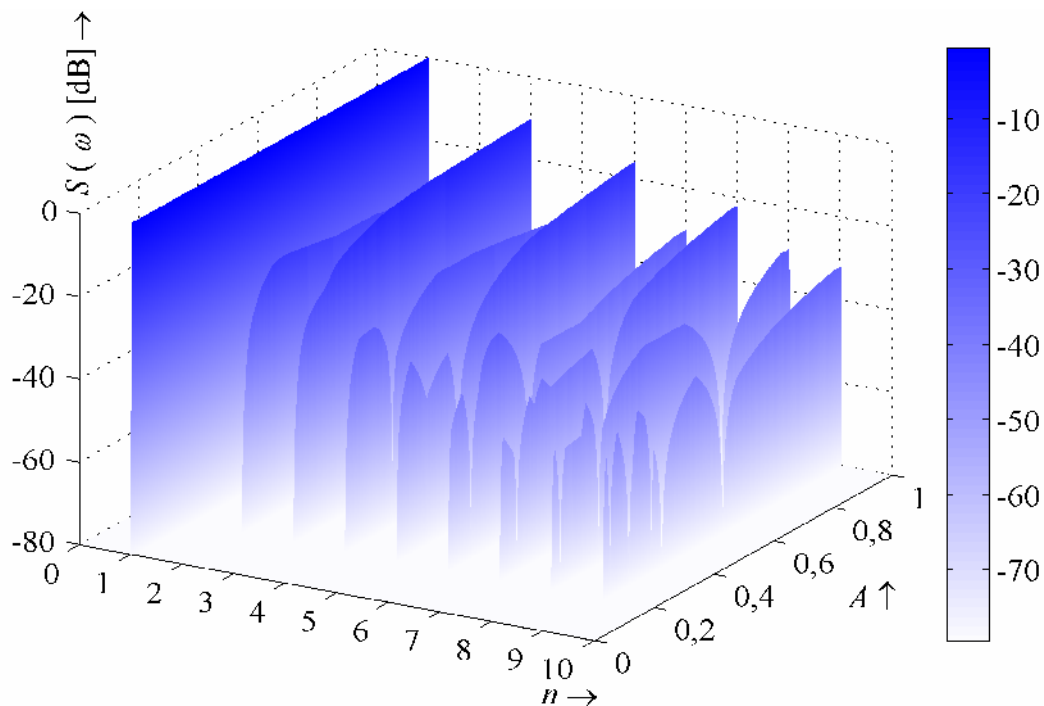
Úhly  $\Theta_1$  a  $\Theta_2$ ; nazveme ve shodě se zavedenou terminologií usměrňovačů signálu jako *poloviční úhly omezení* signálu. Řešením rovnice (2.11) získáme vztahy pro aproximace amplitud harmonických složek výstupního signálu nelineárního systému provádějícího nesymetrické omezení signálu

$$Y_k(\alpha) = \frac{2S_1X_1}{\pi(k^2-1)} \left[ (k \sin k\Theta_2 \cos\Theta_2 - \sin\Theta_2 \cos k\Theta_2 - k \sin k\Theta_1 \cos\Theta_1 + \sin\Theta_1 \cos k\Theta_1) + (k^2-1)((\pi-\Theta_1)\cos\Theta_1 + \Theta_2 \cos\Theta_2) \right] \quad (2.25)$$

$$Y_1(\alpha) = \frac{S_1X_1}{\pi} [(2\pi - 2\Theta_1 + \sin\Theta_1)\cos\Theta_1 + (2\Theta_2 - \sin\Theta_2)\cos\Theta_2 + \Theta_1 - \Theta_2] \quad (2.26)$$

$$\frac{Y_0(\alpha)}{2} = \frac{S_1X_1}{\pi} [(\Theta_1 - \pi)\cos\Theta_1 - \Theta_2 \cos\Theta_2 + (\sin\Theta_2 - \sin\Theta_1)]. \quad (2.27)$$

I v případě nelineárního systému provádějícího omezení signálu, lze dokázat vlastnosti liché a sudé funkce  $\Psi()$  takového systému.



Obr. 2.8. Amplitudově-kmitočtová analýza výstupního signálu nesymetrického omezovače signálu při  $\cos\Theta_1 = -0,3$  a  $\cos\Theta_2 = 0,2$ .

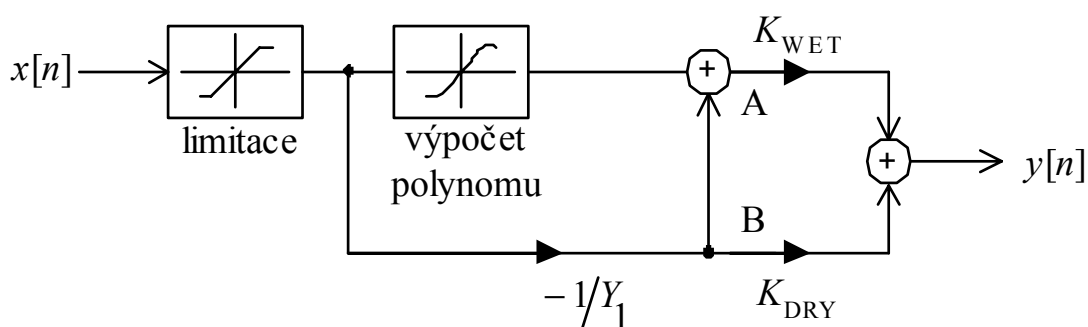
### 3 NOVÉ ALGORITMY ZVUKOVÝCH EFEKTŮ

V této kapitole budou uvedeny modely zvukových efektů simulujících elektronkové zesilovače, zvukových efektů typu Exciter, kytarových zvukových efektů a modifikovaných zvukových efektů pro úpravu dynamiky a kmitočtového

spektra zvukového signálu. Některé z těchto zvukových efektů byly ve spolupráci s firmou DISK Multimedia, s.r.o. realizovány jako softwarové produkty.

### 3.1 ALGORITMY VYUŽÍVAJÍCÍ APROXIMACI POLYNOMEM

Blokové schéma na obr. 3.1 ukazuje model algoritmu s možností změny tzv. *saturace* výstupního signálu, tj. změny poměru velikostí vyšších harmonických složek vůči amplitudě první harmonické složky, který lze využít pro simulaci elektronkového zesilovače, exciteru a aditivního syntezátoru. Systém zachovává amplitudovou obálku signálu, tj. špičková úroveň výstupního signálu je shodná s amplitudou vstupního signálu, což je důležité zejména pro plné využití rozsahu hodnot při zpracování zvukových signálů v signálových procesorech s pevnou řádovou čárkou.



Obr. 3.1. Model algoritmu simulace elektronkového zesilovače se změnou saturace.

Po průchodu signálu nelineárním systémem je od výstupního signálu odečten signál vstupní, takže jsou získány pouze vyšší harmonické složky. Amplitudu první harmonické složky  $Y_1$  po průchodu nelineárním systémem s převodní charakteristikou aproximovanou polynomem lze určit pomocí rovnice (2.4). V bodě A na obr. 3.1 bude signál vyšších harmonických  $y_A[n]$ , jehož maximální hodnota  $y_{Am}$  bude při  $2\pi n/N + \varphi_1 = 0$

$$y_{Am} = \sum_{i=2}^R a_i X_1^i \cos^i(0), \quad (3.1)$$

kde  $X_1$  je maximální amplituda vstupního signálu,  $R$  řád polynomu a  $a_i$  koeficienty polynomu. Pro okamžitou hodnotu výstupního signálu  $y[n]$  podle obr. 3.1 platí

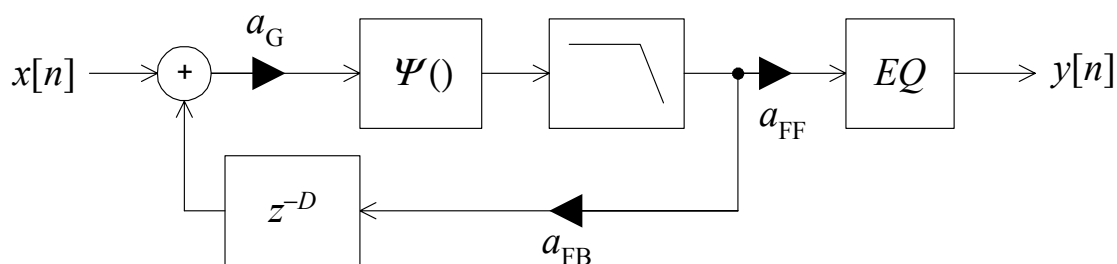
$$y[n] = K_{WET} y_A[n] + K_{DRY} y_B[n], \quad (3.2)$$

kde  $y_B[n] = x[n]/Y_1$  je okamžitá hodnota signálu v bodě B na obr. 3.1.

### 3.2 KYTAROVÉ ZKRESLOVAČE

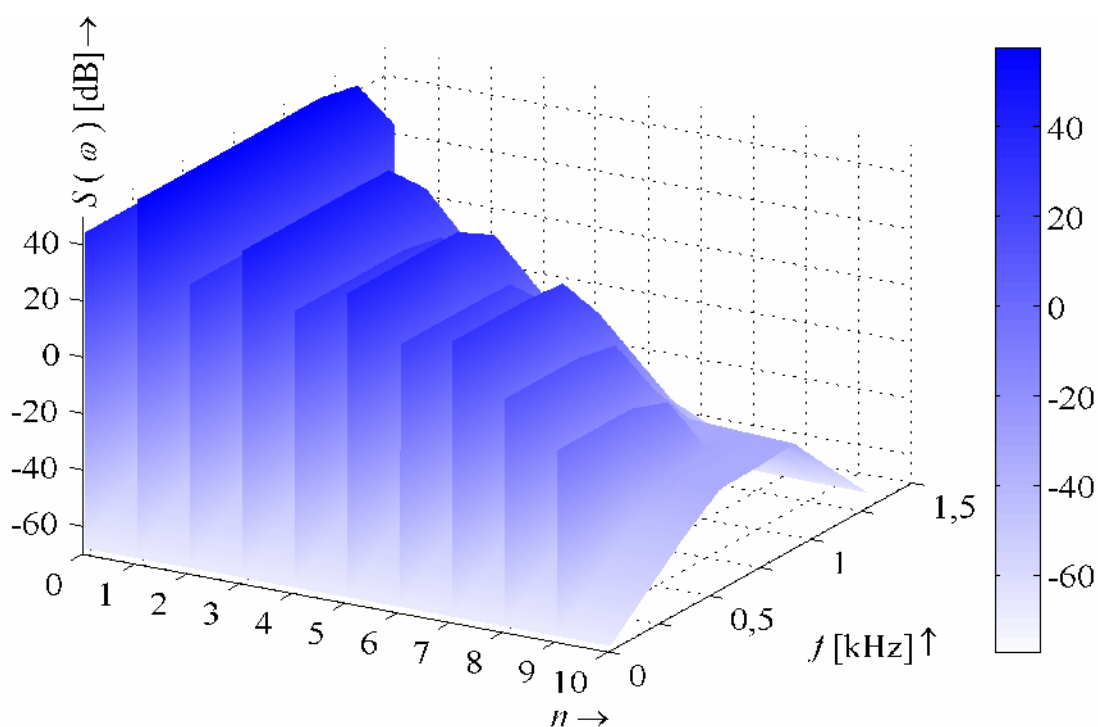
Kytarové zvukové efekty typu Distortion se vyznačují velmi drsným a ostrým zvukem [9]. Proto byl pro realizaci efektu Distortion zvolen model algoritmu na obr. 3.2, který nepoužívá převzorkování signálu a výstupní signál systému obsahuje

nejen vyšší harmonické a kombinační složky, ale také neharmonické složky vzniklé v důsledku aliasingového zkreslení. Spektrum výstupního signálu nelineárního systému je pouze omezeno filtrem typu dolní propust.



Obr. 3.2. Model algoritmu zvukového efektu Distortion

Z modelu na obr. 3.2 vyplývá, že pokud je řád dolní propusti  $R < D$ , kde  $D$  je počet vzorků zpoždovací linky, tak se pro vstupní signály lineární části funkce  $\Psi()$  část systému vymezená zpětnou vazbou chová při  $-1 < a_{FB}/a_G < 0$  resp.  $0 < a_{FB}/a_G < 1$  jako lineární kmitočtový filtr typu pásmová propust resp. zádrž s nekonečnou impulsní odezvou řádu  $D$ . Pokud je naopak je řád dolní propusti  $R > D$ , převládá charakter horní, resp. dolní propusti. Toto chování je na obr. 3.3 dokázáno simulací i pro vstupní signály zasahující do nelineárních částí funkce  $\Psi()$ .



Obr. 3.3. Závislost změny spektra signálu v setrvačném symetrickém omezovači podle obr. 3.2 na výšce vstupního harmonického signálu.

Koeficient  $a_G$  určuje velikost zesílení vstupního signálu modelu a signálu zpětné vazby. Tím mění amplitudu vstupního signálu nelineárního systému a tím

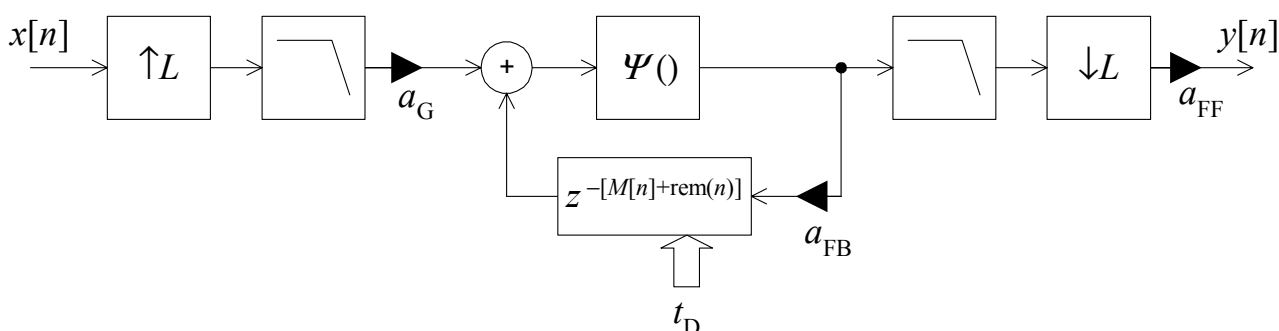
i parametry nelineárního systému. Pro zvukový efekt Distortion byl zvolen nelineární systém s funkcí  $\Psi()$  realizující nesymetrické omezení signálu.

Blok ekvalizéru *EQ* představuje lineární systém simulující spektrální vlastnosti reproduktoru a reproduktorové skříně. Máme-li k dispozici průběh kmitočtové charakteristiky reálného reproduktorového systému, můžeme tento systém realizovat pomocí metody vzorkování kmitočtové charakteristiky filtrem typu FIR vysokého řádu [10]. Výhodou filtru typu FIR je větší přiblížení skutečnému průběhu kmitočtové charakteristiky a možnost realizace filtru s lineární fází, nevýhodou je vyšší počet prováděných matematických operací a pomalý náběh filtru [10]. Jinou možností je využití kaskády filtrů typu IIR. Jejich výhodou je rychlý náběh a menší počet matematických operací, nevýhodou je v některých případech menší přiblížení skutečnému průběhu kmitočtové charakteristiky. V případě efektu Distortion bylo použito kaskády tří až šesti filtrů typu shelving a peaking [11].

Zvukové efekty typu Overdrive se nepoužívají jen pro zpracování zvukových signálů kytar, ale také elektronických hudebních nástrojů a někdy i zpěvu. Vyznačují méně drsným a ostrým zvukem než zvukové efekty typu Distortion [9]. Proto je nutné při číslicovém zpracování zvukových signálů efektem typu Overdrive použít převzorkování signálů, aby bylo zamezeno vzniku neharmonických spektrálních složek vlivem aliasingového zkreslení. Pro realizaci efektu Overdrive byl zvolen model algoritmu na obr. 3.4. Část modelu vymezená zpětnou vazbou má pro vstupní signály zasahující pouze do lineární části funkce  $\Psi()$  přenosovou funkci

$$H(z) = \frac{1}{a_G} (1 - a_{FB} z^{-D}), \quad (3.3)$$

kde  $D = M[n] + \text{rem}(n)$ . Jedná se tedy o hřebenový filtr s nekonečnou impulsní charakteristikou s minimy resp. maximy modulové kmitočtové charakteristiky v bodech  $f_{VZ}/D$ , kde  $f_{VZ}$  je kmitočet vzorkovacího signálu. Díky použití zpožďovací linky s proměnným zpožděním lze pomocí parametru  $t_D$  plynule měnit jejich polohu.

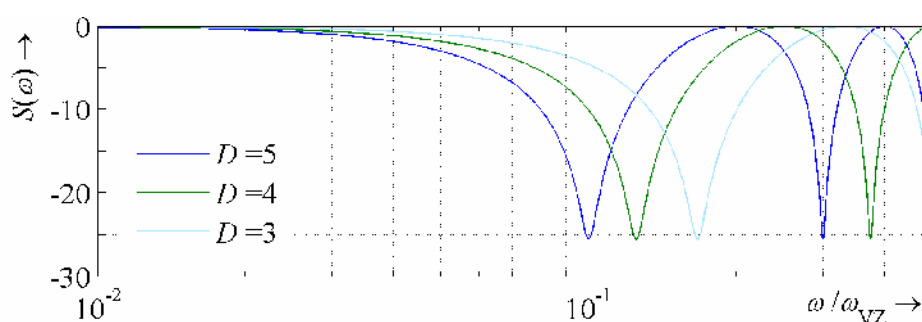


Obr. 3.4. Model algoritmu zvukového efektu Overdrive.

Je vhodné zvolit koeficient  $a_{FB} > 0$ , potom má modulová kmitočtová charakteristika maximum v nule. Díky tomu bude filtr jen minimálně ovlivňovat spektrální složky výstupního signálu v intervalové oblasti. Z obr. 3.5 je také vidět,

že pro  $D = 3, 4, 5, \dots$  vytvoří hřebenový filtr za intervalovou oblastí  $(D-1)/2$  formantových oblastí, jejichž poloha je nezávislá na kmitočtu vstupního signálu. Spektrum výstupního signálu systému z obr. 3.4 tedy splňuje Helmholtzovu absolutní teorii barvy zvuku [1]. Vzhledem k tomu, že formantové oblasti mají jasná maxima a vzdálenost (rozdíl kmitočtů) těchto maxim konstantní, splňuje také Schumannovy zákony formantových oblastí a formantových intervalů [1].

Koeficient  $a_G$  určuje nejenom celkové zesílení hřebenového filtru podle (3.3), i ale velikost vstupního signálu nelineárního bloku. Tím opět mění parametry nelineárního systému. Pro zvukový efekt Overdrive byl zvolen nelineární systém s funkcí  $\Psi(\cdot)$  aproximovanou v blízkém okolí pracovního bodu polynomem přecházejícím při vyšších amplitudách vstupního signálu do nesymetrické limitace.



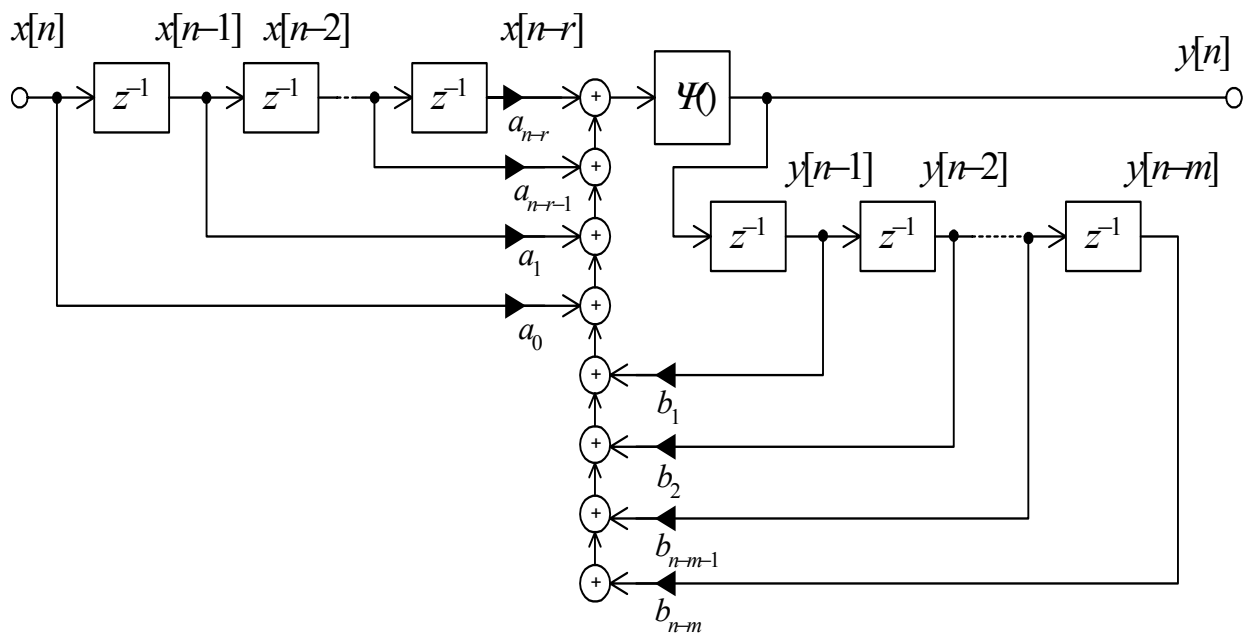
Obr. 3.5. Modulová kmitočtová charakteristika hřebenového filtru pro  $a_{FB} > 0$ .

### 3.3 NELINEÁRNÍ FILTRACE ZVUKOVÉHO SIGNÁLU

Analýza nekanonické struktura obecného nelineárního systému je náročná a stěží lze stanovit požadavky na funkci  $\Psi(\cdot)$  systému, aby splňovala podmínky subjektivní reflexe barvy zvuku ze spektrálních změn zvukového signálu v systému. Vhodnější je tedy využít skalárních nelineárních systémů. Nejprve je ale nutné skalární operátor vektorového argumentu převést na skalární operátor skalárního argumentu a vytvořit homomorfický systém [12], jehož výstupním operátorem bude funkce některého skalárního nelineárního systému a vstupním operátorem bude obecně nelineární funkce realizující převod vektoru vstupních hodnot na skalární výstup. Vstupní operátor je nutné volit tak, aby analýzu systému zjednodušoval a ne naopak. Z tohoto hlediska je nejvhodnější volit skalární součet vektoru vstupních hodnot, tj. lineární vstupní operátor.

Z nekanonické struktury obecného nelineárního systému lze odvodit jednu z možností realizace takového systému na obr. 3.6. Nelinearity systému jsou soustředěny do jediného prvku a lze je tedy převést na homomorfický systém. Vstupní operátor je lineární, proto lze vstupní část systému (součet signálů  $x[n]$  až  $x[n-r]$ ) řešit samostatně pomocí metod řešení lineárních systémů. Pokud je možné nalézt inverzní operátor pro výstupní operátor, např. při aproximaci exponenciální funkcí, lze analyticky řešit i výstupní část systému.



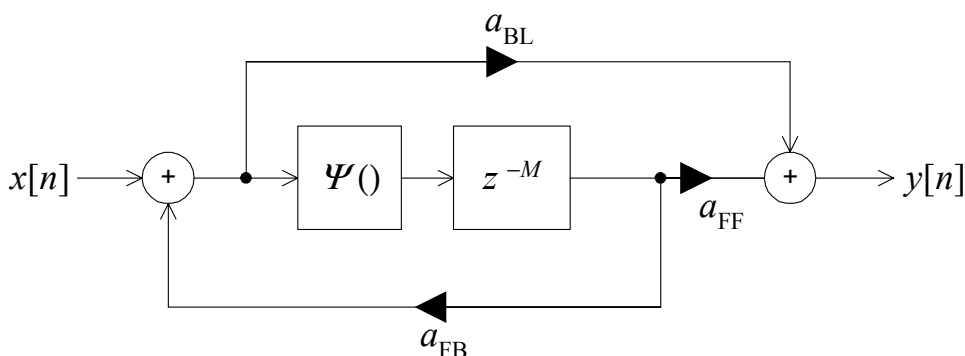


Obr. 3.6. Příklad realizace skalárního setrvačného nelineárního systému.

Jinou možností je využití skalárního násobení místo sčítání. Potom lze opět takový nelineární systém převést na homomorfní a jako vstupní operátor použít exponenciální funkci a jako výstupní operátor přirozený logaritmus [12].

### 3.4 ZVUKOVÉ EFEKTY VYUŽÍVAJÍCÍ ZPOŽĎOVACÍ LINKU

Základem zvukových efektů využívajících zpožďovací linku s pevným a proměnným zpožděním je univerzální hřebenový filtr. Zjednodušená verze tohoto filtru byla využita již v modelu algoritmu zvukového efektu Overdrive. Model univerzálního nelineárního hřebenového filtru je uveden na obr. 3.7.



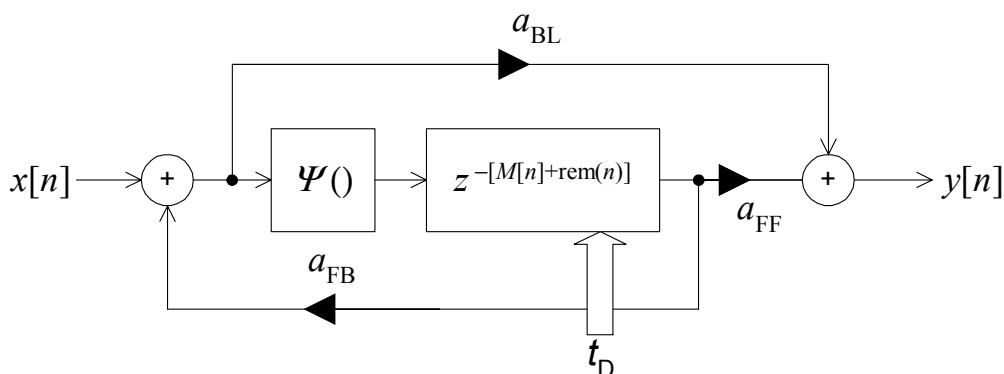
Obr. 3.7. Model univerzálního nelineárního hřebenového filtru

Pro vstupní signály nelineárního subsystému, které budou zasahovat pouze do lineární části jeho funkce se strmostí  $S$ , bude přenosová funkce celého systému

$$H(z) = \frac{a_{BL} + Sa_{FF} z^{-M}}{1 - Sa_{FB} z^{-M}}. \quad (3.4)$$

Podobně lze modifikovat strukturu fázovacího článku, který je společně s hřebenovým filtrem základním prvkem prostorových zvukových efektů [13]. Vzájemným poměrem koeficientů přenosové funkce hřebenového filtru (3.4) lze také docílit jiného než konstantního charakteru maxim modulové kmitočtové charakteristiky hřebenového filtru, a tím docílit změny energie jednotlivých formantů a tím i změny barvy zvuku.

Na obr. 3.8 je uveden model nelineárního systému se zpožďovací linkou s proměnným zpožděním. Oproti modelu univerzálního nelineárního hřebenového filtru se liší pouze plynulým řízením zpoždění zpožďovací linky. Jaký vliv bude mít řízení zpoždění linky periodickým a nestacionárním signálem na barvu zvuku vyvolanou změnou spektra v tomto nelineárním systému bude zřejmě možné stanovit jen psychoakustickými experimenty. Plynulé řízení zpoždění lze ale využít k mírné změně polohy formantů podle dynamiky vstupního signálu. Tím by bylo možné docílit jevu popisovanému Schumannovým zákonem akustického posuvu [1].



Obr. 3.8. Model nelineárního systému s proměnným zpožděním.

### 3.5 ZMĚNA DYNAMIKY A MODULACE ZVUKOVÉHO SIGNÁLU

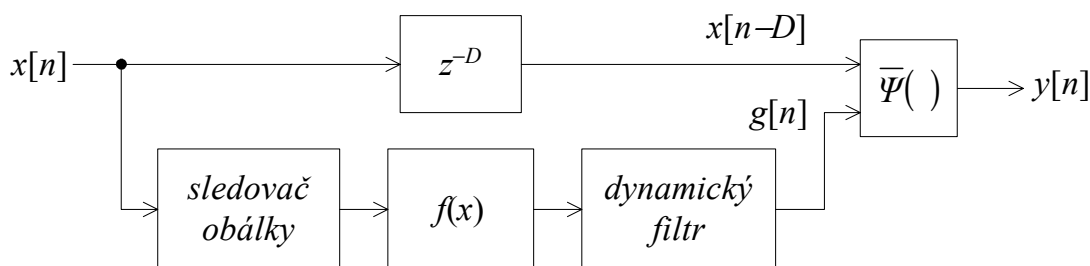
Zvukové efekty provádějící změnu dynamiky zvukového signálu jsou po tvarovačích zvukového signálu druhou skupinou algoritmů přímo využívajících vlastností systémů s nelineární převodní charakteristikou. Jejich nelinearita ale není dána nelinearitou jejich převodní charakteristiky, ale dynamickým řízením zesílení řízeného zesilovače. Řídicí signál je získán pomocí průměrování signálu s časovou konstantou minimálně o jeden řád vyšší, než je největší perioda signálu zpracovávaného systémem [2]. Jedná se tedy o systém parametrický [5]. Funkce nelineárního, přesněji řečeno parametrického, řízeného zesilovače pro zvukové efekty měnící dynamiku signálu podle obr. 3.9 je definována

$$y[n] = \bar{\Psi}(x[n - D], g[n]). \quad (3.5)$$

Ze skalárního nelineárního systému lze vytvořit vektorový parametrický systém tím, že některé nebo všechny jeho parametry budou přímo nebo nepřímo ovlivňovány vstupními signály. Pokud počet parametrů, které chceme řídit vstupními signály, neodpovídá počtu vstupních signálů, je nutné definovat kombinační funkci

$$\mathbf{v}[n] = \bar{f}(\mathbf{x}[n]), \quad (3.6)$$

kde  $\mathbf{v}[n]$  je vektor výstupních řídicích signálů a  $\mathbf{x}[n]$  je vektor vstupních signálů.



Obr. 3.9. Model nelineárního systému měnícího dynamiku signálu.

V případě parametrického řízeného zesilovače se dvěma vstupy bude pro kombinační funkci platit

$$\{v_1[n], \dots, v_R[n]\} = \bar{f}(g[n]), \quad (3.7)$$

kde  $R$  je počet parametrů funkce  $\bar{\Psi}(\cdot)$ , které chceme řídicím signálem ovlivňovat. Dalším způsobem, jak ze skalární nelineární funkce vytvořit vektorovou nelineární funkci se dvěma vstupy je doplněním bloku, který bude měnit velikost vstupního signálu nebo polohu pracovního bodu.

## 4 ZÁVĚR

V práci byla provedena analýza vlastností nelineárních systémů číslicového zpracování signálů a navrženy možnosti využití těchto systémů v algoritmech stávajících zvukových efektů pro modifikace časově proměnného spektra zvukového signálu splňující kritéria vjemu konsonance či vyhovující poznatkům teorie zvukové kvality a akustiky přirozených zdrojů zvukových signálů. Byly zdůvodněny výhody analytického řešení nelineárních obvodů pomocí aproximací z hlediska zpracování signálů v reálném čase. Přínos práce je ve stanovení všech výchozích bodů syntézy algoritmů zvukových efektů využívajících nelineární systémů z hlediska subjektivní reflexe změny spektra, z hlediska jejich implementace v moderních systémech číslicového zpracování zvukových signálů v reálném čase a ve stanovení dalších směrů využití nelineárních systémů ve zvukových efektech.

## Seznam použité literatury

- [1] SYROVÝ, V. *Hudební akustika*, 1. vyd. Praha: Nakladatelství AMU, 2003. 427 s. ISBN 80-7331-901-2
- [2] ZÖLZER, U. *DAFX – Digital Audio Effects*, 1st ed. New York: John Wiley & Sons, Ltd, 2002, 533 p. ISBN 0-471-49078-4
- [3] BRIGGS, W., L., HENSON, V., E. *The DFT – An Owner’s Manual for the Discrete Fourier Transform*. Society for Industrial and Applied Mathematics, 1995. 434 s. ISBN 0-89871-342-0
- [4] MIKULA, J., KRTIČKA, A., SMÉKAL, Z., ŠTEFL, J. *Teorie obvodů - Nelineární a parametrické obvody, číslicové zpracování signálů*. Skripta Vojenské akademie Antonína Zápotockého, 1989.
- [5] KOUŘIL, F., VRBA, K. *Teorie nelineárních a parametrických obvodů*. Praha: SNTL, 1981. 04-520-81
- [6] ZWICKER, E., FASTL, H. *Psychoacoustics*, 2nd ed. New York: Springer, 1999. 416 p. ISBN 3-540-65063-6
- [7] BRIGHAM, E., O. *The Fast Fourier Transform*. New Jersey: Prentice-Hall, Inc. 1984. 252 p.
- [8] RUSS, M. *Sound Synthesis and Sampling*. Focal Press, 2000, 400 p. ISBN 0-240-51429-7.
- [9] JIRÁSEK, O. *Kytara a počítač*. Praha: Nakladatelství Computer Press, a.s., 2006. 296 s. ISBN 80-251084-3-0
- [10] VÍCH, R., SMÉKAL, Z. *Číslicové filtry*, 1. vydání. Praha: Academica, 2000, 218 s. ISBN 80-200-0761
- [11] ZÖLZER, U. *Digital Audio Signal Processing*, 1st ed. New York: McGraw-Hill, Inc., 1997, 290 p. ISBN 0-47-197226-6
- [12] JAN, J. *Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů*, 2. vyd. Brno: Nakladatelství VUTIUM, 2002. 427 s.. ISBN 80-214-1558-4
- [13] SCHROEDER, M., R. Natural-Sounding Artificial Reverberation. *Journal of the Audio Engineering Society*, vol. 10, pp. 219–233, 1962. ISSN 0004-7554.
- [14] MERHAUT, J. a kol. *Průručka elektroakustiky*. Praha: SNTL, 1964. 608 s. 04–550–64.
- [15] KOUŘIL, F., VRBA, K. *Teorie obvodů III – Nelineární a parametrické obvody*. Skripta VUT v Brně, 1988.
- [16] ČAJKA, J., VALSA, J. TERO 9 – *Nelineární obvody a obvody s časově proměnnými parametry*. Skripta Vojenské akademie Antonína Zápotockého, 1966.

## Curriculum Vitae

Jméno: Jiří Schimmel

Narozen: 5. 8. 1976 v Brně

Kontakt: schimmel@feec.vutbr.cz

### Vzdělání

- 1990 – 1994 Střední průmyslová škola elektrotechnická v Brně, obor Elektrotechnická a sdělovací zařízení, ukončeno maturitní zkouškou 26. 5. 1994
- 1994 – 1999 Fakulta elektrotechniky a informatiky VUT v Brně, magisterské studium, presenční forma, obor Elektrotechnická a sdělovací technika, ukončeno státní závěrečnou zkouškou 29. 6. 1999
- 1999 – 2006 Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, postgraduální doktorské studium, presenční forma, obor Teleinformatika

### Praxe

- 1994 – 1997 asistent kamery a asistent zvuku (dohoda o pracovní činnosti), Česká televize, TS Brno, Běhounská 18, 658 88 Brno
- 1998 – 2003 asistent kamery a mikrofonista (dohoda o pracovní činnosti), Česká televize, TS Brno, Běhounská 18, 658 88 Brno

### Další aktivity

- od roku 1999 člen mezinárodní organizace Audio Engineering Society
- 2000 místopředseda české studentské sekce Audio Engineering Society
- 2001 – 2002 předseda české studentské sekce Audio Engineering Society
- 2001 navržen jako kandidát na zástupce studentské sekce Audio Engineering Society za Evropu
- 2000 – 2005 hlavní organizátor a editor sborníku konference „Audio Technologies and Processing“ pořádané českou sekcí mezinárodní organizace Audio Engineering Society

### Inženýrská díla

- 2001 *Stomp'n FX Volume 2* – Plug-in pack for real-time 'on stage' guitar effects simulation. Software s mezinárodními ohlasy.
- 2001 *TL Audio VLI+* – Real-time simulation of multichannel tube preamplifier. Software s mezinárodními ohlasy.
- 2001 *Bicycle Computer Application*. Demonstrační aplikace pro rodinu digitálních signálových procesorů Motorola DSP56F80x na zakázku aplikační laboratoře Motorola Rožnov pod Radhoštěm.

- 2002 *VL2 Multichannel Valve Interface* – Real-time simulation of multichannel tube preamplifier for TC Powercore multi-processor DSP system. Software s mezinárodními ohlasy.
- 2002 *Vývojové prostředí VST Plug-In*. Software pro výuku implementace algoritmů číslicového zpracování signálu v reálném čase na PC a odladění v systému digitálního zpracování hudebních signálů.
- 2002 *TC Powercore Simulator*. Software pro výuku návrhu algoritmů číslicového zpracování signálů pro multiprocesorové DSP systémy a jejich odladění.
- 2003 *Dynamic Effect Deskitem*. Softwarová grafická komponenta pro interaktivní řízení dynamických zvukových efektů pro systém C-Console na zakázku firmy C-Mexx Software.
- 2004 *DMP Protocol and Parser*. Návrh standardu komunikačního protokolu DMP pro dálkové řízení digitálních systémů zpracování zvuku v reálném čase a realizace multiplatformního syntaktického analyzátoru tohoto protokolu.
- 2005 *D-matrixx Mixing Engine*. Spolupráce na vývoji a realizaci digitálního autonomního systému D-matrixx pro zpracování a směrování 256 zvukových kanálů v reálném čase řízeném prostřednictvím lokálních počítačových sítí. <http://www.dsound1.com/dmatrixx/>

## Odborný životopis

Ing. Jiří Schimmel vystudoval Fakultu elektrotechniky a informatiky VUT v Brně. V roce 1999 obhájil diplomovou práci na téma „Počítačová simulace lineárních obvodů v časové oblasti pomocí semisymbolické metody“. V současné době dokončuje postgraduální studium na Ústavu telekomunikací Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, kde je také zaměstnán jako odborný asistent. Podííl se na výuce předmětů Signálové procesory, Analýza signálů a soustav, Elektroakustika a Studiová a hudební elektronika, kde působí také jako technik pro zabezpečení výuky a provozu laboratoře.

Ve své práci se věnuje návrhu a optimalizaci algoritmů digitálních zvukových efektů a jejich implementaci, zejména metodou plug-in modulů, na moderních typech signálových procesorů a na počítačích typu PC a Apple Macintosh. V současné době se zabývá návrhem algoritmů vícekanálových zvukových efektů a implementací digitálních zvukových efektů v multi-procesorových systémech. Výsledky své práce publikuje v odborných časopisech a na mezinárodních konferencích, je autorem více jak 60 publikací, věnovaných číslicovému zpracování zvukových signálů. V roce 2001 získal na 110. konferenci AES v Amsterdamu ocenění za nejlepší prezentovanou studentskou práci.

Je autorem několika inženýrských děl z oblasti software a hardware pro digitální zpracování zvukových signálů. Spolupracuje s firmou DSound při návrhu a implementaci digitálních zvukových efektů metodou plug-in modulů na počítačích

PC a Apple Macintosh a na signálových procesorech. Významnou měrou se také podílel na vývoji a realizaci systému nové koncepce pro zpracování zvukových signálů D-Matrixx. Dále spolupracuje s firmou Motorola při tvorbě aplikací pro nové řady signálových procesorů a s německou firmou C-Mexx Software a Salzbrenner Audio&Video Systeme při vývoji řídicích aplikací pro profesionální zvukové systémy. V současné době pracuje na počítačovém systému pro automatickou kontrolu a dohled nad zvukovým vysíláním pro německou firmu DFM.

## **Abstrakt**

Tato práce se zabývá novými metodami návrhu algoritmů číslicového zpracování zvukových signálů založených na poznatcích fyziologické a hudební akustiky a implementacemi těchto algoritmů moderními metodami číslicového zpracování signálů schopnými zpracovávat digitalizovaný zvukový signál v reálném čase na platformách osobních počítačů a v signálových procesorech. Hlavní pozornost je věnována využití prvků s nelineární převodní charakteristikou v digitálních zvukových efektech a optimalizaci algoritmů pro technologie zpracování zvukových signálů v reálném čase.

## **Abstract**

The thesis deal with new design methods of algorithms of digital audio signal processing based on psychoacoustics and musical acoustics investigations and implementation of these algorithms using modern methods of digital signal processing, which are able to process digital audio signal in real time on personal computer platforms as well as on signal processors. Main attention is paid to utilization of non-linear transfer characteristics elements in the digital audio effects and the algorithm optimisation for technologies of real-time audio signal processing.