

ČÍSLICOVÉ ZPRACOVÁNÍ ZVUKOVÝCH SIGNÁLŮ

František Kadlec

ČVUT, Fakulta elektrotechnická, katedra radioelektroniky, Praha

fkadlec@feld.cvut.cz

Pro stanovení základních vlastností elektroakustických soustav měřením lze použít jak analogové, tak i číslicově generované měřicí signály. Číslicové generování a zpracování zvukových signálů nám umožňuje detailní analýzu měřených soustav. Pomocí těchto signálů lze stanovit základní parametry měřených zařízení, jako jsou např. kmitočtové charakteristiky, fázové vlastnosti, odstup signálu od šumu apod. Pro posouzení dynamických vlastností elektroakustických soustav se používají další typy testovacích signálů s proměnným kmitočtem, nebo impulsní signály apod. Pro návrh měřicích signálů jsme použili programové prostředí Matlab, ver. 5.3. V našem příspěvku jsme se zaměřili na generování měřicích signálů s nízkou úrovní a na návrh signálů se stanoveným průběhem změny kmitočtu v závislosti na čase a s různou rychlostí přeladění.

1. Generování harmonických signálů nízké úrovně

Jako zdroj měřicích signálů pro jejich další reprodukci uvažujeme kompaktní disk. Z použití CD jako nosiče signálu nám vyplyne vzorkovací kmitočet $f_{vz} = 44,1 \text{ kHz}$ a i velikost kvantování signálů, které je v tomto případě 16-bitové. Pro stanovení základních podmínek návrhu měřicích signálů zbývá dodat, že uvažujeme rozsah hladin signálu $U_{\max} = 1 - q$, a $U_{\min} = -1$, kde $q = 2/2^{16}$ je kvantizační krok. Uvedený rozsah hladin signálu souvisí s použitím konverze navržených signálů na soubory typu *.wav. Maximální teoretická úroveň odstupu signálu od kvantizačního šumu je u 16-bitového kvantování $S/N \cong 96 \text{ dB}$.

Generování číslicových měřicích signálů s úrovní, kde hladina signálu je podstatně vyšší, než uvažovaný kvantizační krok, nepřináší v praxi závažnější problémy. Jiná situace nastane, jestliže se budeme zabývat návrhem speciálních signálů, jejichž maximální úroveň je blízká několika kvantizačním úrovním. Kvantováním původně harmonického signálu $x(t) = A \sin(\omega t)$, kde A je amplituda, obdržíme kvantovaný signál $\hat{x}(t)$ ve tvaru [1,2]

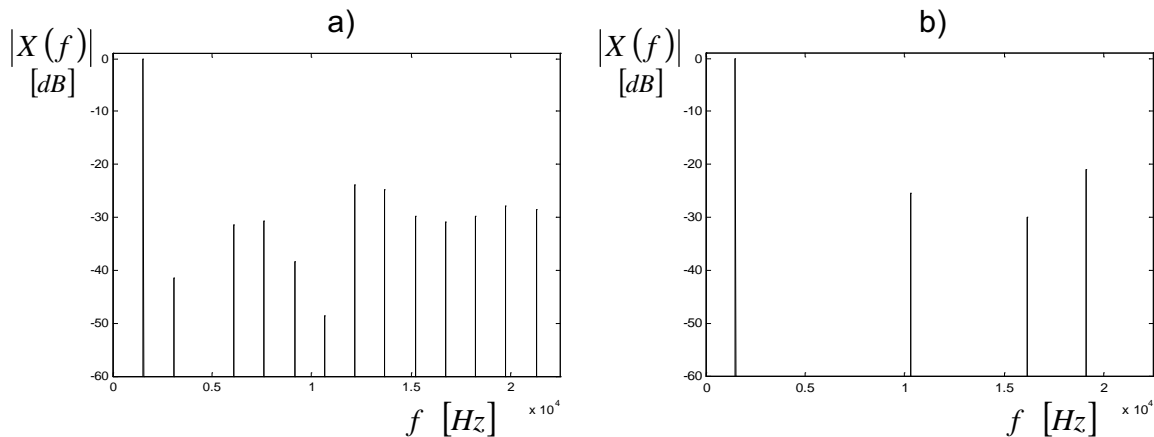
$$\hat{x}(t) = A \sin(\omega t) + 2q \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n\pi} \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1} \left(\frac{2n\pi A}{q} \right) \sin[(2m+1)\omega t], \quad (1)$$

kde $J_k(\dots)$ jsou Besselovy funkce prvního druhu a řádu k . Se snižující se úrovní signálu klesá vlivem kvantování signálu odstup původního harmonického signálu od nově vzniklých zkreslujících kmitočtových produktů. V krajním případě, kdy velikost signálu se teoreticky blíží kvantovací úrovni, obdržíme jako výsledek kvantování obdélníkový signál se spektrem daným Fourierovou řadou

$$\hat{x}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j \frac{2\pi n t}{T}}, \quad c_n = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{x}(t) e^{-j \frac{2\pi n t}{T}} dt, \quad (2,3)$$

kde T je perioda signálu. Kvantování signálu nízké úrovně se projeví se všemi negativními důsledky. Nově vzniklé harmonické složky signálu, které překračují polovinu vzorkovacího kmitočtu se nám objeví jako “zrcadlové“ kmitočty ve slyšitelné oblasti signálu. Tyto složky signálu nejsou celistvými násobky původního harmonického signálu a jsou tudíž nepříznivě

vnímány. Při návrhu měřicích signálů nemůžeme tyto složky vyloučit, ale vhodnou volbou harmonických kmitočtů můžeme omezit jejich vliv.



Obr. 1. Spektrum kvantovaného signálu nízké úrovně; a) kmitočet 1520,7 Hz, b) kmitočet 1470 Hz.

Na obr. 1 je znázorněna ukázka analýzy spektra dvou blízkých harmonických signálů o nízkých úrovních se zvolenou amplitudou $\pm 3q$. Z grafického vyjádření je zřejmý rozdíl ve výsledných kmitočtových spektrech.

2. Návrh přeladovaného signálu

V další části příspěvku se zaměříme na návrh měřicích signálů se stanoveným průběhem změny kmitočtu v závislosti na čase a s různou rychlostí přeladění, které se používají pro stanovení dynamických vlastností elektroakustických soustav. Změna kmitočtu v závislosti na čase může být lineární, nebo nelineární v závislosti na zvolené tvarovací funkci.

Měřicí signál $x(t)$, se bude skládat ze signálu o kmitočtu f_1 , který bude generován do časového okamžiku t_1 . Poté bude v čase $t_1 \leq t \leq t_2$ spojitě přeladěn z kmitočtu f_1 na kmitočet f_2 a zakončen signálem se stálým kmitočtem f_2 . Plynulou změnu kmitočtu $f_p(t)$ navrhne pomocí polynomu třetího stupně, u něhož je zaručena minimální křivost, ve tvaru

$$f_p(t) = a_0 + a_1(t - t_1) + a_2(t - t_1)^2 + a_3(t - t_1)^3, \quad t_1 \leq t \leq t_2. \quad (4)$$

Pro výsledný spojitý harmonický signál $x(t)$, který se bude skládat ze 3 kmitočtových částí, bude pro jednotlivá pásma platit

$$f(t) = f_1, \quad t < t_1, \quad (5)$$

$$f(t) = f_p(t - t_1) = a_0 + a_1(t - t_1) + a_2(t - t_1)^2 + a_3(t - t_1)^3, \quad t_1 \leq t \leq t_2, \quad (6)$$

$$f(t) = f_2, \quad t > t_2. \quad (7)$$

Pro plynulé přeladování signálu z kmitočtu f_1 na kmitočet f_2 stanovíme okrajové podmínky řešení. Spojitost okamžitých kmitočtů signálu $f(t)$ a $f_p(t)$ v časech t_1 a t_2 získáme, jestliže bude platit

$$f(t_1) = f_p(0) = f_1, \quad f(t_2) = f_p(t_2 - t_1) = f_2. \quad (8,9)$$

V časových okamžicích t_1 a t_2 se nalézají lokální extrémy funkce $f_p(t)$. Z tohoto důvodu pro první derivace funkce $f_p(t)$ platí

$$\left. \frac{df_p(t)}{dt} \right|_{t=t_1, t_2} = a_1 + 2a_2(t-t_1) + 3a_3(t-t_1)^2 = a_1 + 2a_2(t-t_2) + 3a_3(t-t_2)^2 = 0. \quad (10)$$

Podmínka (10) nám dále zajišťuje i spojitost prvních derivací funkcí $f(t)$ a $f_p(t)$ v bodech t_1 a t_2 . Kubický polynom (4) má jeden inflexní bod, který se v našem případě nachází v časovém okamžiku $t_i = (t_1 + t_2)/2$, z čehož vyplývá další podmínka

$$\left. \frac{d^2 f_p(t)}{dt^2} \right|_{t=t_i} = 2a_2 + 6a_3 \left(t - \frac{t_1 + t_2}{2} \right) = 0. \quad (11)$$

Pomocí okrajových podmínek (8) až (11) můžeme stanovit hledané koeficienty kubického polynomu. Průběh přeladění signálu pak můžeme napsat ve tvaru

$$f_p(t) = f_1 + 3 \frac{\Delta f}{\tau^2} (t-t_1)^2 - 2 \frac{\Delta f}{\tau^3} (t-t_1)^3, \quad t_1 \leq t \leq t_2, \quad (12)$$

kde $\Delta f = f_2 - f_1$ je celková změna kmitočtu a $\tau = t_2 - t_1$ je doba přeladění.

3. Číslicové generování přeladovaného signálu

Měřicí signál $x(t)$ o kmitočtu $f(t)$ můžeme např. vyjádřit pomocí fázové modulace [3]

$$x(t) = A \sin[2\pi f t + \Theta(t)] = A \sin[\varphi(t)], \quad (13)$$

kde A je amplituda signálu, f je kmitočet nosného signálu, $\Theta(t)$ je okamžitá fázová odchylka a $\varphi(t)$ je fáze signálu. Fázi signálu můžeme pro přeladovaný signál odvodit ve tvaru

$$\varphi(t) = 2\pi \int_{t_1}^t f_p(t) dt = 2\pi f_1 (t-t_1) + 2\pi \frac{\Delta f}{\tau^2} (t-t_1)^3 - \frac{1}{2} \frac{\Delta f}{\tau^3} (t-t_1)^4, \quad t_1 \leq t \leq t_2. \quad (14)$$

Jestliže nyní dosadíme vypočítanou fázi $\varphi(t)$ přeladovaného signálu do vztahu (13), obdržíme výraz pro výpočet měřicího signálu $x(t)$

$$x(t) = A \sin \left[2\pi f_1 (t-t_1) + 2\pi \frac{\Delta f}{\tau^2} (t-t_1)^3 - \frac{1}{2} \frac{\Delta f}{\tau^3} (t-t_1)^4 \right], \quad t_1 \leq t \leq t_2. \quad (15)$$

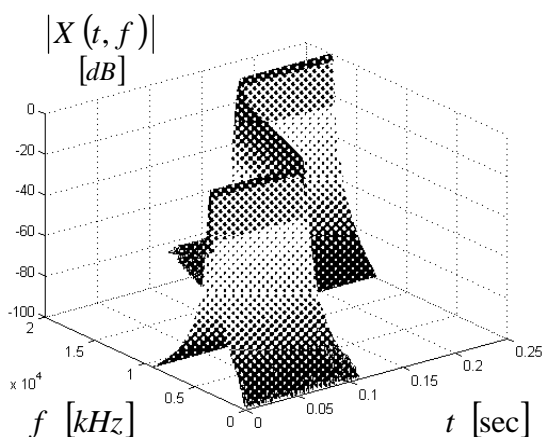
Z numerického hlediska není výhodné určovat číslicové vzorky signálu tak, že pro každý čas t_n budeme počítat okamžitou fázi signálu podle poměrně složitěho a na čas náročného výpočtu prostřednictvím vztahu (15). Vhodnější je fázi signálu $\varphi[n]$ počítat pomocí přírůstku fáze $\Delta\varphi(n)$. Pro přírůstek fáze signálu můžeme napsat rekurentní vztah

$$\varphi[n] = \varphi[n-1] + \Delta\varphi[n] = \varphi[n-1] + 2\pi \frac{f[n-1] + \Delta f_n}{f_v}, \quad (16)$$

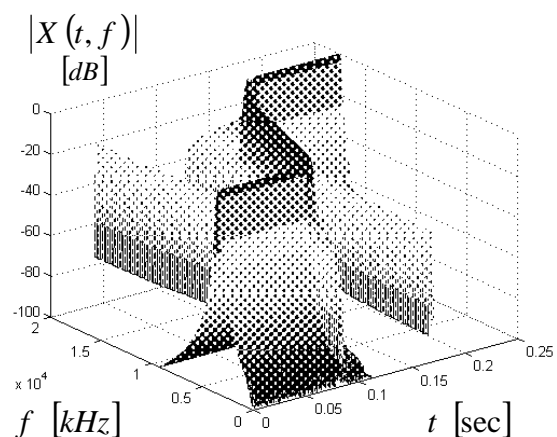
kde f_v je vzorkovací kmitočet. Proměnná Δf_n je změna kmitočtu v průběhu jednoho vzorkovacího kroku

$$\Delta f_n = \frac{f_2 - f_1}{n_p}, \quad n_p = \text{Floor}(f_v \cdot \tau), \quad (17, 18)$$

kde n_p je počet vzorků přeladovaného signálu z kmitočtu f_1 na kmitočet f_2 v časovém intervalu $\tau = t_2 - t_1$. Příklad spektrogramu číslicově generovaného signálu, který vychází z kmitočtu $f_1 = 300 \text{ Hz}$ a je přeladěn na stálý kmitočet $f_2 = 1500 \text{ Hz}$ je na obr.2. Na obr. 3 je spektrogram shodného signálu s tím, že v časech t_1 a t_2 , to je v místě přechodu kmitočtu f_1 na proměnný kmitočet a znovu při změně na stálý kmitočet f_2 , nebyla dodržena podmínka spojitě fáze signálu.



Obr. 2. Spektrogram číslicově generovaného harmonického signálu s přeladovaným kmitočtem.



Obr. 3. Spektrogram číslicově generovaného signálu s nespojitou fází v místech změny kmitočtů f_1 a f_2 .

Závěr

V příspěvku jsme se zaměřili na číslicový návrh harmonických měřicích signálů s nízkou hladinou signálu vzhledem ke kvantovací úrovni a na signály se stanoveným průběhem změny kmitočtu v závislosti na čase. Navržený způsob numerického výpočtu pomocí Matlabu umožňuje generování testovacích signálů a jejich konverzi na soubory typu *.wav. Signály lze zaznamenat na CD a poté použít pro měření.

Řešený projekt byl podporován Grantovou agenturou České republiky, grant č. 102/98/1464.

Literatura

- [1] Maher, R. C.: On the Nature of Granulation Noise in Uniform Quantization Systems. Journal of Audio Engineering Society, Vol. 40, 1992, No. 1/2, s.12 - 20.
- [2] Abuelma'atti M. T.: The Intermodulation Due to Multicarrier Quantization. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM - 32, 1984, No. 11, s. 1211 - 1214.
- [3] Vejražka, F.: Signály a soustavy. [Skriptum]. Praha, ČVUT, 1996.
- [4] Madiseti, V. K.– Williams, D. B.: The Digital Signal Processing Handbook, CRC Press, 1998.