

# DESIGN OF ALGORITHMS OF DIGITAL AUDIO PROCESSING FOR SIMULATION OF GUITAR COMBO

**Jaromír Mačák**

Master Degree Programme, 2nd year, FEEC BUT

E-mail: xmacak04@stud.feec.vutbr.cz

Supervised by: Jiří Schimmel

E-mail: schimmel@feec.vutbr.cz

## ABSTRACT

This work deals with computer simulation of a guitar combo. The complete simulation is divided into separate blocks and then transfer characteristics and frequency responses of each block are obtained from a circuit analysis of analogue prototype. After their approximation, the transfer characteristics are implemented as waveshapers and frequency responses are simulated using digital filters designed according to their analogue prototypes.

## 1 ÚVOD

V oblasti digitálních hudebních efektů se v poslední době stala simulace kytarových zesilovačů velkým hitem. Tyto simulace jsou většinou založeny na tzv. komponentním modelování, tedy rozložení na jednotlivé dílčí bloky a simulace každého bloku zvlášť. Jednotlivé bloky jsou pak jednodušší, to umožní přesnější popis jejich chování a ve výsledku pak i větší přesnost simulace.

## 2 ROZBOR

Prvním krokem simulace kytarového aparátu je rozdělení na jednotlivé bloky a dále na jednotlivé funkční prvky. Základním obvodovým prvkem je jedna elektronka, pro její popis je využit Korenův matematický model elektronky [1]. Dalšími prvky jsou filtry a nelineární systémy simulující převodní charakteristiku, např. výstupního transformátoru.

### 2.1 SIMULACE PŘEDZESILOVAČE

Původním úkolem předzesilovače bylo zesílit signál z kytary na takovou napět'ovou úroveň, aby byl dostatečně vybuzen koncový zesilovač. Dnes jsou konstrukce kytarových předzesilovačů zaměřeny spíše na dosažení požadovaného zkreslení. Předzesilovač je tvořen několika triodami, většinou v zapojení se společnou katodou [2], dále oddělovacími filtry a regulátorem zisku. Pro simulaci předzesilovače je tedy nutné vypočítat pracovní převodní charakteristiky všech jeho elektronek. Za tímto účelem byla odvozena soustava nelineárních rovnic

$$\begin{pmatrix} u_{ak} \\ u_{gk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_N \\ u_{vstup} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_k + R_a & R_k \\ R_k & R_k + R_v \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a(u_{ak}, u_{gk}) \\ i_g(u_{gk}) \end{pmatrix}, \quad (1)$$

kde funkce  $i_a(u_{ak}, u_{gk})$  a  $i_g(u_{gk})$  modelují chování elektronky a  $u_{vstup}$  je okamžité vstupní napětí,  $U_N$  je napájecí napětí,  $R_k$  je hodnota katodového odporu,  $R_a$  je hodnota anodového odporu,  $R_v$  je výstupní odpor předcházející elektronky,  $u_{ak}$  je napětí mezi anodou a katodou a  $u_{gk}$  je napětí mezi mřížkou a katodou. Výstupní napětí je pak rovno

$$u_{vystup} = U_N - R_a i_a(u_{ak}, u_{gk}). \quad (2)$$

Numerickým řešením byly získány převodní charakteristiky elektronek ECC83 zesilovače Marshall JCM800 na obrázku 1. Tyto charakteristiky je pak nutné aproximovat pomocí polynomů nebo splinem, řešení soustavy je totiž výpočetně velmi náročné.

Kmitočtové vlastnosti elektronky ovlivňuje především blokovací kapacitor v katodě. Ten má zvýšit zesílení elektronky pro střídavé signály. Je zřejmé, že zesílení pro signály s kmitočtem nižším, než je mezní kmitočet katodové impedance, bude menší než zesílení pro signály s vyšším kmitočtem. To lze simulovat předřazením číslicového filtru typu low-shelving [3], který bude mít mezní kmitočet stejný jako kmitočet katodové impedance a útlum bude roven rozdílu zesílení pro stejnosměrné a střídavé signály. Model elektronky je vhodné ještě doplnit dolní propustí pro simulaci Millerova jevu [2], např. zavedením zpětné vazby. Kmitočtové vlastnosti předzesilovače také ovlivňují jednotlivé oddělovací filtry. Z jejich analogové přenosové funkce lze získat bilineární transformací [4] přímo koeficienty číslicových filtrů.

Součástí předzesilovače je i kmitočtový korektor. U kytarových zesilovačů jsou kmitočtové korektory pasivní s typickou topologií obvodu [5]. Při simulaci kmitočtového korektoru je vhodné opět vycházet z analogové přenosové funkce, tu však bude nutné přepočítávat při každé změně ovládacího prvku. Po přepočtu přenosové funkce pak následuje bilineární transformace, ze které jsou získány koeficienty pro číslicový filtr. Typické průběhy modulu kmitočtové charakteristiky kmitočtového korektoru jsou zobrazeny na obrázku 2.

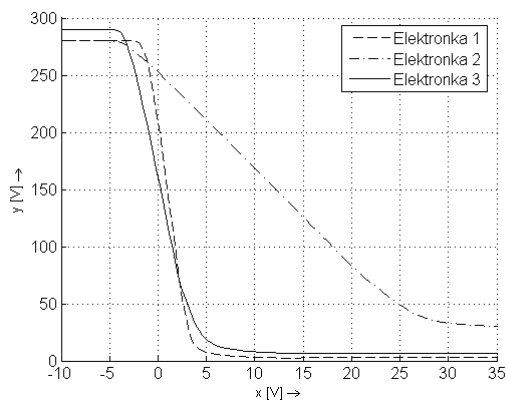
## 2.2 SIMULACE KONCOVÉHO ZESILOVAČE

Koncový zesilovač je nejsložitější částí celého zesilovače. Obsahuje totiž koncové pentody (často v dvojčinném zapojení [2]), výstupní transformátor a celkovou zpětnou vazbu, která výrazně ovlivňuje především kmitočtovou charakteristiku zesilovače. Simulace pentod probíhá podobně, jako tomu bylo u triod předzesilovače. Pouze u dvojčinného zapojení je za  $R_a$  nutné dosadit čtvrtinu zatěžovacího odporu mezi anodami koncového stupně [2]. Soustavu je třeba řešit dvakrát pro vzájemně opačná vstupní napětí a výsledné převodní charakteristiky od sebe odečíst.

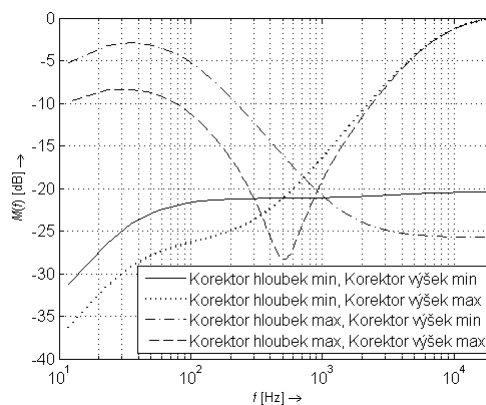
Na výstupním transformátoru je nejdůležitější jeho nelineární zkreslení, to lze simulovat aproximací jeho magnetizační křivky, která je u magneticky měkkých materiálů velmi podobná hysterezní křivce [6]. Poslední částí koncového zesilovače je nastavitelná kmitočtově závislá záporná zpětná vazba. Její vliv je nejlépe studovat pomocí simulačních programů. Bylo zjištěno, že tuto vazbu lze simulovat číslicovým filtrem typu peak [3], viz obrázek 3. Chyba u nejvyšších kmitočtů je způsobena absencí dolní propusti, která simuluje Millerův jev. Ta je již součástí samotných elektronkových stupňů.

## 2.3 SIMULACE REPRODUKTOROVÉ SKŘÍNĚ

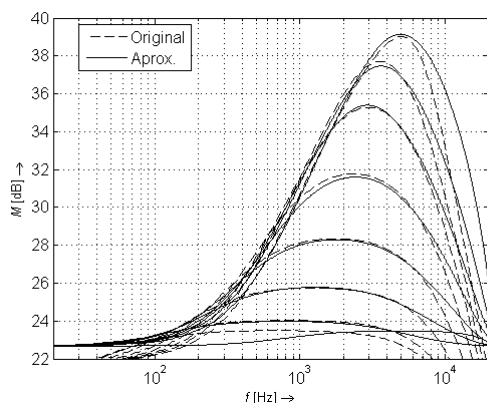
Prvním krokem je změření kmitočtové charakteristiky za pomoci kalibrovaného mikrofonu v bezdrazové komoře. Dalším krokem je pak modelování naměřené kmitočtové charakteristiky číslicovými filtry. Zde bylo využito kaskády parametrických filtrů [3]. Naměřená a aproximovaná kmitočtová charakteristika je zobrazena na obrázku 4.



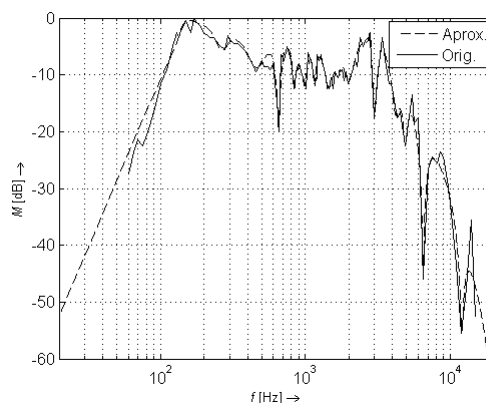
**Obrázek 1:** Převodní charakteristiky elektronek ECC83 v předzesilovači.



**Obrázek 2:** Kmitočtové charakteristiky kmitočtového korektoru.



**Obrázek 3:** Vliv zpětné vazby na kmitočtovou charakteristiku a její simulace.



**Obrázek 4:** Kmitočtové charakteristiky reproduktorové skříně.

### 3 ZÁVĚR

Uvedené algoritmy byly porovnávány se simulací v programu MicroCap. Zatímco kmitočtové vlastnosti obou simulací byly téměř stejné, rozdíl THD byl přibližně 10 %. To je způsobeno jiným modelem elektronek.

### REFERENCE

- [1] KOREN, N. *Improved vacuum tube models for SPICE simulations* [online]. 2001, poslední aktualizace 20. 5. 2003 [cit. 1. 3. 2008]. Dostupné z URL: [http://www.normankoren.com/Audio/Tubemodspice\\_article.html](http://www.normankoren.com/Audio/Tubemodspice_article.html)
- [2] LUKEŠ, J. *Věrný zvuk*. Praha: SNTL, 1962.
- [3] ZÖLZER, U. *Digital Audio Signal Processing*, 1st ed. New York: McGraw-Hill, Inc., 1997, 290 p. ISBN 0-47-197226-6.
- [4] SMÉKAL, Z., SYSEL, P. *Číslicové filtry*. Elektronická skripta, VUT v Brně, 2004.
- [5] VLACH, J. *Lampárna*. Praha: BEN, 2004.
- [6] BRANČÍK, L. *Elektrotechnika 1*. Elektronická skripta, VUT v Brně, 2004.