

サンプル値制御理論を用いた圧縮オーディオ向け 高域補正技術*

藤山 晃治[†]・蚊野 浩[†]・岩崎 直哉[†]・海部 陸[†]・山本 裕[‡]

High Frequency Compensation for Compressed Digital Audio using Sampled-Data Control*

Koji FUJIYAMA[†], Hiroshi KANO[†], Naoya IWASAKI[†], Riku KAIBE[†] and Yutaka YAMAMOTO[‡]

Compressed digital audio technologies such as MD and MP3, cut down high frequency component data which have less influence on hearing. However, with an increase of compression rate, the increase in sound unclarity is observed. Therefore, a technology to realize high-quality sound is required to respond to the increasing demands for high-quality sound reproduction. In order to meet this challenge, a method is considered, in which the removed high frequency components are reproduced. Focusing attention on the sampled-data control theory to establish an optimum signal processing system using the original sound (CD sound) frequency characteristics, we have applied this theory to high frequency compensation of compressed digital audio signals in the form of “interpolating data points between discrete data to improve signal quality.” As a result, high frequency components of compressed digital audio signals are compensated so that they are close to the frequency spectrum of CDs, which enables sound quality improvement with a remarkably small amount of calculation load. This technology has been implemented on semiconductors which have been commercialized in LSIs for MD players.

1. はじめに

1.1 背景

圧縮オーディオを扱う機器が爆発的に普及している。特に携帯型機器や音楽再生携帯電話は音楽配信サービスと相まってその市場を急速に拡大させている。シード・プランニング社によれば、2008年には日本での携帯型圧縮オーディオ機器の台数は2003年度の2.7倍に当たる540万台、世界では実に4000万台に達するとしており、また音楽配信ビジネスの市場が2008年には2005年の10倍の約300億円に達すると予想している[1]。

これらの機器では、限られた記憶容量により多くの音楽データを記録するために、あるいはダウンロード時の通信負荷を低減するために、さまざまなオーディオ信号

の圧縮技術が開発されてきた。これらの圧縮技術では、圧縮率が高くなるほど音質が劣化する。このため、圧縮オーディオに適した高音質化技術が必要とされていた。このような背景において、最適なデジタル制御系構築のための理論である「サンプル値制御理論」[2,6]をデジタル信号処理に応用し、圧縮で失われた高周波成分を補正することによる圧縮オーディオの音質改善手法を開発した。

1.2 圧縮オーディオ

デジタルオーディオ向け圧縮方式として、主なものではMP3 (MPEG-1 Audio Layer-3), MD (Mini Disk) 用のATRAC (Advanced Transform Acoustic Coding), AAC (Advanced Audio Coding), WMA (Windows Media Audio) などが挙げられる。各圧縮方式にはさまざまな圧縮モードや圧縮レートが存在し、たとえばMDの場合では、標準モード (292kbps, ATRAC圧縮), LP2モード (132kbps, ATRAC3圧縮), LP4モード (66kbps, ATRAC3圧縮) というモードが存在する。これらの圧縮技術では、聴感的に影響が少ない高周波成分の情報が削減または削除されるため、圧縮率を上げると音がこもるなど音質が劣化してしまう。これら圧縮オー

* 原稿受付 2006年3月3日

[†] 三洋電機(株) 研究開発本部 R&D Headquarters, Sanyo Electric Co., Ltd.; 1-18-13 Hashiridani, Hirakata city, Osaka 573-8534, JAPAN

[‡] 京都大学大学院 情報学研究科 Graduate School of Informatics, Kyoto University; Yoshida-Honmachi, Sakyo ward, Kyoto city, Kyoto 606-8501, JAPAN

Key Words: compressed digital audio, sampled-data control theory, data interpolation.

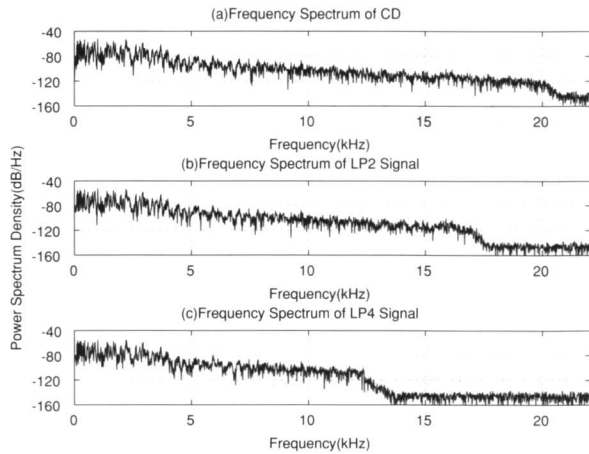


Fig. 1 The differences of frequency spectrums

ディオの原音である CD と ATRAC 方式で圧縮された MD の音楽データの周波数スペクトルを Fig. 1 に示す。Fig. 1 から CD では約 20kHz まで有効な帯域があるが、LP2 モードでは約 17kHz、LP4 モードでは約 13kHz までしか有効な帯域がなく、それ以上の高周波成分が失われていることがわかる。

1.3 圧縮オーディオの高音質化と高域補正

こうした圧縮オーディオの高音質化の方法として、失われた高周波成分を補正・再現することで CD の持っていた音質を取り戻すという手法が考えられている。高域補正により高音質化を図る関連技術としては、たとえば周波数補間技術に関する特許文献 [3] が挙げられる。この文献によると、音声圧縮時に高域情報をデータとして記録し、デコード時はそのデータから包絡線情報を作成して、その包絡線に沿うようにして高周波成分が追加され帯域を拡張する。

また、AAC を改良した AAC Plus (HE (High Efficiency) -AAC) [4] は、音声圧縮時に SBR (Spectrum Band Replication) とよばれる高域情報を圧縮オーディオ信号に付加することで、高い圧縮率を保ちながら高音質を実現する圧縮フォーマットである。いずれも原音の高周波情報を付加情報としてあらかじめ記録する必要があるため、これらの手法ではすでに高域が失われている状態で記録されている楽曲や、付加情報を持たない圧縮フォーマットで圧縮された楽曲の高域補正は実現できない。また、デコード時に周波数解析を用いて信号の付加情報から高域成分を発生させる複雑な処理が必要となり、高速なプロセッサを必要とする。

我々はこの問題点を解決するために、圧縮前の CD 音が持っている周波数特性をモデル化し先見情報として用いることで、付加情報なしに高域補正を実現することを検討した。この考えを理論的に実現するための指針を与えるのがサンプル値制御理論である。この理論を用いることで、先見情報としてモデル化した周波数特性を持つように高域を補正するデジタルフィルタを設計すること

が可能となり、その結果、少ない処理量で音質改善を実現することが可能となった。以降、サンプル値制御理論を用いた高域補正技術について報告する。

2. サンプル値制御理論と信号処理

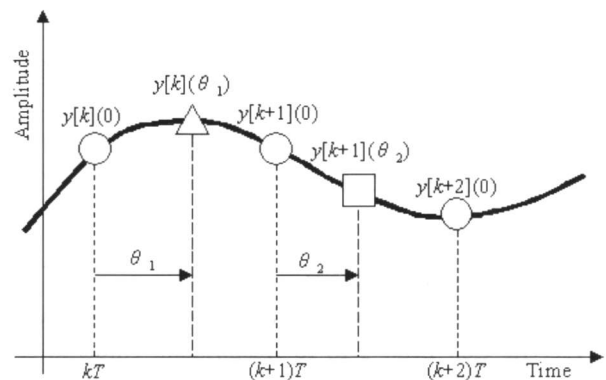
2.1 サンプル値制御理論

サンプル値制御は連続時間プラントを離散時間コントローラで制御する制御方式の総称である。この意味では、いわゆるデジタル制御とほとんど同じであり、サンプル値制御系は DSP (Digital Signal Processor) や CPU (Central Processing Unit) の制御プログラムなど離散時間で動作する制御器を用いて、モータなどの連続時間で動作する制御対象の運動制御を行うアナログ・デジタル混在のシステムである。

現代制御理論やロバスト制御理論では、伝達関数を離散時間領域 (z 領域) に統一して制御器を設計する。ところが、システムに加わる外乱信号の影響をできるだけ小さくするようなロバスト制御系を構築しようとする、離散化出力信号のみを最小化するように系が設計され、離散点間に不安定な励起振動を発生させることがあることが指摘されている [5]。

この問題を解決するために考案されたのがサンプル値制御理論である。サンプル値制御理論ではサンプル点間情報を失わずに連続信号や伝達関数を離散化する「リフティング」[2,6] という手法を用いることにより、サンプル点間応答まで含めた系の最適設計を可能とする。Fig. 2 にリフティングの概念図を示す。従来の離散化がサンプル点のみの離散化 (Fig. 2 の○の位置のみ) であつたのに対して、リフティングではサンプル点間の情報を与えるパラメータを導入してサンプル点間を表現する。すなわち、連続時間信号 $y(t)$ に対し $\theta (0 \leq \theta < 1)$ という変数を導入し、 $y(t)$ をサンプル時間 T ごとに区切った関数空間列

$$\{y[k](\theta)\}_{k=0}^{\infty}, \quad y[k](\theta) = y((k+\theta)T), 0 \leq \theta < 1 \quad (1)$$



Discrete data containing the internal information
 $y[k](\theta) = y((k+\theta)T), 0 \leq \theta < 1$

Fig. 2 The basic concept of lifting

に対応させる (Fig. 2の△や□). これにより, 連続時間信号が離散時間の無限次元ベクトルとして表現される. リフティングを用いることにより, サンプル点間を考慮した形でアナログ・デジタル混在のシステムを離散化でき, サンプル点間の応答も良好な制御系を構築することができる.

2.2 サンプル値制御理論のデジタル信号処理への応用

サンプル値制御理論は信号補間に基づくデジタル信号の高サンプリング化・高精度化にも応用できる特長を持ち [7], 補間値を一種のサンプル点間応答ととらえることでデジタル制御の視点からデジタル信号処理における補間値を決定することが可能となる.

オーディオ信号の高サンプリング処理・補間処理として一般的なオーバサンプリング [8] では, 各データ間にまずゼロデータを挿入し, その後データ列をローパスフィルタ (オーバサンプリング用デジタルフィルタ) 処理するが, このオーバサンプリング用デジタルフィルタ設計にサンプル値制御理論を適用することができる. これまでの適用例として, D-A コンバータに応用した CD 向けオーバサンプリング用デジタルフィルタ設計 [9] や, 画像の拡大に用いるオーバサンプリング用デジタルフィルタ設計 [10] について報告がなされている.

前者では CD に記録される前のアナログオーディオ信号とデジタル信号処理されたオーディオ信号の誤差信号を生成する仮想的ブロック線図 (誤差最小系とよぶ) を用い, その誤差をできるだけ小さくするようなオーバサンプリング用デジタルフィルタが設計できる. 実際には CD に記録する前のアナログ音源を入手することは困難であるため, そのアナログ信号が持つ特性を推定した信号を「仮想アナログ信号」とし, これを参照信号として誤差最小系を構築する.

このブロック線図を Fig. 3 (たとえば [9,16]) に示す. 連続信号 $w(t)$ は全帯域で一様な分布を持つと仮定したアナログ信号であり, 伝達関数 $F(s)$ を通すことでモデル化された周波数特性を有する仮想アナログ信号 $y(t)$ となった後, S_h によってサンプリング時間 h のデジタル信号 $y_d[k]$ となる. $y_d[k]$ は M 倍ゼロ補間によりサンプリング時間 h/M の信号となり, オーバサンプリング用デジタルフィルタ $K(z^{-1})$ で濾過された信号 $u_d[k]$ を得る. $u_d[k]$ は $H_{h/M}$ で連続時間信号 $u(t)$ に変換され, 平滑化アナログフィルタ $P(s)$ を通過後, 最終的な補間信号 $z(t)$ を得る. $e(t) = y(t - mh) - z(t)$ は時間遅れ mh (m は正の整数) を考慮した評価用誤差信号であり, この信号をできるだけ小さくするようにオーバサンプリング用デジタルフィルタ $K(z^{-1})$ が設計される. ここで $F(s)$ は $y(t)$ の周波数スペクトルを特徴付ける先見情報としての周波数モデルを表す伝達関数であり, 音楽信号の持つ周波数スペクトルを伝達関数のモデルとする.

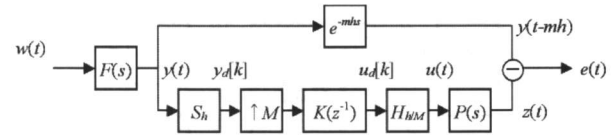


Fig. 3 Block diagram for designing the oversampling digital filter

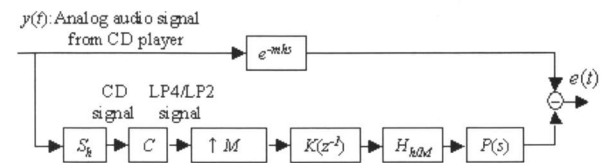


Fig. 4 Block diagram for high frequency compensation of compressed audio

本論文の目的は, このような考えに基づいて圧縮オーディオ信号を補正し, その原信号である CD 信号の特性に近づくことである. Fig. 4 に実現すべきブロック線図を示す. Fig. 4 の上の経路で示すように, 本手法における原信号は, CD に記録されたデジタルデータをプレイヤなどで再生したアナログオーディオ信号と考えることができる. 一方, 原信号は 44.1kHz でサンプリングされた後, 圧縮オーディオの形式に従ったフィルタリング (Fig. 4 の C で示される処理部) を経て, 高域成分が削減された信号を得る (Fig. 4 の LP4/LP2 signal). これを M 倍ゼロ補間した後, 3 章で説明する条件で設計されたオーバサンプリングフィルタ $K(z^{-1})$ で濾過し, すでに説明したようにアナログ化することで, 原 CD 信号に特性の近いオーディオ信号を得る.

圧縮オーディオの高域補正用オーバサンプリングフィルタは, Fig. 4 をベースに, 圧縮フォーマットによって決まる C を用いて設計すべきである. しかし, 実際には C の特性を詳細にモデル化することは難しいので C は無視 ($C=1$) した. その代わりに, Fig. 4 の上の経路は CD オーディオ信号の平均的な特性を仮定し, 下の経路に圧縮オーディオ信号の平均的な特性を仮定し H^∞ 設計を行う. したがって, Fig. 3 とほとんど同じモデルでオーバサンプリングフィルタを設計したことになる.

2.3 オーバサンプリング用デジタルフィルタの導出

オーバサンプリング用デジタルフィルタの導出には, Fig. 3 を「一般化プラント」[11] として表記する必要がある. Fig. 3 を一般化プラント表記した図を Fig. 5 に示す. Fig. 5 では $w(t)$ と $e(t)$ をリフティングを用いて離散化してある ($\underline{w}(z^{-1}) \equiv L[w(t)]$, $\underline{e}(z^{-1}) \equiv L[e(t)]$, ここで L はリフティングを表す). リフティングされた誤差信号 $\underline{e}(z^{-1})$ を最小にするオーバサンプリング用デジタルフィルタ $K(z^{-1})$ を導出するには, $\underline{w}(z^{-1})$ から $\underline{e}(z^{-1})$ へのパルス伝達関数を $G_{ew}(z^{-1})$ とするとき, その H^∞ ノルムと γ (正数) に関して, γ イタレーション (最小の γ を探索的に求める方法) [12] で不等式 (2) を解けばよい.

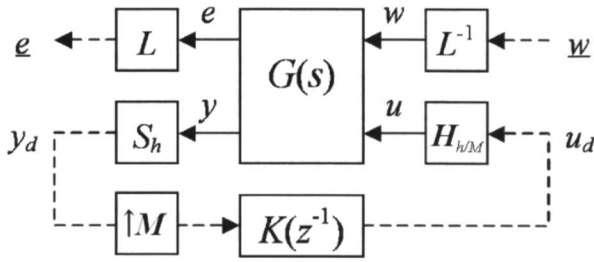


Fig. 5 Normalized plant description of the block diagram in Fig. 3

$$\|G_{ew}(z^{-1})\|_{\infty} < \gamma \tag{2}$$

ここで $M=1$ の場合, $G_{ew}(z^{-1})$ などの導出は以下のようになる.

$$G_{ew}(z^{-1}) = z^{-m}G_{11} + G_{12}K(I - G_{22}K)^{-1}G_{21}$$

$$\underline{G}(z^{-1}) = \begin{pmatrix} G_{11}(z^{-1}) & G_{12}(z^{-1}) \\ G_{21}(z^{-1}) & G_{22}(z^{-1}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} LG_{11}(s)L^{-1} & LG_{12}(s)H_h \\ S_hG_{21}(s)L^{-1} & S_hG_{22}(s)H_h \end{pmatrix}$$

$$G(s) = \begin{pmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F(s) & -P(s) \\ F(s) & 0 \end{pmatrix}$$

より一般的な場合に関する, オーバサンプリング用デジタルフィルタの導出方法の理論的な詳細については, 参考文献 [9,13] を参考にされたい.

3. サンプル値制御理論を用いた高域補正

3.1 イメージング

オーバサンプリングで行うゼロ補間は「イメージング」とよばれる左右対称な周波数スペクトルを発生させる. イメージングは元信号の周波数スペクトルに含まれない成分であるため, 通常は有害なノイズとして後段のオーバサンプリング用デジタルフィルタで急峻に遮断する [14]. これに対してサンプル値設計では, あらかじめ原信号のアナログ特性が知られているとき, イメージング成分を完全にカットするのではなく, どの程度またどのように残せば最適に信号復元がなし得るかを求めることができる [15]. そこで我々はイメージング成分とサンプル値制御理論で設計するオーバサンプリング用デジタルフィルタを用いて, 圧縮で失われた高周波成分を補正する手法を考案した. MD で用いられる ATRAC 方式に適用した場合を例に取りその方法を報告する.

3.2 イメージングを用いた高域補正とデジタルフィルタの導出

ATRAC 方式の LP4 モードは, 44.1kHz のサンプリング周波数 (すなわち有効帯域は 0~22kHz) であるが, Fig. 1 からわかるとおり 13kHz 以上の帯域の情報が失われている. この失われた帯域にイメージングを発生させ, 高周波成分を付加する. これを実現するために, LP4 信号にまず 1/2 ダウンサンプルを施し, その後 2 倍ゼロ補間を行う. これにより 11kHz から 22kHz にかけて低域からのイメージングが生成される. LP4 音源と, LP4 音源を 1/2 に間引いた音源, 1/2 に間引いた音源を 2 倍ゼロ補間した音源の信号の周波数スペクトルを Fig. 6 に示す. ゼロ補間により周波数スペクトルが 11kHz を中心に線対称になっているのが Fig. 6(c) より確認できる. 1/2 ダウンサンプリングがなければ, 22kHz を中心にイメージングが生成されるため, 13kHz から 31kHz にパワーのない周波数スペクトルになる.

Fig. 6(c) に見られる線対称な周波数スペクトルに対して, 2 倍オーバーサンプリングフィルタ $K(z^{-1})$ によってイメージング成分を適切に減衰させる. その結果, Fig. 1(a) で示した CD の持つ周波数スペクトルとなる高域補正を実現する. この一連の処理の流れを Fig. 7 に示す. Fig. 7 は Fig. 3 および Fig. 4 の該当部分と若干の違いはあるが, その 2 倍オーバーサンプリングフィルタ $K(z^{-1})$ の設計に, Fig. 3 で示した設計ブロックを利用することができる.

LP2 モードでは情報の存在しない帯域が約 17kHz 以上であるため, Fig. 7 と同様の手段で生成された信号から, 必要となる高域成分のみを HPF (High Pass Filter)

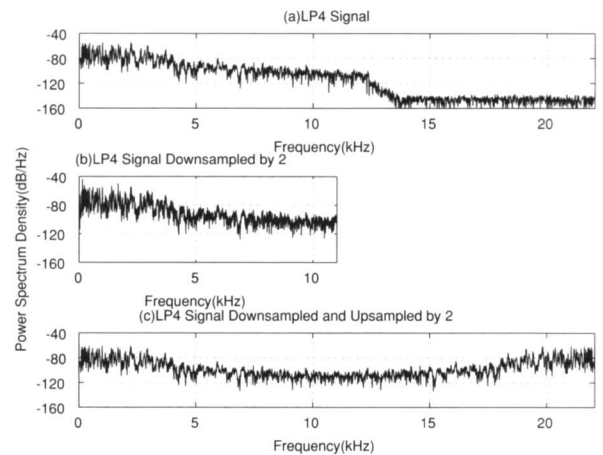


Fig. 6 The differences of frequency spectrums among LP4 mode, 1/2 downsampled signal and 2 times zero inserted signal

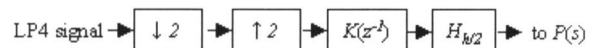


Fig. 7 Signal flow of high frequency compensation for LP4 mode

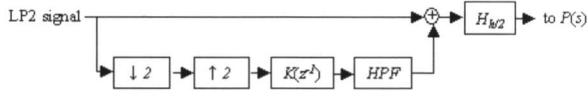


Fig. 8 Signal flow of high frequency compensation for LP2 mode

で抽出し、LP2信号に加算することで高域補正を実現する。その処理ブロック線図を Fig. 8 に示す。この場合も、LP4モードと同様の2倍オーバーサンプリングフィルタ $K(z^{-1})$ を用いて、Fig. 8 に従って処理することで、適切に高域補正された信号を得ることができる。

つぎに、どのようなオーバーサンプリング用デジタルフィルタで処理をすれば原音であるCDに近いスペクトルが実現できるかを、Fig. 3 のブロックとサンプル値制御理論で導出することを考える。最終的に、2倍オーバーサンプリング用デジタルフィルタ導出のために(2)式に与えた設計パラメータは以下のとおりである。

- 時間遅れ m : 2
- オーバサンプリング率 M : 2
- サンプル周波数 (=1/h) : 44.1kHz
- 平滑化フィルタ $P(s)$: カットオフ 8kHz の1次ローパスフィルタ

時間遅れ m は、後述の客観的音質評価が最大化される値を妥当な範囲内で実験的に探索し、その結果2を採用した。オーバーサンプリング率は、前述のように、イメージングを発生させるために最低2倍が必要である。また2倍オーバーサンプリングによって、通常のCD信号と同じ22kHzまで帯域が広がるので十分と考えた。4倍、8倍によって計算上の帯域は拡大されるが、もともと帯域が制限されている圧縮オーディオでの効果は非常に軽微である。平滑化フィルタ $P(s)$ は、D/Aコンバータ以降のローパスフィルタからスピーカまでの総合特性であり、個々の再生装置に依存する。本来はその情報を入手して設定するのがよいが、今回は、後述する客観的音質評価が最大化される伝達関数を実験的に求めた。

先見情報としてのオーディオ信号の周波数スペクトルモデルであるが、参考文献 [15] ではホールのような空間でオーケストラが演奏を行った場合の音に関して、エネルギー分布をスペクトルアナライザで分析した結果をもとにモデルを構築している。その特性として、低域から1kHzまでは平坦であり、1kHzから -20dB/decade で減衰し、10kHzからは -40dB/decade で減衰するような分布をモデルとして用いている。今回我々が用いたモデルは、このモデルを参考にしたうえで、バイオリンで演奏された実際のCDの曲をサンプル楽曲として周波数スペクトル解析して、そのスペクトルを元に伝達関数 $F(s)$ を決定した。実際のオーディオ信号のスペクトルと今回設計に用いた $F(s)$ の周波数特性を Fig. 9 に示す。

設計されたオーバーサンプリング用デジタルフィルタ $K(z^{-1})$ の周波数特性を Fig. 10 に示す。 $K(z^{-1})$ のフ

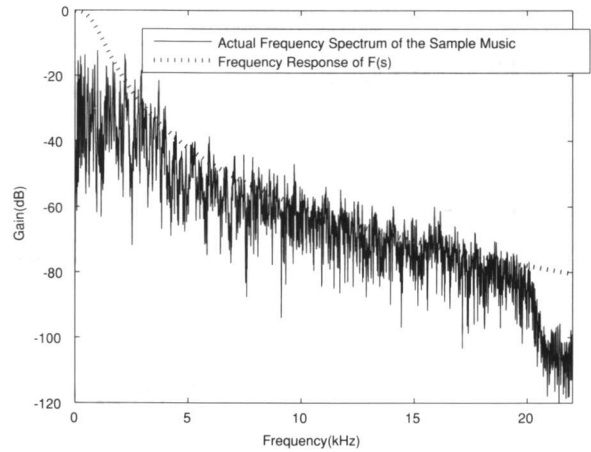


Fig. 9 Frequency spectrum of an actual music and frequency response of $F(s)$

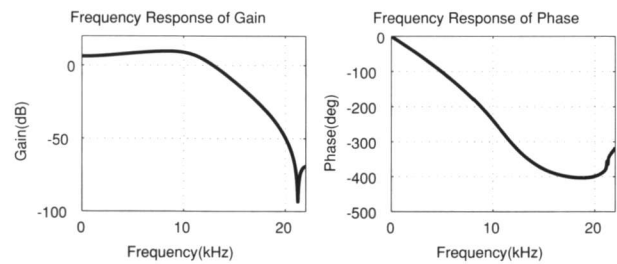


Fig. 10 Frequency response of digital filter $K(z^{-1})$ for oversampling

ルタ次数は36次であり、不等式(2)を解くことで決定される。Fig. 10 からわかるとおり、 $K(z^{-1})$ のゲイン特性は緩やかな特性を持つ。従来、オーバーサンプリング用デジタルフィルタは、急峻なゲイン特性を持たせるために、512次などの高次なフィルタが用いられていたが、サンプル値制御理論に基づくフィルタは非常に低次なフィルタになっている。これは、非常に少ない計算コストでオーバーサンプリング用デジタルフィルタが実現可能であることを示している。

3.3 高域成分の再現結果

$K(z^{-1})$ の作用により、圧縮信号はCD音をモデル化した伝達関数 $F(s)$ で設定した特性を持つようにイメージング成分が残され高域が補正される。 $K(z^{-1})$ を Fig. 7 に代入して処理した高域成分の補正結果を Fig. 11 に示す。上段のCD音(モデルに用いたバイオリン楽曲)の周波数スペクトルと比較して、中段のLP4モードの音は高域成分が存在しないことがわかる。下段のサンプル値制御理論を用いて処理を行った信号は高域が再現されており、上段のCD音と非常に近い周波数スペクトルが得られている。

3.4 客観的音質評価実験

我々は客観的音質評価手法であるPEAQ (Perceptual Evaluation of Audio Quality: 聴感対応客観評価法) を用いて、本手法によりLP2、LP4モードで圧縮された音源の

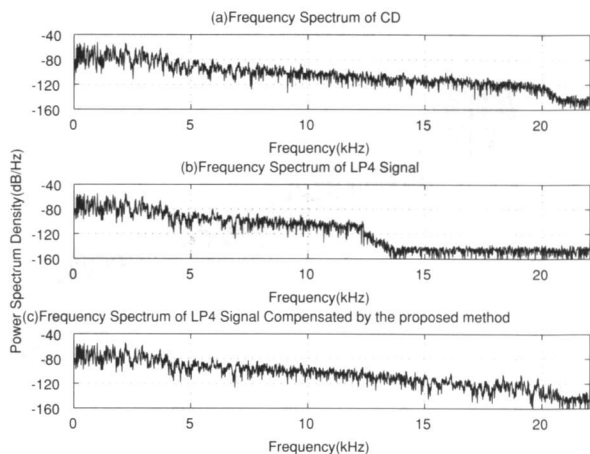


Fig. 11 The differences of frequency spectrums among CD, LP4 and LP4 compensated with the proposed method

音質がどの程度改善されるかを調べた。PEAQは国際電気通信連合 (International Telecommunication Union, ITU) が1998年に標準化した無線通信部門「ITU-R (Radiocommunication Sector) BS.1387」に使用されている客観的音質評価手法である。これは、いわゆる被験者実験とは異なり、人間が耳で聞いたときの評価傾向をコンピュータでモデル化しておき、原音信号と処理が施された信号をプログラムで比較する。その結果は-4から0の間で音質劣化度が点数付けされる。PEAQのソフトウェアは[17]などから入手することができる。

原音に対する音質劣化度と点数との関係は次のとおりである。

- 0：原音と比較音の違いがわからない
- -1：違いがわかるが、気にならない
- -2：気になるが邪魔にならない
- -3：邪魔になる
- -4：非常に邪魔になる

すなわち原音をCDに選んだ場合、数字が0に近いほど処理音の音質がCDに近く、音質が良いことを表す。実際の楽曲4曲に対して、CD音と圧縮音(LP4・LP2モード)、CD音と高域補正音(LP4・LP2モードの音をそれぞれFigs. 7, 8に示す手法で高域補正を行ったもの)とで行った客観的音質比較実験のPEAQ値をFigs. 12, 13に示す。LP4モードの場合はFig. 12からわかるとおり、PEAQ値は平均して-3.044から-2.0825に約1程度改善されており(スコア値で31.6%の改善)、「邪魔になる」と分類される音質が「気になるが邪魔にならない」レベルにまで音質が改善されていることが確認された。またFig. 13に示すように、LP2モードにおいてもPEAQ値は平均して-0.76から-0.576に改善されており(24.2%の改善)、我々の高域補正によって、よりCDの音質に近づいているのがわかる。

今回の評価では、四つの楽曲にはFig. 9に示す同一の

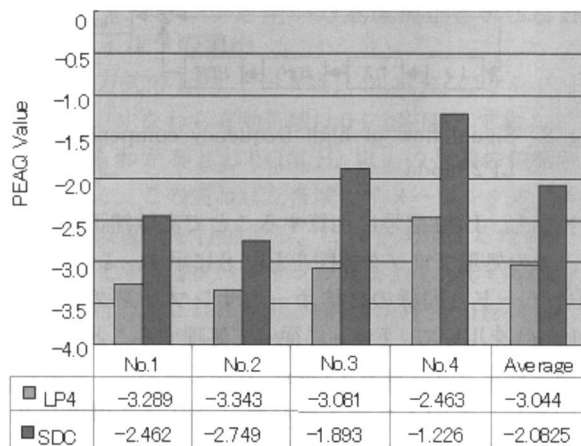


Fig. 12 The comparison of PEAQ value between LP4 music and the compensated music(SDC)

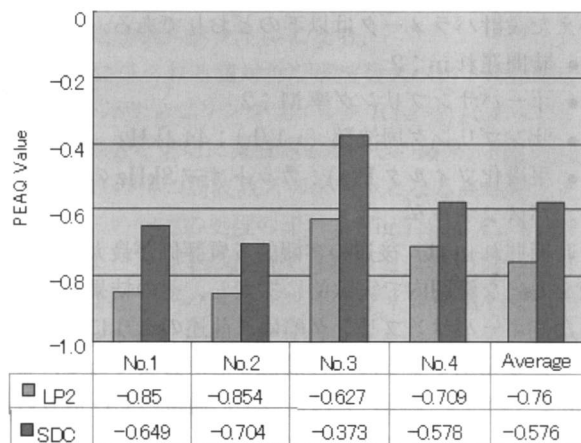


Fig. 13 The comparison of PEAQ value between LP2 music and the compensated music(SDC)

周波数モデルから導出されたオーバーサンプリング用デジタルフィルタで高域補正を行い、一様に音質の改善効果が見られた。ただし、周波数スペクトルは楽曲によって異なるため、楽曲に応じたオーバーサンプリング用デジタルフィルタを用いることでさらなる音質の改善ができると考えられる。

4. LSI への実装

今回開発した高域補正技術を製品化する場合の回路規模を見積もるため、アルテラ社製FPGA (Field Programmable Gate Array) <製品名:Stratix (EP1S25)>を用いてLP2・LP4向けの処理ブロックの実装を行った。その回路規模は33,000ゲート程度と算出された。これは高域成分の付加情報に基づいて高音質化を実現するAAC Plusのデコード部に必要と見積もられている処理量の1/3~1/5以下であり(自社見積もり)、計算負荷が非常に小さい。また、処理部は約4MHzのクロックで動作しており、高速なプロセッサを用いることなく実装・動作可能である。本技術はMD向けLSIに搭載され、製

品化されている。

5. おわりに

圧縮オーディオの高音質化手法の一つである高域成分の補正に関して、元信号に関する先見情報を取り入れて処理系を構築できるサンプル値制御理論を用い、圧縮オーディオの高域補正を実現した。これにより付加情報なしにCDに近いスペクトルを再現することで音質改善を行った。また、非常に少ない処理量で高域補正を行うことができ、MD向けの信号処理LSIへ搭載し実用化を行った。

今回の高域補正技術はMDに限らず、MP3やAAC、WMAなど既存の圧縮フォーマットを問わず適用することが可能であり、音楽再生や音楽配信に対応した携帯電話およびIC (Integrated Circuit) レコーダへも幅広く展開できる。このように我々が提案する手法は、オーディオ機器の高音質化を安価に提供できる技術として非常に有効である。今後の課題としては、楽曲ごとに最適なオーバーサンプリングフィルタを用いることによる、さらなる高音質化の実現などが考えられる。

参考文献

- [1] 次世代ポータブルオーディオの世界市場とメーカー戦略、(株)シード・プランニング (2004)
- [2] Y. Yamamoto: A function space approach to sampled-data control systems and tracking problems; *IEEE Trans. Automat. Contr.*, Vol. AC-39, No. 4, pp. 703-712 (1994)
- [3] 佐藤：周波数補間システム，周波数補間装置，周波数補間方法及び記録媒体；特許第3576942号 (2004)
- [4] Text of ISO/IEC 14496-3:2001/AMD.1:2003, bandwidth extension; ISO/IEC JTC1/SC29 WG11 MPEG (2003)
- [5] 山本，原：サンプル値制御理論II－周波数応答とその計算；システム/制御/情報，Vol. 43, No. 10, pp. 561-568 (1999)
- [6] 山本，原：サンプル値制御理論I－システムとその表現；システム/制御/情報，Vol. 43, No. 8, pp. 436-443 (1999)
- [7] 山本，永原：サンプル値制御によるデジタル信号処理；システム/制御/情報，Vol. 45, No. 4, pp. 162-167 (2001)
- [8] 貴家：マルチレート信号処理，昭晃堂 (1995)
- [9] Y. Yamamoto, M. Nagahara and H. Fujioka: Multirate signal reconstruction and filter design via sampled-data H-infinity control; *Proc. MTNS 2000* (2000)
- [10] 永原：サンプル値制御理論による画像の解像度変換；計測自動制御学会第33回制御理論シンポジウム (2004)
- [11] 美多：H ∞ 制御，昭晃堂 (1994)
- [12] 野波：MATLABによる制御器設計，東京電機大学出版局 (2000)
- [13] T. Chen and B. A. Francis; *Optimal Sampled-Data Control Systems*, Springer (1996)
- [14] 井上：デジタルオーディオのすべて，電波新聞社 (1994)
- [15] 山本，藤岡，原：サンプル値制御理論VI－デジタル信号処理への応用；システム/制御/情報，Vol. 7, No. 6, pp. 1-9 (2000)
- [16] 山本：デジタル/アナログ変換装置及び該装置に用いるデジタルフィルタの設計方法；特開2001-127637 (2001)
- [17] <http://www-mmsp.ece.mcgill.ca/Documents/Software/index.html>

著者略歴

藤山 晃治 (正会員)



1968年4月16日生。1992年3月京都大学工学部電子工学科卒業。同年4月三洋電機(株)入社。光ディスクデジタルサーボ、外乱オブザーバの開発を経て、サンプル値制御理論を用いたデジタル信号処理の研究開発に従事。現在、ヒューマンエコロジ研究所主任研究員。

蚊野 浩 (正会員)



1960年3月5日生。1983年3月京都大学大学院工学研究科情報工学専攻修士課程修了。同年4月三洋電機(株)入社。カラー記録装置、カラー画像処理技術、3次元計測技術、ヒューマンインタフェース技術の研究開発に従事。2003年システム制御情報学会産業技術賞受賞。現在、デジタルシステム研究所 担当部長。工学博士。電子情報通信学会、情報処理学会、日本ロボット学会の会員。

岩崎 直哉



1970年12月29日生。1998年3月京都大学大学院工学研究科エネルギー応用工学専攻修士課程修了。同年4月三洋電機(株)入社。音声信号処理技術の開発を経て、サンプル値制御理論を用いたデジタル信号処理の研究開発に従事。現在、ヒューマンエコロジ研究所主任研究員。日本音響学会の会員。

海部 陸



1976年5月14日生。2002年3月奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科情報システム学専攻修士課程修了。同年4月三洋電機(株)入社。光ディスクデジタルサーボの開発を経て、サンプル値制御理論を用いたデジタル信号処理の研究開発に従事。現在、ヒューマンエコロジ研究所研究員。ヒューマンインタフェース学会の会員。

やまもと
山本ゆたか
裕 (正会員)

1950年3月29日生。1978年8月フロリダ大学理学部数学科博士課程修了。同年10月京都大学工学部助手，1987年5月同助教授，1997年8月同教授。システム・制御理論，ことに実現理論，むだ時間系の制御，学習・繰返し制御，モデリング，サンプル値制御系などの研究に従事。1985年榎木記念賞論文賞，1987年計測自動制御学会論文賞，1990，2000年計測自動制御学会著述賞，1996年IEEE CSS, George S. Axelby Outstanding Paper Award, 1997年計測自動制御学会武田賞を受賞。IEEE, 計測自動制御学会フェロー。2005年よりIEEE CSSのTechnical Activities部門 Vice President。