

1bit技術を応用してCDの再生音質を向上する (学術論文形式の表現)

第13回1ビット研究会
2016年6月22日
中田 宏
work@nakata-jp.org

発表要旨

現在一般的に使用されているPCMおよび $\Delta\Sigma$ 音声再生用のメカニズムを振り返り、再生品質向上を実現する技術的工夫を提案した。

提案方式について数値シミュレーションで評価するとともに、ソフトウェアとハードウェアを実装して聴感上でも評価した。

オーディオ再生に用いられる現行技術

現状、デジタル音源としてPCM, $\Delta\Sigma$ が商業ベースで流通している。

デジタルの音源を最終的に空気の振動に変換するため、信号をアナログ電力に変換してスピーカーに伝達する。その途中、信号処理に大きな誤差を生じる箇所が以下に示す3箇所あり、出力信号の品質低下を招いている。

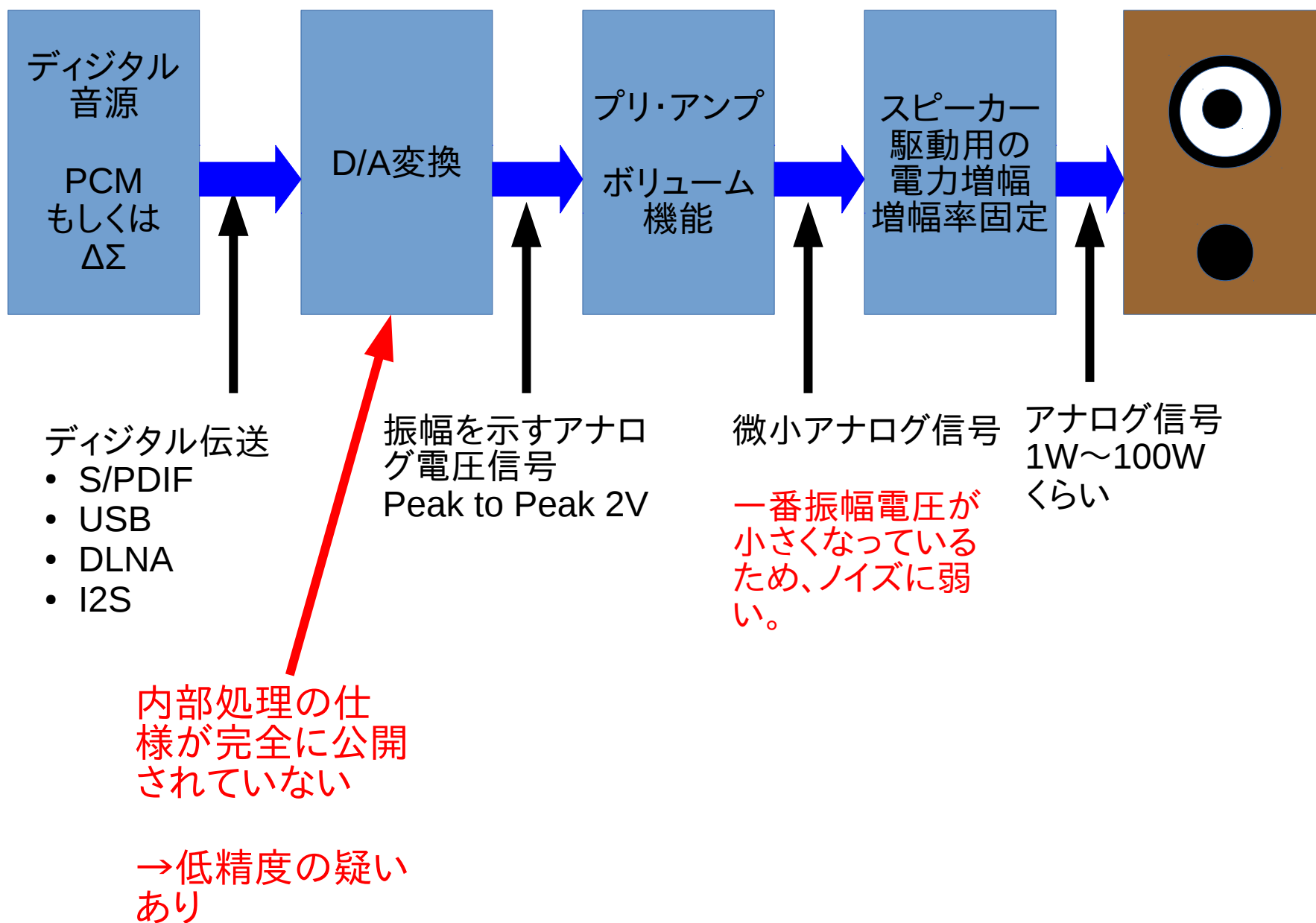
- 1.D/A変換(ノイズ低減のためLSI外部に接続するアナログLPFを含む)
- 2.アナログ電力増幅
- 3.スピーカーによる電気信号から空気の振動への変換

本発表では、1番目のD/A変換の誤差に着目し、精度向上方法を提案する。

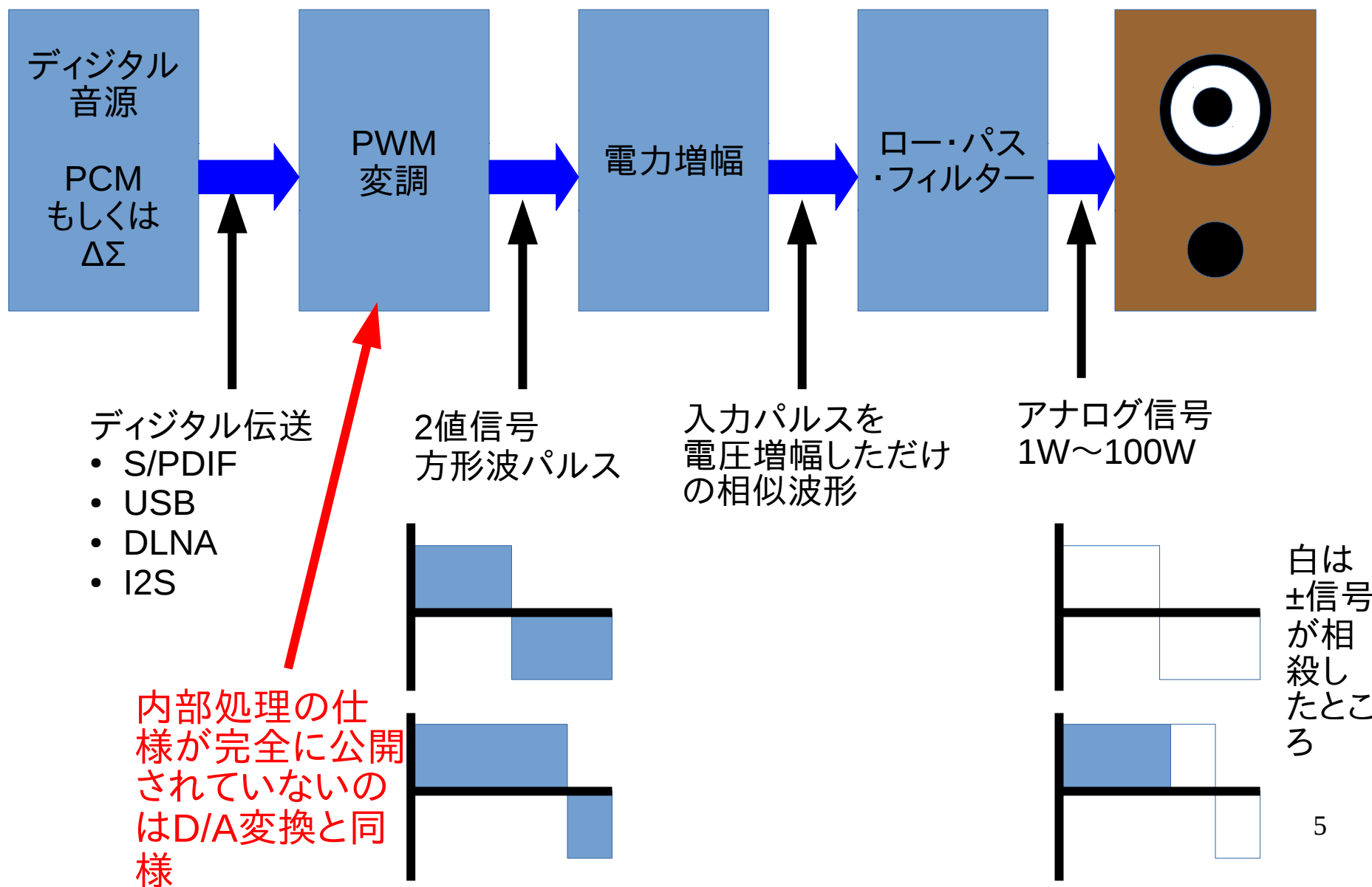
さらに2の品質低下を避けて精度を制御するため、フル・デジタル方式でPWM変調を行い電圧増幅する方式を採用する。

まず、現行技術説明のため、標準的な再生装置のブロック図を以下に2種類あげる。

デジタル音源のアナログ増幅



デジタル音源のフル・デジタル増幅

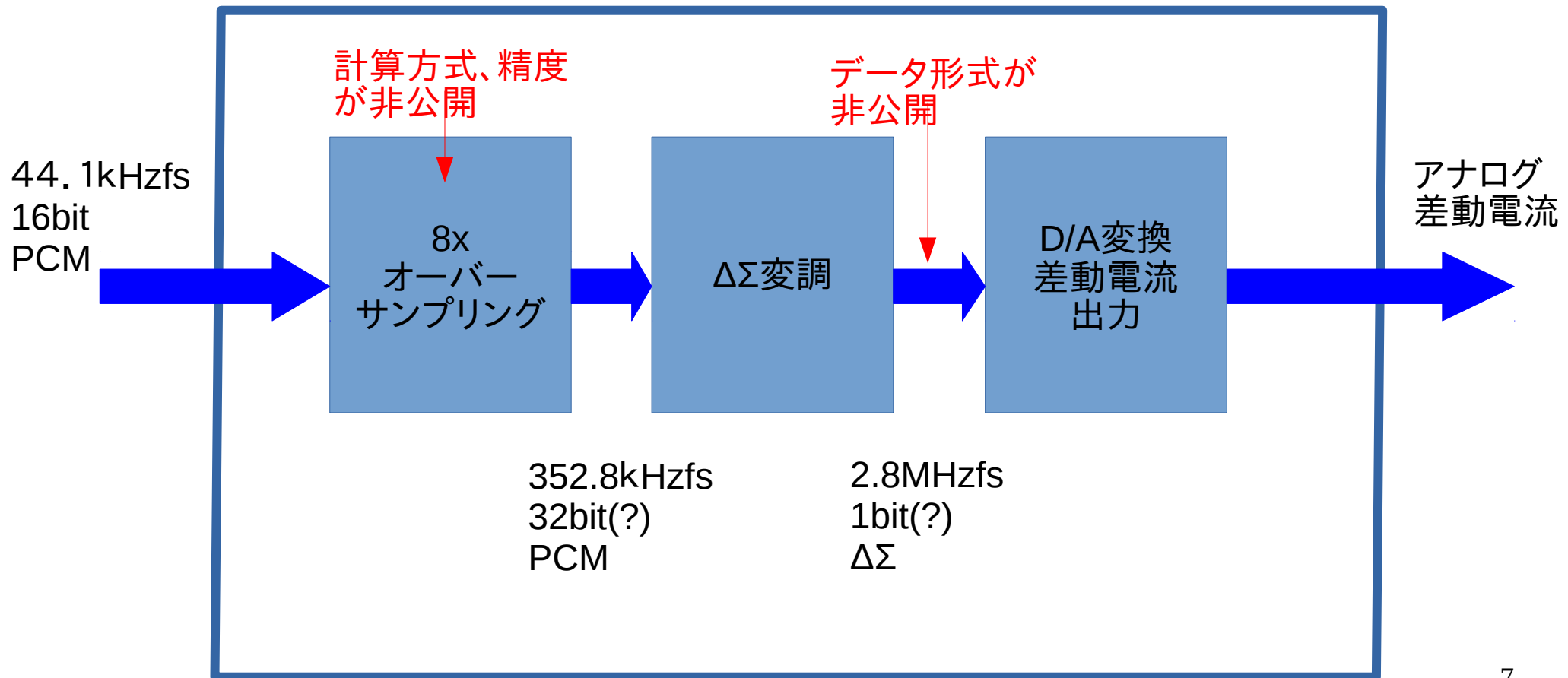


アナログ、フル・デジタル 2種類の増幅方式理論を比較する

- 耐ノイズ性
 - アナログ増幅は、ボリューム直後に一旦アナログ信号がmV、 μ Vオーダーの微小信号になるため、比較的ノイズに弱い
 - フル・デジタル方式は、どの部分でも信号電圧が数V以上のオーダーなので、比較的外来ノイズに強い
- フル・デジタル方式の欠点
 - 増幅は、ボリューム制御が難しい
 - 増幅段の振幅(電源電圧)制御を行うのが望ましいが、 $-\infty$ dBから0dBまで連続して調整できる回路を作るのは非常に困難(不可能かもしれない)
 - PWM変調の前にPCM信号のスケーリングを行うと、PCM信号のS/Nが落ちて音質劣化を招く
 - 出力信号にPWM周波数のノイズが乗る
 - ロー・パス・フィルターが必須(スピーカーそのものをロー・パス・フィルターとして働かせるアイディアもある)
 - ロー・パス・フィルターによるD/A変換以降で非線形性が存在しても、キャンセルする目的で誤差をフィードバックすることが難しい
 - 出力で相殺されたエネルギーが電源に回生するため、相殺割合が増える小音量域で電源電圧が不安定になる
- フル・デジタルならではの長所
 - フル・デジタル方式は、ロー・パス・フィルターの直前まで、信号精度の保証と検証が容易
 - アナログだと、同じ回路でも部品や配線の引き回しで、特性が変わる
 - 電源効率の良さ
 - 同時に電源電圧が不安定になるので、メリットデメリット両方を持つ両刃の剣

DAC LSI 内部処理の不明点

BurrBrownに代表される、ここ10年ほどの一般的なDAC LSI
内部のブロック図を示す



D/A変換方式の歴史

初期のD/A変換チップ

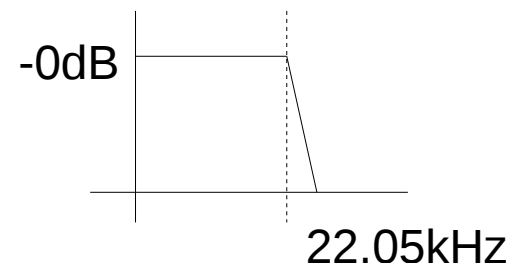
Compact Disc
からの
44.1kHzfs16bit2ch
信号

D/A変換
ラダー
抵抗など

44.1kHzで切り替わる
階段状波形
出力信号のうち22.05kHz
以上の周波数帯にはディジ
タル方式のノイズがある

外付け回路

急峻な
アナログ
LPF



D/A変換チップ

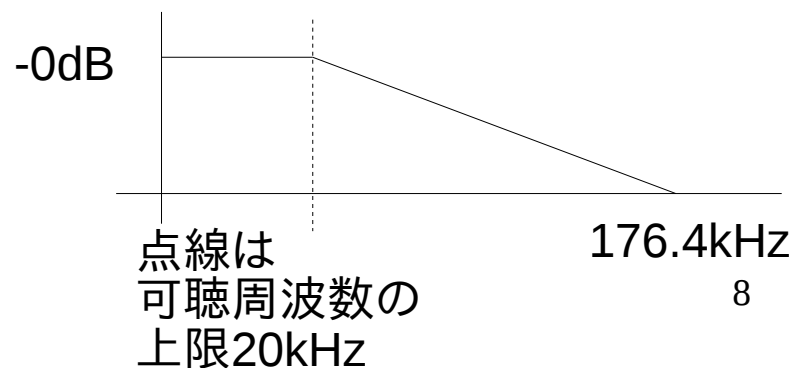
8xオーバー
サンプリング
+
D/A変換

Compact Disc
からの
44.1kHzfs16bit2ch
信号

352.8kHzで切り替わる
階段状波形
ディジタル方式のノイズは、
オーバーサンプリングによ
って
176.4kHz以上に移行する

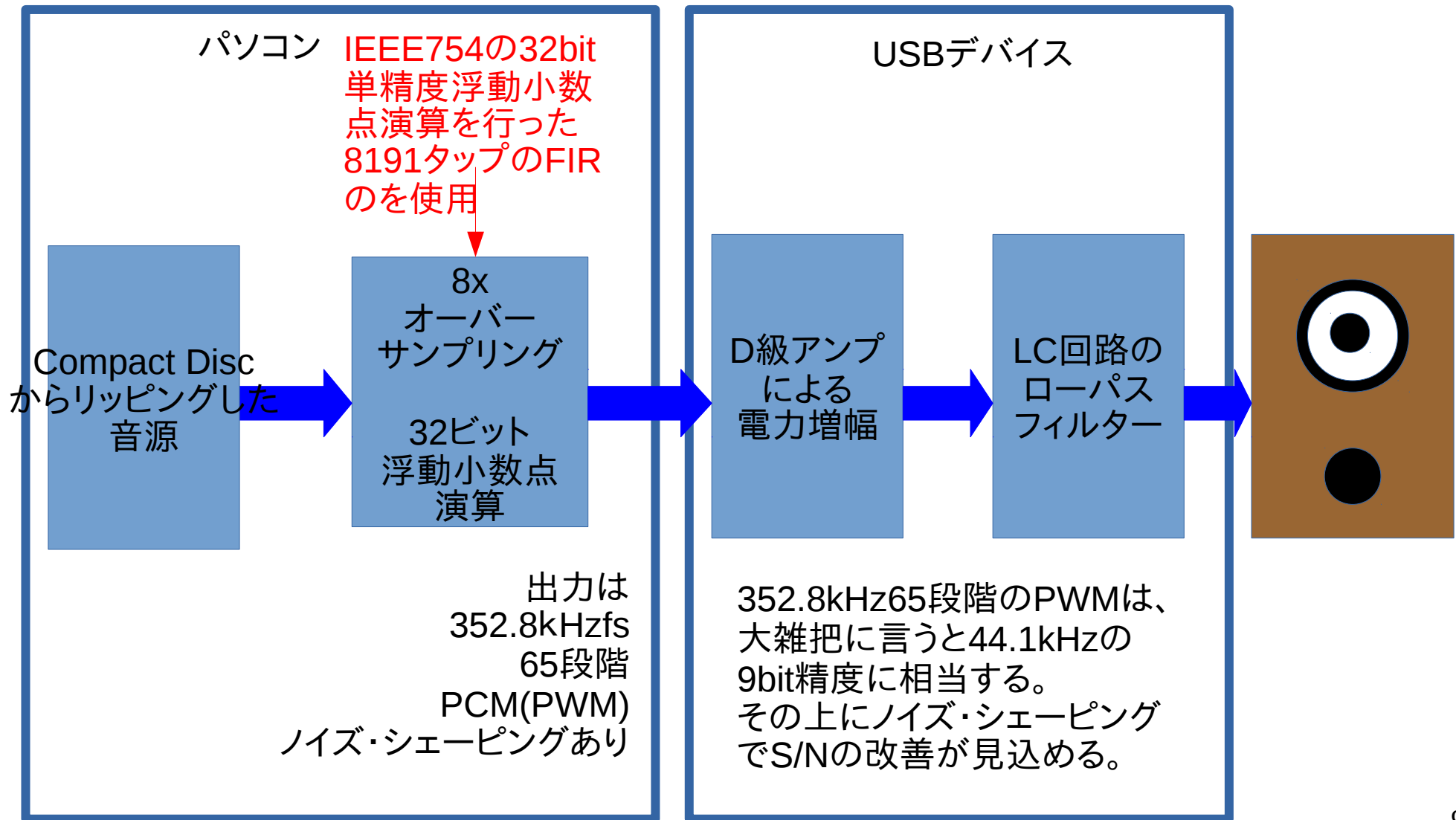
外付け回路

緩やかな
アナログ
LPF



非公開の変換方式
を、今回ソフトウェア
でシミュレーションし
てみた(後述)

今回試験した方式



試行錯誤の記録

- PWM変調を増幅する試験の前に、2.8MHzの $\Delta\Sigma$ を電力増幅する仕組みを試してみた。
 - 最大振幅(フォルティッシモ)時には問題ない
 - 振幅が小さくなると、可聴帯域のノイズが目立つ
LPFで相殺された電力が電源に回生して、電源電圧が不安定になっているらしい → 検証中
- 以上を踏まえて、変調方式を352.8kHzのPWM変調出力に変更した。

オーバーサンプリング方式の比較

方式	オーバーサンプリング方式	計算精度	FIRタップ数
初期のD/A変換	オーバーサンプリングせず		
DAC7 (SAA7350 + TDA1547)	8倍	20x22bit乗算器 (SM5803使用時)	3ステージ 153,29,17タップ (SM5803使用時)
現行の標準として BurrBrownを想定	8倍	非公開なので推測 だが 16bit固定小数点と みなした	非公開なので推測 だが 1023タップとみな した
CHORD社の HUGOという商品 (FPGAで実装して いる)	8倍	精度非公開だが Spartan6を用いて いるのでおそらく 18x18bit高速乗算 器のはず	26kタップのFIRと 宣伝している
本方式	8倍	IEEE754 32bit 単精度浮動小数点	8191タップのFIR

出力品質の評価方針

- 試作品を使用してみて、聴感上で再生品質向上が認められた
- 数値評価を試みた
 - 方針

各D/A変換方式をシミュレーションするフィルタを作成し、44.1kHzfsでSIN波入力した定常状態において出力をFFT変換する。FFT変換結果からS/N比を計算する。
 - 各方式は、仕様に非公開の部分も含むため、一部仕様をこちらで想定した。

フィルタの定数も、bit長とTAP数を元に、独自に計算した。

各方式のオーバーサンプリングLPFフィルタには、周期パルスではなく階段状の波形を入力した（8xオーバーサンプリング時に、元データ1個と7個の0を入力とみなす方式があるが、本方式は元データのコピーを8個並べた）

各フィルタのシミュレーションにおいて、FIR係数の最大値がそのLSIで扱える整数の最大値となるようスケールした。計算結果のビット長は、加算時にフィルタ精度を一時的に超え、後に丸められる。
 - 評価手段に独自工夫を加えた。

窓関数を使わずに計算した。

 - 本来フーリエ変換は、周期関数の処理にのみ定義される。ダイナミックに変化する信号を無理矢理周期関数として扱えるようにする手段が窓関数だった。SIN波入力をFIR処理している定常状態ならば、出力が周期関数なので窓関数が省略できるはず。
 - FFT計算は、計算に使用するサンプル個数を2のべき乗にすると都合が良い。
 - SIN波入力で定常状態を作り、FFTサンプル数を入力SIN波周期の整数倍にすれば、周期関数になる。単なる整数倍ではなく、2のべき乗倍ならば、なお良い。

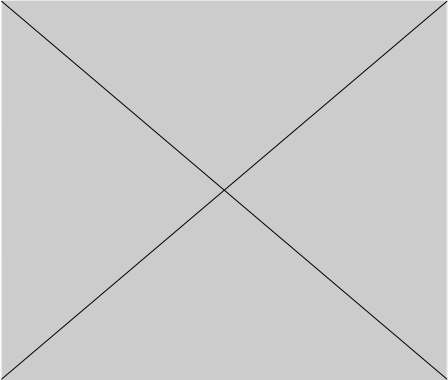
PWMシミュレーションのノイズシェーピングによってデータのオーバーフローが発生しないように、入力振幅は最大振幅の0.9倍とした。
 - D/A変換直後の信号と、さらに20kHzオーバーの信号をカットした場合を計算した

20kHzオーバーの信号をカットする際は、遮断域全体でゲイン- ∞ の理想的フィルターを想定した
- 評価結果を次スライド以降に示す。

シミュレーション結果1

各方式オーバーサンプリング フィルタ性能の比較(エネルギー比)

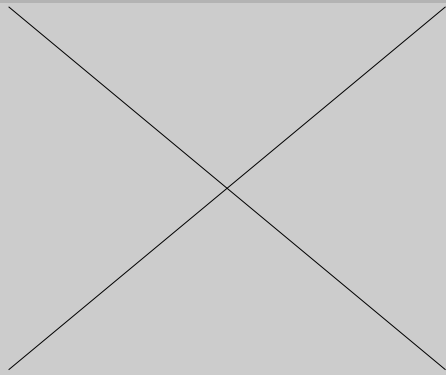
入力データにCDDAを想定した場合

方式		全帯域出力 中のS/N	20kHz以下に 限定したS/N	65段階PWM変調 を通したS/N
DAC7	16bit入力			
BurrBrownを想定 精度16bit				
HUGO	16bit入力			
本方式	16bit入力	89.30 [dB]	89.30 [dB]	62.45 [dB]

シミュレーション結果2

各方式オーバーサンプリング フィルタ性能の比較(エネルギー比)

入力データに44.1kHzfs32bit浮動小数点数を想定した場合

方式		全帯域出力 中のS/N	20kHz以下に 限定したS/N	65段階PWM変調 を通したS/N
DAC7	20bit入力	109.01 [dB]	109.15 [dB]	
BurrBrownを想定 精度16bit		89.34 [dB]	89.37 [dB]	
HUGO	18bit入力	99.51 [dB]	99.97 [dB]	
本方式	float入力	118.93 [dB]	120.30 [dB]	61.82 [dB]

シミュレーション結果3

本方式D/A変換直前のS/N比

入力データにCDDAを想定した場合

D/A変換方式	全帯域出力 中のS/N	20kHz以下に 限定したS/N
65段階PWM ノイズシェーピングなし	36.71 [dB]	51.42 [dB]
65段階PWM ノイズシェーピングあり	34.20 [dB]	62.45 [dB]
129段階PWM {+,0,-}の3値制御	39.68 [dB]	66.23 [dB]
マルチビット(12bit)工業用 D/A変換	69.55 [dB]	89.11 [dB]

シミュレーション結果4

16bit入力データの処理結果をFFT

FFT結果をエネルギー(2乗の和)とし、周波数別信号強度をdB表示

周波数 [Hz]	DAC7 [dB]	BurrBrown [dB]	HUGO [dB]	本方式 [dB]	本方式PWM 変調後[dB]	
0...344	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	DC成分
345...688	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
689...1033	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
1034...1377	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
1378...1722	0	0	0	0	0	本来の信号
1723...2066	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
2067...2411	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
2412...2755	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
2756...3100	-∞	-∞	-∞	-∞	-80	2次高調波
3101...3444	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
3445...3789	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
3790...4133	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
4134...4478	-86	-92	-92	-92	-74	3次高調波
4479...4822	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
4823...5167	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
5168...5511	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
5512...5856	-∞	-∞	-∞	-∞	-93	4次高調波
5857...6201	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
6202...6545	-∞	-∞	-∞	-∞	-∞	
以下省略						

評価結果を考察する

- TBD

本技術の応用可能性

- 本技術は、趣味の音楽鑑賞以外に広く応用可能と考える
- 例 山間部でダムの放水を知らせるサイレン、電車の車内放送など公共の場でのPAに利用すると...
 - D級動作で、増幅段のパワーロスや発熱を減らせる
 - 音質向上効果により、従来より低い出力で内容を明瞭に伝達できる

今後の課題

本方式にはまだ改良の余地がある

- PWM変調部分のデジタル的改良

- PWM変調のパルス幅制御に用いるクロック周期をもっと短くすれば、再生品質向上が期待できる

現状のPWMでは、CDDAの44.1kHzfs、16bitの信号を表現しきれていない

- D級増幅部分のアナログ的改良

- ローパスフィルターの精度
- 電源電圧の安定性

- フルデジタルアンプ動作原理の問題

- 増幅段の先、ローパスフィルター以降に非線形性があってもフィードバックできていない
- スムーズなボリューム制御を実現したい

今回はPWMの音質向上を目指したが、 $\Delta\Sigma$ の直接増幅による音質向上も再挑戦したい

結論

- CDに格納されているPCM音源(44.1kHzfs、16bitサンプル)の再生品質向上を目的として、以下の仕組みを実装した
 - パーソナル・コンピュータ上で動作するソフトウェアを用いて、PCMを従来より高精度にオーバー・サンプリングする仕組み
 - オーバー・サンプリングしたPCMをPWM変調する仕組み
 - PWM変調データをUSB経由で受け取り、電力増幅する増幅回路
- 本方式の改良点は、PCMオーバー・サンプリング計算の精度向上である
- 再生品質は聴感上向上し、数値評価の結果でも裏付けられた
- 今回のPWM変調は、ハードウェアの制限より十分な変換精度が得られていない 改良されたPCMオーバー・サンプリングの出力精度を活かしきれていない

参考文献

- 岩田利王 実践デジタル・フィルタ設計入門 CQ出版社
 - 8xオーバーサンプリングフィルタの設計(FIR係数の計算)に利用した
- 本田潤 D級/デジタル・アンプの設計と製作 CQ出版社
 - オーバーサンプリングしたデータを用いて直接スピーカーを駆動することに成功した
- トランジスタ技術2015年9月号
 - DAC7の仕様を調べる時参考とした
- 河合一 デジタル・オーディオの基本と応用 誠文堂新光社
 - 現行方式のDACの仕様を調べるのに利用した