(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第4660778号
(P4660778)
(45)発行日　平成23年3月30日(2011.3.30)　(24)登録日　平成23年1月14日(2011.1.14)

(51)Int.Cl.　　F I
H03M 7/32 (2006.01)　　H03M 7/32
H03F 3/217 (2006.01)　　H03F 3/217

請求項の数 5　(全 26 頁)

(21)出願番号　特願2008-526650 (P2008-526650)
(86)(22)出願日　平成18年7月27日 (2006.7.27)
(86)国際出願番号　PCT/JP2006/314917
(87)国際公開番号　WO2008/012904
(87)国際公開日　平成20年1月31日 (2008.1.31)
審査請求日　平成21年7月21日 (2009.7.21)

(73)特許権者　304021277
国立大学法人　名古屋工業大学
愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市２９番
(74)代理人　100107700
弁理士　守田　賢一
(72)発明者　米谷　昭彦
日本国愛知県豊田市梅坪町二丁目７番地１

審査官　北村　智彦

最終頁に続く

(54)【発明の名称】ＰＷＭ信号生成器、ＰＷＭ信号生成装置およびデジタルアンプ

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
第１のＰＣＭ信号を入力としＰＷＭ信号を出力とするＰＷＭ信号生成器において、前記ＰＷＭ信号の低周波成分は前記第１のＰＣＭ信号の低周波成分に応じたものであり、前記第１のＰＣＭ信号は第１のサンプリング周期を持ち、前記ＰＷＭ信号は第２のサンプリング周期を持つ第２のＰＣＭ信号に基づきデジタル的手段により生成され、前記第２のサンプリング周期は外部からの指令または予め決められたシーケンスにより、同一周期が連続することもあるように各サンプリング周期毎に変動させられるものであり、前記第１のサンプリング周期は前記第２のサンプリング周期と等しく、前記第２のＰＣＭ信号の分解能は前記第１のＰＣＭ信号の分解能よりも粗いものであり、前記第１のＰＣＭ信号はデルタ・シグマ変調器により前記第２のＰＣＭ信号に変換され、前記デルタ・シグマ変調器はフィルタおよび量子化器を持ち、前記フィルタは前記第１のＰＣＭ信号および前記第２のＰＣＭ信号を入力して第３のＰＣＭ信号を出力し、当該第３のＰＣＭ信号は前記量子化器を通して前記第２のＰＣＭ信号に変換され、前記量子化器のゲインは前記第２のサンプリング周期の値に比例して動的に変化させられ、前記フィルタの内部演算における係数および関数が前記第２のサンプリング周期により決定されて動的に変化することを特徴とするＰＷＭ信号生成器。
【請求項２】
第１のＰＣＭ信号を入力としＰＷＭ信号を出力とするＰＷＭ信号生成器において、前記ＰＷＭ信号の低周波成分は前記第１のＰＣＭ信号の低周波成分に応じたものであり、前記第

１のＰＣＭ信号は第１のサンプリング周期を持ち、前記ＰＷＭ信号は第２のサンプリング周期を持つ第２のＰＣＭ信号に基づきデジタル的手段により生成され、前記第２のサンプリング周期は外部からの指令または予め決められたシーケンスにより、同一周期が連続することもあるように各サンプリング周期毎に変動させられるものであり、前記第１のＰＣＭ信号のサンプリングのタイミングは前記第２のＰＣＭ信号のサンプリングのタイミングに前記第２のＰＣＭ信号のサンプリング間のタイミングを加えたものであり、前記第２のＰＣＭ信号の分解能は前記第１のＰＣＭ信号の分解能よりも粗いものであり、前記第１のＰＣＭ信号はデルタ・シグマ変調器により前記第２のＰＣＭ信号に変換され、前記デルタ・シグマ変調器はフィルタおよび量子化器を持ち、前記フィルタは前記第１のＰＣＭ信号および前記第２のＰＣＭ信号を入力して第３のＰＣＭ信号を出力し、前記第３のＰＣＭ信号は前記量子化器を通して前記第２のＰＣＭ信号に変換され、前記量子化器のゲインは前記第２のサンプリング周期の値に比例して動的に変化させられ、前記フィルタの内部演算における係数および関数が前記第２のサンプリング周期により決定されて動的に変化することを特徴とするＰＷＭ信号生成器。

【請求項３】

第１のＰＣＭ信号を入力としＰＷＭ信号を出力とするＰＷＭ信号生成器において、前記ＰＷＭ信号の低周波成分は前記第１のＰＣＭ信号の低周波成分に応じたものであり、前記第１のＰＣＭ信号は第１のサンプリング周期を持ち、当該第１のサンプリング周期は一定であり、前記ＰＷＭ信号は第２のサンプリング周期を持つ第２のＰＣＭ信号に基づきデジタル的手段により生成され、前記第２のサンプリング周期は外部からの指令または予め決められたシーケンスにより、同一周期が連続することもあるように各サンプリング周期毎に変動させられるものであり、第１のＰＣＭ信号はデルタ・シグマ変調器により前記第２のＰＣＭ信号に変換され、前記デルタ・シグマ変調器はフィルタおよび量子化器を持ち、前記フィルタは前記第１のＰＣＭ信号および前記第２のＰＣＭ信号を入力して第３のＰＣＭ信号を出力し、当該第３のＰＣＭ信号は前記量子化器を通して第２のＰＣＭ信号に変換され、前記量子化器のゲインは第２のサンプリング周期の値に比例して動的に変化させられ、前記フィルタの内部演算における係数および関数が前記第２のサンプリング周期、または前記第２のサンプリング周期および第１のＰＣＭ信号のサンプリングのタイミングと第２のＰＣＭ信号のサンプリングのタイミングの相対的関係により決定されて動的に変化することを特徴とするＰＷＭ信号生成器。

【請求項４】

請求項１ないし請求項３に記載のＰＷＭ信号生成器を持ち、第４のＰＣＭ信号を入力として前記ＰＷＭ信号を出力とするＰＷＭ信号生成装置であって、前記ＰＷＭ信号の低周波成分は前記第４のＰＣＭ信号に応じたものであり、前記第４のＰＣＭ信号は第３のサンプリング周期を持ち、当該第３のサンプリング周期は一定であり、前記第４のＰＣＭ信号を入力とし前記第１のＰＣＭ信号を出力とするオーバーサンプラを持ち、前記第３のサンプリング周期は前記第１のサンプリング周期よりも長いことを特徴とするＰＷＭ信号生成装置。

【請求項５】

請求項４に記載のＰＷＭ信号生成装置により生成されたＰＷＭ信号によって駆動されるスイッチング増幅器を持つことを特徴とするデジタルアンプ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は、デジタル信号をパルス幅変調するＰＷＭ信号生成器とＰＷＭ信号生成装置、並びにこれら生成器と生成装置を利用したデジタルアンプに関するものである。

【背景技術】

【０００２】

スピーカなどを駆動するオーディオアンプにおいては、その電力効率の良さなどから、スイッチングアンプ（Ｄ級増幅器）を用いたデジタルアンプが用いられるようになってき

た。このデジタルアンプは、アナログ信号を入力するタイプのものと、デジタル信号を入力とするタイプであるフルデジタルアンプとがある。フルデジタルアンプにおいては、アナログ信号を経由せずに出力信号を発生させることができるため、オーディオシステムの低コスト化が望めることや、高いエネルギー効率を持ちながら高性能化を図ることができるなどの利点を有している。

【０００３】

一般的なフルデジタルアンプの動作について説明する。フルデジタルアンプの構成の一例を図２に示す。音源信号r[i]はパルス符号変調（ＰＣＭ）信号である。たとえばＣＤから音源信号を得ている場合、音源信号r[i]のサンプリング周波数は44.1kHzである。音源信号r[i]はオーバーサンプラ４に入力され、サンプリング周波数が音源信号r[i]のサンプリング周波数の１６倍である705.6kHzのＰＣＭ信号u[k]に変換される。ＰＣＭ信号u[k]は量子化器１によって同じサンプリング周期で量子化が粗いPCM信号y[k]に変換される。ＰＣＭ信号y[k]の分解能は量子化器１によって決まり、パルス幅変調器２の分解能と同じである。ＰＣＭ信号y[k]はパルス幅変調器２によりパルス幅変調（ＰＷＭ）信号w(t)に変換される。ノイズシェーピングフィルタ３は量子化器１によって発生した量子化ノイズやパルス幅変調器２により発生する信号歪をフィードバック補償し、ＰＷＭ信号w(t)の可聴域成分がＰＣＭ信号u[k]の可聴域成分に対応するようにする。したがって、ＰＷＭ信号w(t)の可聴域成分は音源信号r[i]に対応したものとなる。ＰＷＭ信号w(t)はスイッチング増幅器５に供給されて電力信号に変換され、ＬＣにより構成されるローパスフィルタ６を通した後、負荷であるスピーカに供給される。

【０００４】

なお、特許文献１には、パルス幅変調によって発生する信号歪をノイズシェーピングフィルタにフィードバックさせることにより高調波歪を低減させるとともに、量子化器の入力に高調波歪補償のためのフィードフォワード信号を重畳させた低歪パルス幅変調信号発生器が示されている。

【特許文献１】特開２００４－２３６６１７号

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【０００５】

しかし、上記従来のフルデジタルアンプにおいては、デジタル回路によって生成されるＰＷＭ信号によってスイッチングアンプを駆動するため、パルス幅変調におけるキャリア周波数が一定である場合には、キャリア周波数の整数倍の周波数において強いピークの電磁ノイズを放射してしまう危険性を持っていた。

【０００６】

従来のフルデジタルアンプによって生成したＰＷＭ信号のスペクトルの一例を図２４および図２５に示す。ＰＷＭ信号生成には特許文献３に記載の方法を用いた。入力信号はサンプリング周波数44.1kHzのパルス符号変調（ＰＣＭ）信号であり、周波数2.7563kHzで変調率82%の正弦波である。パルス幅変調は31レベルの対称型パルス幅変調器を用いており、そのキャリア周波数は705.6kHzである。図２４に示すように可聴域における量子化ノイズはよく抑制されているが、図２５に示すようにキャリア周波数の整数倍ごとにスペクトルの大きなピークが発生している。これが電磁輻射等によって漏洩すると、たとえばＡＭラジオなどに対して電波妨害を与えてしまう。

【０００７】

このような、内部動作信号やその高調波の周波数の電磁ノイズによる影響を緩和する方法として、クロック周波数を動的に変動させて電磁ノイズのスペクトルを拡散する方法が知られている。しかし、フルデジタルアンプにおいてこのスペクトルを拡散する方法を適用するにはパルス幅変調器２におけるＰＷＭのキャリア周波数を動的に変化させる必要があり、このためにはデジタルフィルタであるノイズシェーピングフィルタ３のサンプリング周期を動的に変化させる必要が生じる。ところが、サンプリング周期を動的に変化させても所望の特性を維持するノイズシェーピングフィルタは提案されておらず、フルデジタ

ルアンプにおいてはスペクトル拡散技術を用いることができなという問題があった。

【０００８】

そこで、本発明はこのような課題を解決するもので、パルス幅変調のキャリア周波数を動的に変動させながら所望の性能を維持し、ＰＷＭ信号に対してスペクトル拡散を行うことで電磁ノイズの発生を有効に防止できるＰＷＭ信号生成器とＰＷＭ信号生成装置、並びにこれら生成器と生成装置を利用したデジタルアンプを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【０００９】

サンプリング周期が変動しても所望の特性を維持するノイズシェーピングフィルタを実現する手段としては、ノイズシェーピングフィルタ内部での演算における係数をサンプリング周期に応じて変化させる方法を用いる。この場合、単に係数を変化させるだけではなく、ノイズシェーピングフィルタの構成にも配慮する必要がある。また、入力信号のサンプリング周期と出力信号のサンプリング周期の関係などにより、ノイズシェーピングフィルタの設計方法は異なる。

【００１０】

そこで、本第１発明では、第１のＰＣＭ信号を入力としＰＷＭ信号を出力とするＰＷＭ信号生成器において、前記ＰＷＭ信号の低周波成分は前記第１のＰＣＭ信号の低周波成分に応じたものであり、前記第１のＰＣＭ信号は第１のサンプリング周期を持ち、前記ＰＷＭ信号は第２のサンプリング周期を持つ第２のＰＣＭ信号に基づきデジタル的手段により生成され、前記第２のサンプリング周期は外部からの指令または予め決められたシーケンスにより、同一周期が連続することもあるように各サンプリング周期毎に変動させられるものであり、前記第１のサンプリング周期は前記第２のサンプリング周期と等しく、前記第２のＰＣＭ信号の分解能は前記第１のＰＣＭ信号の分解能よりも粗いものであり、前記第１のＰＣＭ信号はデルタ・シグマ変調器により前記第２のＰＣＭ信号に変換され、前記デルタ・シグマ変調器はフィルタおよび量子化器を持ち、前記フィルタは前記第１のＰＣＭ信号および前記第２のＰＣＭ信号を入力して第３のＰＣＭ信号を出力し、当該第３のＰＣＭ信号は前記量子化器を通して前記第２のＰＣＭ信号に変換され、前記量子化器のゲインは前記第２のサンプリング周期の値に比例して動的に変化させられ、前記フィルタの内部演算における係数および関数が前記第２のサンプリング周期により決定されて動的に変化することを特徴としている。

【００１１】

本第２発明では、第１のＰＣＭ信号を入力としＰＷＭ信号を出力とするＰＷＭ信号生成器において、前記ＰＷＭ信号の低周波成分は前記第１のＰＣＭ信号の低周波成分に応じたものであり、前記第１のＰＣＭ信号は第１のサンプリング周期を持ち、前記ＰＷＭ信号は第２のサンプリング周期を持つ第２のＰＣＭ信号に基づきデジタル的手段により生成され、前記第２のサンプリング周期は外部からの指令または予め決められたシーケンスにより、同一周期が連続することもあるように各サンプリング周期毎に変動させられるものであり、前記第１のＰＣＭ信号のサンプリングのタイミングは前記第２のＰＣＭ信号のサンプリングのタイミングに前記第２のＰＣＭ信号のサンプリング間のタイミングを加えたものであり、前記第２のＰＣＭ信号の分解能は前記第１のＰＣＭ信号の分解能よりも粗いものであり、前記第１のＰＣＭ信号はデルタ・シグマ変調器により前記第２のＰＣＭ信号に変換され、前記デルタ・シグマ変調器はフィルタおよび量子化器を持ち、前記フィルタは前記第１のＰＣＭ信号および前記第２のＰＣＭ信号を入力して第３のＰＣＭ信号を出力し、前記第３のＰＣＭ信号は前記量子化器を通して前記第２のＰＣＭ信号に変換され、前記量子化器のゲインは前記第２のサンプリング周期の値に比例して動的に変化させられ、前記フィルタの内部演算における係数および関数が前記第２のサンプリング周期により決定されて動的に変化することを特徴としている。

【００１２】

本第３発明では、第１のＰＣＭ信号を入力としＰＷＭ信号を出力とするＰＷＭ信号生成器において、前記ＰＷＭ信号の低周波成分は前記第１のＰＣＭ信号の低周波成分に応じた

ものであり、前記第１のＰＣＭ信号は第１のサンプリング周期を持ち、当該第１のサンプリング周期は一定であり、前記ＰＷＭ信号は第２のサンプリング周期を持つ第２のＰＣＭ信号に基づきデジタル的手段により生成され、前記第２のサンプリング周期は外部からの指令または予め決められたシーケンスにより、同一周期が連続することもあるように各サンプリング周期毎に変動させられるものであり、第１のＰＣＭ信号はデルタ・シグマ変調器により前記第２のＰＣＭ信号に変換され、前記デルタ・シグマ変調器はフィルタおよび量子化器を持ち、前記フィルタは前記第１のＰＣＭ信号および前記第２のＰＣＭ信号を入力して第３のＰＣＭ信号を出力し、当該第３のＰＣＭ信号は前記量子化器を通して第２のＰＣＭ信号に変換され、前記量子化器のゲインは第２のサンプリング周期の値に比例して動的に変化させられ、前記フィルタの内部演算における係数および関数が前記第２のサンプリング周期、または前記第２のサンプリング周期および第１のＰＣＭ信号のサンプリングのタイミングと第２のＰＣＭ信号のサンプリングのタイミングの相対的関係により決定されて動的に変化することを特徴としている。

【００１３】

本第４発明では、本第１発明ないし本第３発明に係るＰＷＭ信号生成器を持ち、第４のＰＣＭ信号を入力として前記ＰＷＭ信号を出力とするＰＷＭ信号生成装置であって、前記ＰＷＭ信号の低周波成分は前記第４のＰＣＭ信号に応じたものであり、前記第４のＰＣＭ信号は第３のサンプリング周期を持ち、当該第３のサンプリング周期は一定であり、前記第４のＰＣＭ信号を入力とし前記第１のＰＣＭ信号を出力とするオーバーサンプラを持ち、前記第３のサンプリング周期は前記第１のサンプリング周期よりも長いことを特徴としている。

【００１４】

本第５発明のデジタルアンプは、本第４発明に係るＰＷＭ信号生成装置により生成されたＰＷＭ信号によって駆動されるスイッチング増幅器を持つことを特徴としている。

【発明の効果】

【００１５】

本発明によれば、パルス幅変調のキャリア周波数を動的に変動させてＰＷＭ信号に対しスペクトル拡散を行うことによって電磁ノイズの発生を効果的に防止しつつ、信号歪を最小限に抑えてＰＷＭ信号生成器やこれを利用したデジタルアンプの所望の性能を維持することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【００１６】

（第１実施形態）

ＰＣＭ信号u[k]とＰＣＭ信号y[k]のサンプリング周期が同じであり、そのサンプリング周期が変動する場合について説明する。このときのフルデジタルアンプの構成は図２に示すものと同じであり、ノイズシェーピングフィルタの構成は図１に示すものである。

【００１７】

最初に、ノイズシェーピングフィルタの目標とする周波数特性を決めるのに、連続時間系のフィルタを設計し、数１のように状態変数表現する。

【００１８】

【数１】

$$\dot{x}^*(t) = A^* x^*(t) + b^* \left(u^*(t) - w(t) \right)$$

$$v^*(t) = c^* x^*(t)$$

【００１９】

ただし、$u^*(t)$はＰＣＭ信号u[k]に対応する連続時間信号、w(t)はパルス幅変調器により生成されるＰＷＭ信号、$v^*(t)$はノイズシェーピングフィルタが生成する補正信号v[k]に対応する連続時間信号、$x^*(t)$は状態変数である。この連続時間フィルタに対して零次ホールドを用いてサンプリング周期τ_kで離散時間化する。ただし、サンプリング周期τ_kは動的に変化するものであるので、サンプリングとサンプリングの間においては、入力信号$u^*(t)$はサンプリング点間の中間の時刻の値で代表させる。この様子を図３に示す。しかし補正信号v[k]はサンプリング時刻の値をサンプルする。すなわち、

（数２）

$$u[k]=u^*((t_k+t_{k+1})/2)$$

（数３）

$$v[k]=v^*(t_k)$$

であり、t_kはk番目のサンプリング時刻である。すると数４、数５で示すデジタルフィルタを得る。

【００２０】

【数４】

$$x[k+1]=A(\tau_k)x[k]+b(\tau_k)u[k]-e(y[k])$$

$$v[k]=c\,x[k]$$

【００２１】

【数５】

$$A(\tau_k)=\exp(A^*\tau_k)$$

$$b(\tau_k)=\int_0^{\tau_k}\exp(A^*t)dt\,b^*$$

$$c=c^*$$

$$e(y[k])=\int_0^{\tau_k}\exp\left(A^*(\tau_k-t)\right)b^*w(t_k+t)dt$$

【００２２】

このとき、デジタルフィルタの状態変数x[k]は、連続時間のフィルタの状態変数$x^*(t)$をサンプルしたものに対応している。すなわち、$x[k]=x(t_k)$，$t_{k+1}-t_k=\tau_k$となっている。したがって、サンプリング周期τ_kがサンプリング毎に異なっても、離散時間フィルタの安定性が保証されることは勿論、入出力の伝達特性も連続時間フィルタの伝達特性に近いものとなる。

【００２３】

ここで、次数がnのフィルタを設計する場合について考えてみる。このとき、数４における$A(\tau_k)$はn×nの行列となるので、デジタルフィルタの係数の数が多くなるとともに、デジタルフィルタ演算の計算量も多くなってしまう。そこで、数１の連続時間フィルタを設計する際に、行列A^*をブロック対角化することにより、数４における行列$A(\tau_k)$もブロック対角化されるので、デジタルフィルタの非ゼロの係数の数を減らすこともできるし、デジタルフィルタ演算の計算量も減らすことができる。さらに、行列A^*のブロック対角化とともに、数１の連続時間フィルタの出力ベクトルcに対して、その要素のそれぞれが１または０のどちらかになるようにすることにより、デジタルフィルタ演算の計算量をさら

に減らすことができる。出力ベクトルは数５に示されるように数２による離散時間化によって変化しないからである。

【００２４】

上記の離散時間フィルタは、入力信号に関して零次ホールドを仮定してサンプル点間における値を一定としていたので、サンプリング周期の変動により、この仮定が信号の歪を発生させてしまう。この信号歪に対処する方法として、サンプル点間における入力信号の値を補間する方法が考えられる。その補間の方法としてはいくつかの方法が考えられる。

【００２５】

まず、入力信号としてサンプル点間の信号波形を直線で結んで近似した場合を考える。この様子を図４に示す。一次近似を行うことにより、零次ホールドを用いる場合に比べて、サンプリング周期の変動による信号歪が小さくなることが期待できる。サンプル点間の応答を直線で結んで近似するホールド要素は三角ホールドと呼ばれる。その三角ホールドを用いて連続時間信号$u^*(t)$を補間し数１で表される連続時間フィルタを離散時間化すると数６、数７に示すようになる。ただし、補正信号v[k]はサンプル時刻における連続時間信号$v^*(t)$の値を代表させるものとする。

【００２６】

【数６】

$$x[k+1] = A(\tau_k)x[k] + b_1(\tau_k)u[k] + b_2(\tau_k)u[k+1] - e(y[k])$$
$$y[k] = c\,x[k]$$

【００２７】

【数７】

$$A(\tau_k) = \exp(A^*\tau_k)$$

$$b_1(\tau_k) = \int_0^{\tau_k} \frac{t}{\tau_k}\exp(A^*t)\,dt\,b^*$$

$$b_2(\tau_k) = \int_0^{\tau_k} \left(1 - \frac{t}{\tau_k}\right)\exp(A^*t)\,dt\,b^*$$

$$c = c^*$$

$$e(y[k]) = \int_0^{\tau_k} \exp\left(A^*(\tau_k - t)\right)b^*\,w(t_k + t)\,dt$$

【００２８】

このデジタルフィルタは厳密にプロパーなものではなく、入力から出力への直達項を含むものになっている。

【００２９】

次に、入力信号としてサンプル点間の信号波形を２次曲線で近似した場合を考える。この様子を図５に示す。２次近似を行うことにより、１次近似を用いる場合に比べて、サンプリング周期の変動による信号歪が小さくなることが期待できる。ここでは、$t_k \leqq t \leqq t_{k+2}$における$u^*(t)$の値を$u(t_k)$および$u(t_{k+1})$および$u(t_{k+2})$の値を用いて２次近似する。ただしkの値は奇数とする。すると、２次近似された$u^*(t)$は数８、数９で示すものになる。

【００３０】
【数８】

$$u^*(t) = u[k] + (p_0 u[k] + p_1 u[k+1] + p_2 u[k+2])t + (q_0 u[k] + q_1 u[k+1] + q_2 u[k+2])t^2$$

【００３１】
【数９】

$$p_0 = -\frac{2\tau_k + \tau_{k+1}}{\tau_k(\tau_k + \tau_{k+1})}, \quad p_1 = \frac{\tau_k + \tau_{k+1}}{\tau_k \tau_{k+1}}, \quad p_2 = -\frac{\tau_k}{\tau_{k+1}(\tau_k + \tau_{k+1})}$$

$$q_0 = \frac{1}{\tau_k(\tau_k + \tau_{k+1})}, \quad q_1 = -\frac{1}{\tau_k \tau_{k+1}}, \quad q_2 = \frac{1}{\tau_{k+1}(\tau_k + \tau_{k+1})}$$

【００３２】
この補間された時間関数を用いて数１で表される連続時間フィルタを離散時間化すると、数１０ないし数１３に示すものとなる。ただし、補正信号v[k]はサンプル時刻における連続時間信号$v^*(t)$の値を代表させるものとする。また、kの値は奇数とする。
【００３３】
【数１０】

$$x[k+1] = A(\tau_k)x[k] + b_0^o u[k] + b_1^o u[k+1] + b_2^o u[k+2] - e(y[k])$$
$$y[k] = c\,x[k]$$

【００３４】
【数１１】

$$A(\tau_k) = \exp(A^*\tau_k)$$

$$b_0^o = \int_0^{\tau_k} (1 + p_0 t + q_0 t^2)\exp(A^*(\tau_k - t))dt\,b^*$$

$$b_1^o = \int_0^{\tau_k} (p_1 t + q_1 t^2)\exp(A^*(\tau_k - t))dt\,b^*$$

$$b_2^o = \int_0^{\tau_k} (p_2 t + q_2 t^2)\exp(A^*(\tau_k - t))dt\,b^*$$

$$c = c^*$$

$$e(y[k]) = \int_0^{\tau_k} \exp(A^*(\tau_k - t))b^* w(t_k + t)dt$$

【００３５】

【数１２】

$$x[k+2] = A(\tau_{k+1})\,x[k+1] + b_0^e\,u[k] + b_1^e\,u[k+1] + b_2^e\,u[k+2] - e(y[k+1])$$
$$y[k+1] = c\,x[k+1]$$

【００３６】

【数１３】

$$A(\tau_{k+1}) = \exp(A^*\tau_{k+1})$$
$$b_0^e = \int_{\tau_k}^{\tau_k+\tau_{k+1}} \left(1 + p_0 t + q_0 t^2\right)\exp\left(A^*(\tau_k + \tau_{k+1} - t)\right)dt\,b^*$$
$$b_1^o = \int_{\tau_k}^{\tau_k+\tau_{k+1}} \left(p_1 t + q_1 t^2\right)\exp\left(A^*(\tau_k + \tau_{k+1} - t)\right)dt\,b^*$$
$$b_2^o = \int_{\tau_k}^{\tau_k+\tau_{k+1}} \left(p_2 t + q_2 t^2\right)\exp\left(A^*(\tau_k + \tau_{k+1} - t)\right)dt\,b^*$$
$$c = c^*$$
$$e(y[k+1]) = \int_{\tau_k}^{\tau_k+\tau_{k+1}} \exp\left(A^*(\tau_k + \tau_{k+1} - t)\right)b^*\,w(t_k + t)\,dt$$

【００３７】

連続時間信号$u^*(t)$を連続する３点のサンプリング時刻におけるＰＣＭ信号u[k]の値を用いて補間近似したので、このようにフィルタ演算は奇数番目のサンプル時刻におけるものと偶数番目のサンプル時刻におけるものとでは異なる。また、このデジタルフィルタに関しては因果律が成り立たないので、入力信号を１サンプル先読みできる場合か出力信号を１サンプル遅らせることができる場合にのみ用いることができる。

【００３８】

（第２実施形態）

さらに他の方法として、連続時間信号$u^*(t)$を２次補間するのであるが、フィルタ演算のサンプリング時刻およびその間の１点の入力信号の値を用いて、各サンプル点間において２次補間をする場合について考える。この様子を図６に示す。前述の方法に対して入力信号のサンプル間隔が狭くなるため、サンプリング周期の変動に対する信号歪が小さくなることが期待できる。

【００３９】

いま、ＰＣＭ信号u[k]はループシェーピングフィルタのサンプリング時刻における$u^*(t)$の値であるものとし、サンプル点間における入力信号を新たにサンプリング点間ごとに１点ずつサンプルして入力するものとする。サンプル点間におけるどの時刻においてサンプルするかは任意であるが、ここではサンプルの中間点の時刻においてサンプルするものとし、その信号を$u_c[k]$とする。すると、$t_k \leqq t \leqq t_{k+1}$における$u^*(t)$の値をu[k]およびu[k+1]および$u_c[k]$の値を用いて数１４のように２次近似できる。

【００４０】

【数１４】

$$u^*(t) = u[k] + \left(-3u[k] + 4u_c[k] - u[k+1]\right)\frac{t}{\tau_k} + \left(2u[k] - 4u_c[k] + 2u[k+1]\right)\frac{t^2}{\tau_k^2}$$

【００４１】

この補間された時間関数を用いて数１で表される連続時間フィルタを離散時間化すると数１５、数１６に示すものとなる。ただし、補正信号v[k]はサンプル時刻における連続時間信号$v^*(t)$の値を代表させるものとする。

【００４２】

【数１５】

$$x[k+1] = A(\tau_k)x[k] + b_0^c u[k] + b_1^c u_c[k] + b_2^c u[k+1] - e(y[k])$$
$$y[k] = c\,x[k]$$

【００４３】

【数１６】

$$A(\tau_k) = \exp(A^*\tau_k)$$
$$b_0^c = \int_0^{\tau_k}\left(1 - 3t + 2t^2\right)\exp\left(A^*(\tau_k - t)\right)dt\,b^*$$
$$b_1^c = \int_0^{\tau_k}\left(4t - 4t^2\right)\exp\left(A^*(\tau_k - t)\right)dt\,b^*$$
$$b_2^c = \int_0^{\tau_k}\left(-t + 2t^2\right)\exp\left(A^*(\tau_k - t)\right)dt\,b^*$$
$$c = c^*$$
$$e(y[k]) = \int_0^{\tau_k}\exp\left(A^*(\tau_k - t)\right)b^* w(t_k + t)\,dt$$

【００４４】

このデジタルフィルタは厳密にプロパーなものではなく、入力から出力への直達項を含むものになっている。

【００４５】

（第３実施形態）

次に、ＰＣＭ信号u[h]のサンプリング周期が一定で、ＰＣＭ信号y[k]のサンプリング周期が変動する場合を考える。ノイズシェーピングフィルタはＰＣＭ信号y[k]のサンプリングと同期して動作させる。このときのフルデジタルアンプの構成を図７に示す。ＰＣＭ信号u[h]のサンプリング周期を一定とすることにより、ノイズシェーピングフィルタのサン

プリング周期が動的に変動することによる信号歪を小さく抑えることができる。この場合においても、ノイズシェーピングフィルタの動特性の目標は数１で表される連続時間フィルタで与えられるものとする。

【００４６】

ＰＣＭ信号u[h]のサンプリングはＰＣＭ信号y[k]のそれぞれのサンプル点間に多くても１回しか発生しないものとする。ＰＣＭ信号u[h]に対しては零次ホールドを適用する。その様子を図８に示す。出力信号v[k]に関してはサンプル時刻における信号の値を代表させる場合を考える。このようなデジタルフィルタは数１８、数１９および数２１、数２２に示すものとなる。ここで、入力u[h]がサンプルされる時刻をt^u_h、出力y[k]がサンプルされる時刻をt_kとする。

【００４７】

（数１７）

$t^u_h \leqq t_k < t_{k+1} < t^u_{h+1}$

のとき、すなわち、出力のサンプル点間において入力信号がサンプルされなかったとき、数１８、数１９で示すものになる。

【００４８】

【数１８】

$$x[k+1] = A(\tau_k)\,x[k] + b(\tau_k)\,u[h] - e(y[k])$$

$$v[k] = c\,x[k]$$

【００４９】

【数１９】

$$A(\tau_k) = \exp(A^*\tau_k)$$

$$b(\tau_k) = \int_0^{\tau_k} \exp(A^*t)\,dt\,b^*$$

$$c = c^*$$

$$e(y[k]) = \int_0^{\tau_k} \exp\left(A^*(\tau_k - t)\right) b^*\, w(t_k + t)\,dt$$

【００５０】

また、

（数２０）

$t^u_h \leqq t_k < t^u_{h+1} \leqq t_{k+1} < t^u_{h+2}$

のとき、すなわち、出力のサンプル点間において入力信号が１回サンプルされたとき、数２１、数２２に示すものになる。

【００５１】

【数２１】

$$x[k+1] = A(\tau_k)\,x[k] + b_3(\tau_k, t_{k+1} - t^u_{h+1})\,u[h] + b(t_{k+1} - t^u_{h+1})\,u[h+1] - e(y[k])$$

$$v[k] = c\,x[k]$$

【００５２】
【数２２】

$$A(\tau_k) = \exp(A^*\tau_k)$$

$$b(t_{k+1} - t^u_{h+1}) = \int_0^{t_{k+1}-t_{h+1}} \exp(A^*t)dt\,b^*$$

$$b_3(\tau_k, t_{k+1} - t^u_{h+1}) = \int_{t_{k+1}-t_{h+1}}^{\tau_k} \exp(A^*t)dt\,b^*$$

$$c = c^*$$

$$e(y[k]) = \int_0^{\tau_k} \exp\left(A^*(\tau_k - t)\right)b^*\,w(t_k + t)dt$$

【００５３】
なお、u[h]とv[k]の加算においては、t_kに対して直前のu[h]の値をv[k]に加算するものとする。上述の方法はＰＣＭ信号u[h]に零次ホールドを適用していたが、三角ホールドを用いる場合や他の補間手法を用いた場合においても同様にノイズシェーピングフィルタを設計することができる。
【００５４】
次に、ＰＣＭ信号u[h]のサンプリング周期に合わせてノイズシェーピングフィルタの演算を行う場合を考える。ＰＣＭ信号v[k]のサンプリング周期は動的に変化するので、ＰＣＭ信号v[k]はノイズシェーピングフィルタの演算周期とは必ずしも同期しない。ＰＣＭ信号u[h]に対しては零次ホールドを用い、数１により表される連続時間フィルタを離散時間化する。この場合、ＰＷＭ信号w(t)をそのまま用いるとノイズシェーピングフィルタの演算に必要なテーブルが大きくなってしまうので、ＰＷＭ信号w(t)はＰＣＭ信号y[k]で近似する。
【００５５】
ここで、求めるノイズシェーピングフィルタは、次のようになる。$\tau^u = t^u_{h+1} - t^u_h$とすると、求めるノイズシェーピングフィルタは、数２４、数２６、数２７で示すものになる。
【００５６】
（数２３）
$t_{k-1} \leqq t^u_h \leqq t_k < t^u_{h+1} \leqq t_{k+1}$
である場合、
【００５７】
【数２４】

$$x[h+1] = A(\tau^u)x[k] + b(\tau^u)u[h] - b_3(\tau^u,\ t^u_{h+1} - t_k)y[k-1] - b(t^u_{h+1} - t_k)y[k]$$

$$v[k] = c_1(t_k - t^u_h)x[h] + d_3(t_k - t^u_h)(u[h] - y[k-1])$$

【００５８】
（数２５）
$t_{k-1} \leqq t^u_h \leqq t_k < t_{k+1} < t^u_{h+1}$である場合、
【００５９】

【数２６】

$$x[h+1]=A(\tau^u)\,x[k]+b(\tau^u)\,u[h]-b_3(\tau^u,\ t^u_{h+1}-t_k)\,y[k-1]$$
$$-b_3(t^u_{h+1}-t_k,\ t^u_{h+1}-t_{k+1})\,y[k]-b(t^u_{h+1}-t_{k+1})\,y[k]$$
$$v[k]=c_1(t_k-t^u_h)\,x[h]+d_3(t_k-t^u_h)(u[h]-y[k-1])$$
$$v[k+1]=c_1(t_{k+1}-t^u_h)\,x[h]+d_3(t_{k+1}-t_k)(u[h]-y[k])$$
$$+d_4(t_{k+1}-t^u_h,t_{k+1}-t_k)(u[h]-y[k-1])$$

【００６０】

【数２７】

$$A(\tau^u)=\exp(A^*\tau^u)$$
$$b(\tau^u)=\int_0^{\tau^u}\exp(A^*t)\,dt\,b^*$$
$$b_3(\tau^u,\ t^u_{h+1}-t_k)=\int_{t^u_{h+1}-t_k}^{\tau^u}\exp(A^*t)\,dt\,b^*$$
$$c_1(t_k-t^u_h)=c^*\exp\left\{A^*\cdot(t_k-t^u_h)\right\}$$
$$d_3(t_{k+1}-t^u_h)=c^*\int_0^{t_{k+1}-t^u_h}\exp(A^*t)\,dt\,b^*$$
$$d_4(t_{k+1}-t^u_h,t_{k+1}-t_k)=c^*\int_{t_{k+1}-t_k}^{t_{k+1}-t^u_h}\exp(A^*t)\,dt\,b^*$$

【００６１】

となる。なお、u[h]とv[k]の加算においては、t_kに対して直前のu[h]の値をv[k]に加算するものとする。上述の方法は入力に零次ホールドを用いることを仮定していたが、ホールドを用いない場合や、三角ホールドを用いる場合においても同様にデジタルフィルタを設計することができる。

【００６２】

（第１実施例）

本実施例は、キャリア周期が動的に変動するＰＷＭ信号を用いたフルデジタルのオーディオアンプである。その構成は図１および図２に示す通りである。音源信号r[i]はサンプリング周波数44.1kHzのＰＣＭ信号であり、オーバーサンプラ４に入力される。オーバーサンプラ４はサンプリング間隔τ_kのＰＣＭ信号u[k]に変換されるが、サンプリング間隔τ_kは一定ではなく、音源信号r[i]のサンプリング間隔の1/16倍（約1.472μｓ）または15/64倍（約1.329μｓ）のどちらかの値をとり、そのどちらかの値をとるかはほぼ同じ割合で擬似乱数により決められる。ノイズシェーピングフィルタ３においては、０次補間を用いた数４および数５に示されるフィルタ演算がなされ、量子化器１の出力信号であるＰＣＭ信号y[k]における量子化ノイズの周波数シェーピングがなされ、可聴域成分を抑制する。量子化器１の量子化ステップ数は、サンプリング間隔τ_kが音源信号r[i]のサンプリング間隔の1/16倍のときは31ステップ、15/64倍のときは29ステップである。

【００６３】

量子化器１においては、入力信号の信号範囲（フルスケール）を出力信号の信号範囲（

フルスケール）に対応させる。入力信号の信号範囲が一定であるのに対して出力信号の信号範囲はサンプリング間隔τ_kによって変化するため、量子化器１の変換ゲインはサンプリング間隔τ_kに比例させる必要がある。式であらわすと、

$y[k] = round(g * s[k] * \tau_k)$

となる。ただし、gは適当な定数であり、s[k]は量子化器１の入力信号である。また、round()は引数に最も近い整数に変換する関数である。

【００６４】

パルス幅変調器２においては、ＰＣＭ信号y[k]に従ったＰＷＭ信号を生成する。その際のキャリア信号の周期はサンプリング間隔τ_kと同じであり、動的に変化する。生成されたＰＷＭ信号によりスイッチング増幅器５が駆動され、スイッチング増幅器５はローパスフィルタ６を通して負荷であるスピーカを駆動する。

【００６５】

このフルデジタルのオーディオアンプにおけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルをいくつか示す。図９は、可聴域付近におけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルの例であり、音源信号は周波数2.7563kHzで変調率80%の正弦波である。第２高調波がわずかに認められるものの、可聴域における量子化ノイズが抑制されていることが見て取れる。ただし、ノイズシェーピングフィルタにおける信号u[k]の補間誤差の影響で、u[k]のサンプリング周期が一定の場合に比べて可聴域のノイズフロアが少し上昇している。図１０は、ＰＷＭ信号w(t)の広域スペクトルを示したものである。ＰＷＭ信号のキャリア周波数が動的に変動することによりスペクトルが拡散していることがわかる。スペクトルの総量はあまり変化ないが、特定周波数におけるスペクトルの集中を避けることができるので、電磁ノイズ対策となる。

【００６６】

図１１は、音源信号が周波数16.5378kHzで変調率80%の正弦波である場合の可聴域付近におけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルである。音源信号の周波数が高くなってしまったことにより、可聴域におけるフロアノイズが大きくなってしまっている。これはノイズシェーピングフィルタにおける信号u[k]の補間誤差の影響によるものである。

【００６７】

本実施例の利点の一つは、ノイズシェーピングフィルタの演算に０次補間の考え方を用いているので、演算の量を抑えることができることである。

【００６８】

（第２実施例）

本実施例は、キャリア周期が動的に変動するＰＷＭ信号を用いたフルデジタルのオーディオアンプである。その構成は図２に示す通りである。音源信号r[i]はサンプリング周波数44.1kHzのＰＣＭ信号であり、オーバーサンプラ４に入力される。オーバーサンプラ４はサンプリング間隔τ_kのＰＣＭ信号u[k]に変換されるが、サンプリング間隔τ_kは一定ではなく、音源信号r[i]のサンプリング間隔の1/16倍（約1.472μs）または15/64倍（約1.329μs）のどちらかの値をとり、そのどちらかの値をとるかはほぼ同じ割合で擬似乱数により決められる。ノイズシェーピングフィルタ３においては、１次補間を用いた数６および数７に示されるフィルタ演算がなされ、量子化器１の出力信号であるＰＣＭ信号y[k]における量子化ノイズの周波数シェーピングがなされ、可聴域成分を抑制する。量子化器１の量子化ステップ数は、サンプリング間隔τ_kが音源信号r[i]のサンプリング間隔の1/16倍のときは31ステップ、15/64倍のときは29ステップである。

【００６９】

量子化器１においては、入力信号の信号範囲（フルスケール）を出力信号の信号範囲（フルスケール）に対応させる。入力信号の信号範囲が一定であるのに対して出力信号の信号範囲はサンプリング間隔τ_kによって変化するため、量子化器１の変換ゲインはサンプリング間隔τ_kに比例させる必要がある。式であらわすと、

$y[k] = round(g * s[k] * \tau_k)$

となる。ただし、gは適当な定数であり、s[k]は量子化器１の入力信号である。また、round()は引数に最も近い整数に変換する関数である。

【００７０】
パルス幅変調器２においては、ＰＣＭ信号y[k]に従ったＰＷＭ信号を生成する。その際のキャリア信号の周期はサンプリング間隔τ_kと同じであり、動的に変化する。生成されたＰＷＭ信号によりスイッチング増幅器５が駆動され、スイッチング増幅器５はローパスフィルタ６を通して負荷であるスピーカを駆動する。
【００７１】
このフルデジタルのオーディオアンプにおけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルをいくつか示す。図１２は、可聴域付近におけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルの例であり、音源信号は周波数2.7563kHzで変調率80%の正弦波である。第２高調波がわずかに認められるものの、可聴域における量子化ノイズが抑制されていることがわかる。ノイズシェーピングフィルタにおける信号u[k]の補間誤差の影響で、u[k]のサンプリング周期が一定の場合に比べて可聴域のノイズフロアが少し上昇しているが、１次補間を用いることにより０次補間を行った場合である図９に比べてその上昇が抑えられている。図１３は、ＰＷＭ信号w(t)の広域スペクトルを示したものである。ＰＷＭ信号のキャリア周波数が動的に変動することによりスペクトルが拡散していることがわかる。スペクトルの総量はあまり変化ないが、特定周波数におけるスペクトルの集中を避けることができるので、電磁ノイズ対策となる。
【００７２】
図１４は、音源信号が周波数16.5378kHzで変調率80%の正弦波である場合の可聴域付近におけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルである。音源信号の周波数が高くなってしまったことにより、可聴域におけるフロアノイズが大きくなってしまっている。これはノイズシェーピングフィルタにおける信号u[k]の補間誤差の影響によるものである。０次補間を行ったときとほぼ同じ大きさのフロアノイズを生じてしまっている。
【００７３】
本実施例の利点の一つは、ノイズシェーピングフィルタの演算に１次補間の考え方を用いているので、演算の量をあまり増大させずに音源信号の周波数が低いときにおいて０次補間の場合と比べて補間誤差によるフロアノイズが小さくできることである。
【００７４】
（第３実施例）
本実施例は、キャリア周期が動的に変動するＰＷＭ信号を用いたフルデジタルのオーディオアンプである。その構成は図２に示す通りである。音源信号r[i]はサンプリング周波数44.1kHzのＰＣＭ信号であり、オーバーサンプラ４に入力される。オーバーサンプラ４はサンプリング間隔τ_kのＰＣＭ信号u[k]に変換されるが、サンプリング間隔τ_kは一定ではなく、音源信号r[i]のサンプリング間隔の1/16倍（約1.472μs）または15/64倍（約1.329μs）のどちらかの値をとり、そのどちらかの値をとるかはほぼ同じ割合で擬似乱数により決められる。ノイズシェーピングフィルタ３においては、２次補間の考えに基づく数１０から数１３に示されるフィルタ演算がなされ、量子化器１の出力信号であるＰＣＭ信号y[k]における量子化ノイズの周波数シェーピングがなされ、可聴域成分を抑制する。量子化器１の量子化ステップ数は、サンプリング間隔τ_kが音源信号r[i]のサンプリング間隔の1/16倍のときは31ステップ、15/64倍のときは29ステップである。
【００７５】
量子化器１においては、入力信号の信号範囲（フルスケール）を出力信号の信号範囲（フルスケール）に対応させる。入力信号の信号範囲が一定であるのに対して出力信号の信号範囲はサンプリング間隔τ_kによって変化するため、量子化器１の変換ゲインはサンプリング間隔τ_kに比例させる必要がある。式であらわすと、
$y[k] = \mathrm{round}(g * s[k] * \tau_k)$
となる。ただし、gは適当な定数であり、s[k]は量子化器１の入力信号である。また、round()は引数に最も近い整数に変換する関数である。
【００７６】
パルス幅変調器２においては、ＰＣＭ信号y[k]に従ったＰＷＭ信号を生成する。その際

のキャリア信号の周期はサンプリング間隔τ_kと同じであり、動的に変化する。生成されたＰＷＭ信号によりスイッチング増幅器５が駆動され、スイッチング増幅器５はローパスフィルタ６を通して負荷であるスピーカを駆動する。

【００７７】

このフルデジタルのオーディオアンプにおけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルをいくつか示す。図１５は、可聴域付近におけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルの例であり、音源信号は周波数2.7563kHzで変調率80%の正弦波である。第２高調波もよく抑制できており、可聴域における量子化ノイズも抑制されていることが見て取れる。ノイズシェーピングフィルタにおける信号u[k]の補間誤差の影響も量子化誤差に隠れるほど小さくなっている。図１６は、ＰＷＭ信号w(t)の広域スペクトルを示したものである。ＰＷＭ信号のキャリア周波数が動的に変動することによりスペクトルが拡散していることがわかる。スペクトルの総量はあまり変化ないが、特定周波数におけるスペクトルの集中を避けることができるので、電磁ノイズ対策となる。

【００７８】

図１７は、音源信号が周波数16.5378kHzで変調率80%の正弦波である場合の可聴域付近におけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルである。音源信号の周波数が高くなってしまったことにより、可聴域におけるフロアノイズが大きくなってしまっている。これはノイズシェーピングフィルタにおける信号u[k]の補間誤差の影響によるものである。０次補間を行ったときとほぼ同じ大きさのフロアノイズを生じてしまっている。

【００７９】

本実施例の利点の一つは、ノイズシェーピングフィルタの演算に２次補間の考え方を用いているので、演算の量をあまり増大させずに音源信号の周波数が低いときにおいて１次補間の場合と比べて補間誤差によるフロアノイズを小さくできることである。

【００８０】

（第４実施例）

本実施例は、キャリア周期が動的に変動するＰＷＭ信号を用いたフルデジタルのオーディオアンプである。その構成は図２に似ているが、オーバーサンプラ４がＰＣＭ信号u[k]のみではなくu_c[k]も出力し、ノイズシェーピングフィルタ３の入力にu_c[k]も加わる点が異なる。音源信号r[i]はサンプリング周波数44.1kHzのＰＣＭ信号であり、オーバーサンプラ４に入力される。オーバーサンプラ４はサンプリング間隔τ_kのＰＣＭ信号u[k]に変換されるが、サンプリング間隔τ_kは一定ではなく、音源信号r[i]のサンプリング間隔の1/16倍（約1.472μs）または15/64倍（約1.329μs）のどちらかの値をとり、そのどちらかの値をとるかはほぼ同じ割合で擬似乱数により決められる。ノイズシェーピングフィルタ３においては、２次補間の考えに基づく数１５および数１６に示されるフィルタ演算がなされ、量子化器１の出力信号であるＰＣＭ信号y[k]における量子化ノイズの周波数シェーピングがなされ、可聴域成分を抑制する。量子化器１の量子化ステップ数は、サンプリング間隔τ_kが音源信号r[i]のサンプリング間隔の1/16倍のときは31ステップ、15/64倍のときは29ステップである。

【００８１】

量子化器１においては、入力信号の信号範囲（フルスケール）を出力信号の信号範囲（フルスケール）に対応させる。入力信号の信号範囲が一定であるのに対して出力信号の信号範囲はサンプリング間隔τ_kによって変化するため、量子化器１の変換ゲインはサンプリング間隔τ_kに比例させる必要がある。式であらわすと、

$$y[k] = \mathrm{round}(g * s[k] * \tau_k)$$

となる。ただし、gは適当な定数であり、s[k]は量子化器１の入力信号である。また、round()は引数に最も近い整数に変換する関数である。

【００８２】

パルス幅変調器２においては、ＰＣＭ信号y[k]に従ったＰＷＭ信号を生成する。その際のキャリア信号の周期はサンプリング間隔τ_kと同じであり、動的に変化する。生成されたＰＷＭ信号によりスイッチング増幅器５が駆動され、スイッチング増幅器５はローパス

フィルタ６を通して負荷であるスピーカを駆動する。

【００８３】

このフルデジタルのオーディオアンプにおけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルをいくつか示す。図１８は、可聴域付近におけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルの例であり、音源信号は周波数2.7563kHzで変調率80%の正弦波である。第２高調波もよく抑制できており、可聴域における量子化ノイズも抑制されていることが見て取れる。ノイズシェーピングフィルタにおける信号u[k]の補間誤差の影響も量子化誤差に隠れるほど小さくなっている。図１９は、ＰＷＭ信号w(t)の広域スペクトルを示したものである。ＰＷＭ信号のキャリア周波数が動的に変動することによりスペクトルが拡散していることがわかる。スペクトルの総量はあまり変化ないが、特定周波数におけるスペクトルの集中を避けることができるので、電磁ノイズ対策となる。

【００８４】

図２０は、音源信号が周波数16.5378kHzで変調率80%の正弦波である場合の可聴域付近におけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルである。音源信号の周波数が高くなっても、可聴域におけるフロアノイズが大きくなっていないことが見て取れる。これはノイズシェーピングフィルタにおける信号u[k]の補間においてサンプル点間の値$u_c[k]$を用いることにより補間誤差が小さくなったことによる。

【００８５】

本実施例の利点の一つは、ノイズシェーピングフィルタの演算にサンプル点間の値および２次補間の考え方を用いているので、補間誤差によるフロアノイズを小さくできることである。

【００８６】

（第５実施例）

本発実施例は、キャリア周期が動的に変動するＰＷＭ信号を用いたフルデジタルのオーディオアンプである。その構成は図７に示す通りである。音源信号r[i]はサンプリング周波数44.1kHzのＰＣＭ信号であり、オーバーサンプラ４に入力される。オーバーサンプラ４はサンプリング周波数が16倍の705.6kHzのＰＣＭ信号u[h]を出力する。ノイズシェーピングフィルタ３および量子化器１はサンプリング間隔τ_kのＰＣＭ信号y[k]を出力するが、サンプリング間隔τ_kは一定ではなく、ＰＣＭ信号u[h]のサンプリング間隔の1倍（約1.472μs）または13/16倍（約1.152μs）のどちらかの値をとり、そのどちらかの値をとるかはほぼ同じ割合で擬似乱数により決められる。ノイズシェーピングフィルタ３においては、零次補間の考えに基づく数１７から数２２に示されるフィルタ演算がなされ、量子化器１の出力信号であるＰＣＭ信号y[k]における量子化ノイズの周波数シェーピングがなされ、可聴域成分を抑制する。量子化器１の量子化ステップ数は、サンプリング間隔τ_kが音源信号r[i]のサンプリング間隔の1/16倍のときは31ステップ、13/64倍のときは25ステップである。

【００８７】

量子化器１においては、入力信号の信号範囲（フルスケール）を出力信号の信号範囲（フルスケール）に対応させる。入力信号の信号範囲が一定であるのに対して出力信号の信号範囲はサンプリング間隔τ_kによって変化するため、量子化器１の変換ゲインはサンプリング間隔τ_kに比例させる必要がある。式であらわすと、

$$y[k] = \mathrm{round}(g * s[k] * \tau_k)$$

となる。ただし、gは適当な定数であり、s[k]は量子化器１の入力信号である。また、round()は引数に最も近い整数に変換する関数である。

【００８８】

パルス幅変調器２においては、ＰＣＭ信号y[k]に従ったＰＷＭ信号を生成する。その際のキャリア信号の周期はサンプリング間隔τ_kと同じであり、動的に変化する。生成されたＰＷＭ信号によりスイッチング増幅器５が駆動され、スイッチング増幅器５はローパスフィルタ６を通して負荷であるスピーカを駆動する。

【００８９】

このフルデジタルのオーディオアンプにおけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルをいくつか示す。図２１は、可聴域付近におけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルの例であり、音源信号は周波数2.7563kHzで変調率82%の正弦波である。第２高調波もよく抑制できており、可聴域における量子化ノイズも抑制されていることがわかる。ＰＣＭ信号u[h]のサンプリング周期を一定としたので、補間誤差の影響によるフロアノイズを発生していない。図２２は、ＰＷＭ信号w(t)の広域スペクトルを示したものである。ＰＷＭ信号のキャリア周波数が動的に変動することによりスペクトルが拡散していることがわかる。スペクトルの総量はあまり変化ないが、特定周波数におけるスペクトルの集中を避けることができるので、電磁ノイズ対策となる。キャリア周波数の変動を大きくとっているので、スペクトルの拡散も大きくなっている。

【００９０】

図２３は、音源信号が周波数16.5378kHzで変調率82%の正弦波である場合の可聴域付近におけるＰＷＭ信号w(t)のスペクトルである。音源信号の周波数が高くなっても、可聴域におけるフロアノイズが発生していないことがわかる。

【００９１】

本実施例の利点の一つは、ＰＣＭ信号u[h]のサンプリング周期を一定としているので、ＰＣＭ信号u[h]の補間誤差によるフロアノイズの発生がないことである。

【００９２】

本実施例の他の利点の一つは、ＰＣＭ信号y[k]のサンプリング間隔すなわちＰＷＭ信号w(t)のキャリア周期の変動幅を大きく取ることができるので、ＰＷＭ信号のスペクトルを十分に拡散することができることである。

【００９３】

本実施例においては、ノイズシェーピングフィルタ３においてＰＣＭ信号y[k]のサンプリング周期ごとに数１７から数２２に示されるフィルタ演算を行っていたが、u[h]のサンプリング周期ごとに数２３から数２７に示されるフィルタ演算を行ってもよい。

【図面の簡単な説明】

【００９４】

【図１】ノイズシェーピングフィルタの構成を示すブロック図である。

【図２】フルデジタルアンプの構成を示すブロック図である。

【図３】本発明の第１実施形態における零次ホールドを使用した場合の可変サンプリング信号間の関係を示す図である。

【図４】本発明の第１実施形態における１次近似を使用した場合の可変サンプリング信号間の関係を示す図である。

【図５】本発明の第１実施形態における２次近似を使用した場合の可変サンプリング信号間の関係を示す図である。

【図６】本発明の第２実施形態における２次補完を使用した場合の可変サンプリング信号間の関係を示す図である。

【図７】本発明の第３実施形態におけるフルデジタルアンプの構成を示すブロック図である。

【図８】本発明の第３実施形態における零次ホールドを使用した場合の可変サンプリング信号間の関係を示す図である。

【図９】本発明の第１実施例におけるパルス幅変調信号の可聴域付近におけるスペクトル図である。

【図１０】本発明の第１実施例におけるパルス幅変調信号の広帯域スペクトル図である。

【図１１】本発明の第１実施例における高い周波数の音源信号に対するパルス幅変調信号の可聴域付近におけるスペクトル図である。

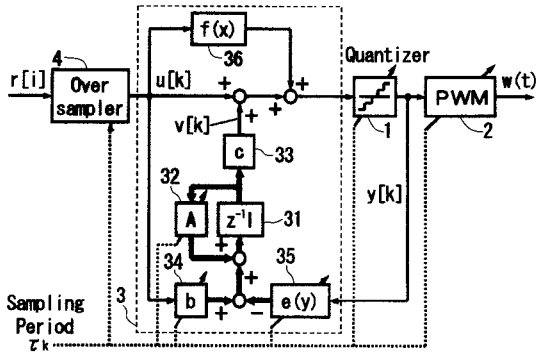
【図１２】本発明の第２実施例におけるパルス幅変調信号の可聴域付近におけるスペクトル図である。

【図１３】本発明の第２実施例におけるパルス幅変調信号の広帯域スペクトル図である。

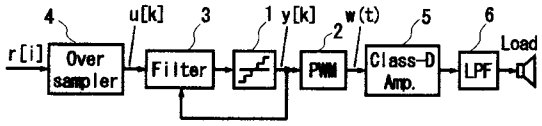
【図１４】本発明の第２実施例における高い周波数の音源信号に対するパルス幅変調信号

の可聴域付近におけるスペクトル図である。
【図１５】本発明の第３実施例におけるパルス幅変調信号の可聴域付近におけるスペクトル図である。
【図１６】本発明の第３実施例におけるパルス幅変調信号の広帯域スペクトル図である。
【図１７】本発明の第３実施例における高い周波数の音源信号に対するパルス幅変調信号の可聴域付近におけるスペクトル図である。
【図１８】本発明の第４実施例におけるパルス幅変調信号の可聴域付近におけるスペクトル図である。
【図１９】本発明の第４実施例におけるパルス幅変調信号の広帯域スペクトル図である。
【図２０】本発明の第４実施例における高い周波数の音源信号に対するパルス幅変調信号の可聴域付近におけるスペクトル図である。
【図２１】本発明の第５実施例におけるパルス幅変調信号の可聴域付近におけるスペクトル図である。
【図２２】本発明の第５実施例におけるパルス幅変調信号の広帯域スペクトル図である。
【図２３】本発明の第５実施例における高い周波数の音源信号に対するパルス幅変調信号の可聴域付近におけるスペクトル図である。
【図２４】従来技術によって生成したパルス幅変調信号の可聴域付近におけるスペクトル図である。
【図２５】従来技術によって生成したパルス幅変調信号の広帯域スペクトル図である。
【符号の説明】
【００９５】
１…量子化器
２…パルス幅変調器
３…ノイズシェーピングフィルタ
３１…遅延要素
３２…正方行列
３３…出力ベクトル
３４…入力ベクトル
３５…非線形関数ベクトル
３６…非線形要素
４…オーバーサンプラ
５…スイッチング増幅器
６…ローパスフィルタ

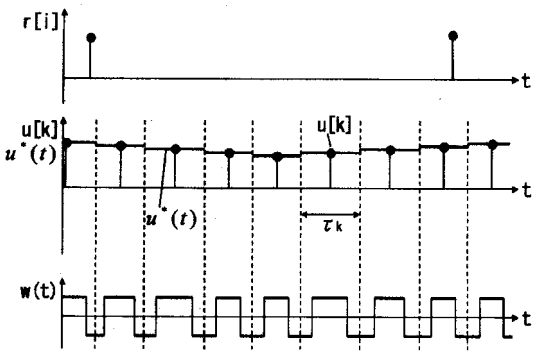
【図１】



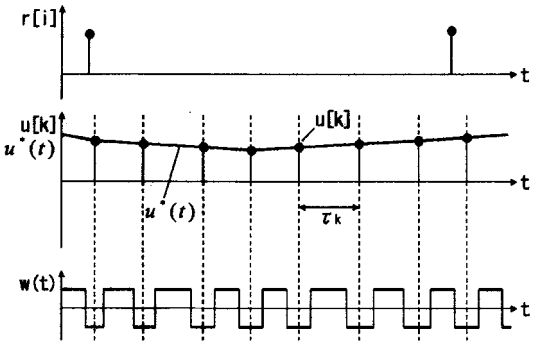
【図２】



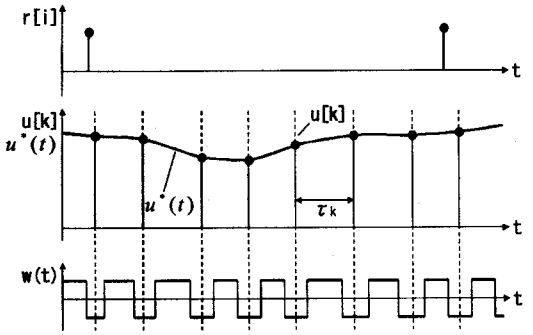
【図３】



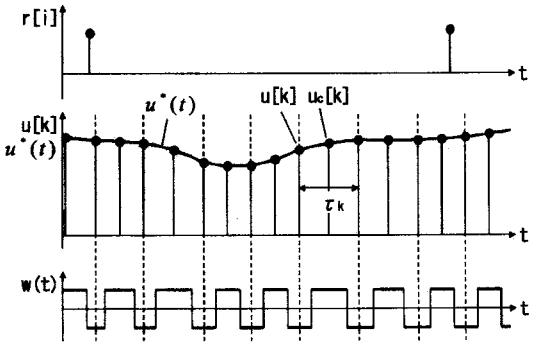
【図４】



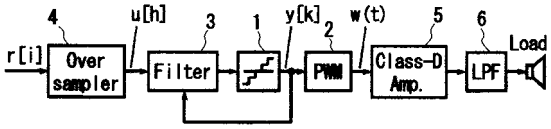
【図５】



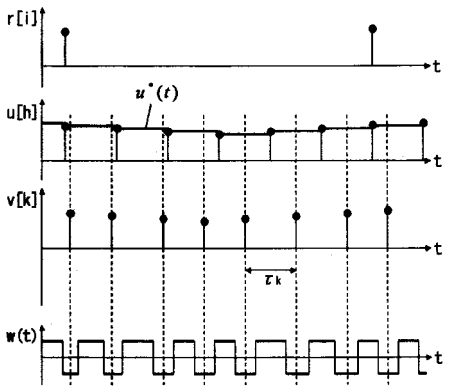
【図６】



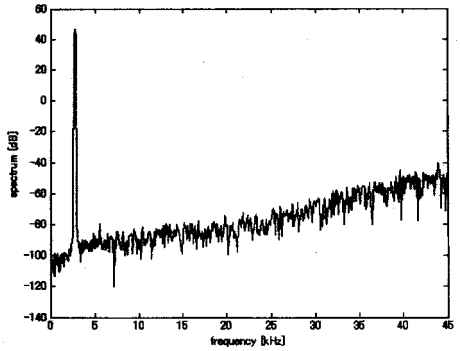
【図７】



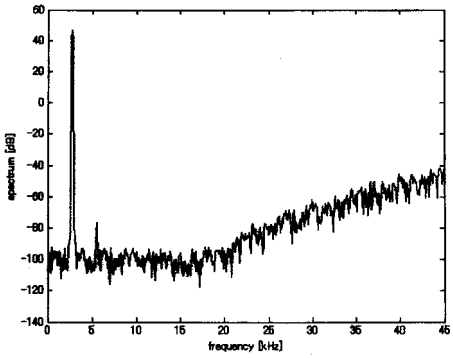
【図８】



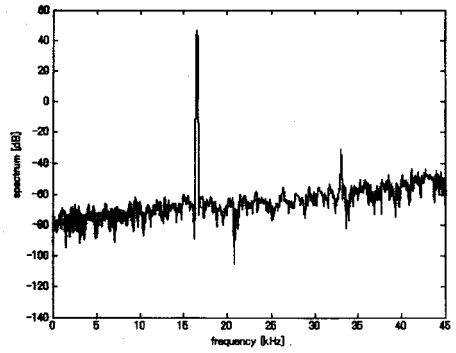
【図９】



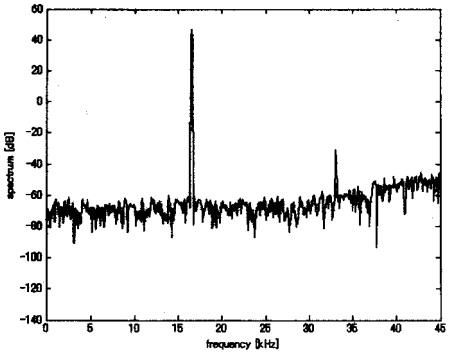
【図１２】



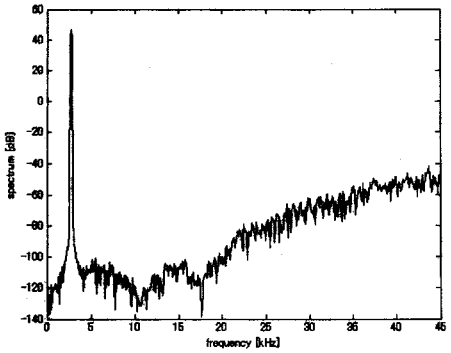
【図１１】



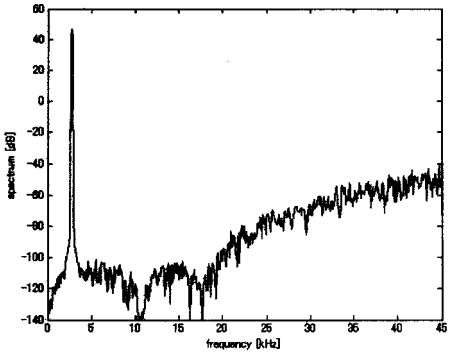
【図１４】



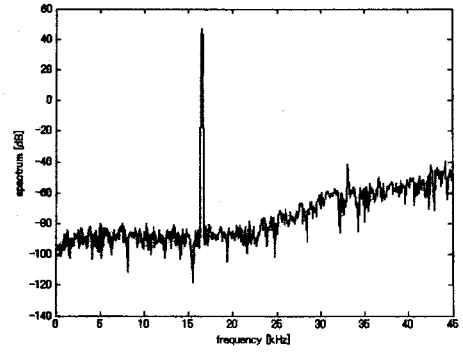
【図１５】



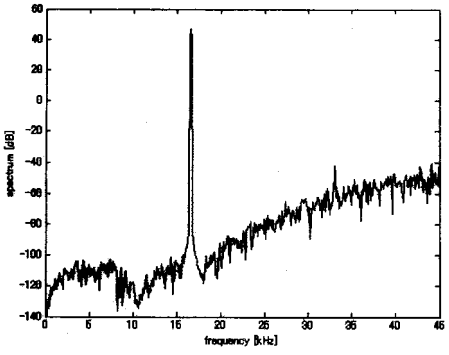
【図１８】



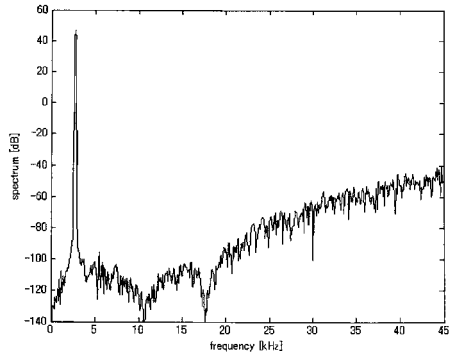
【図１７】



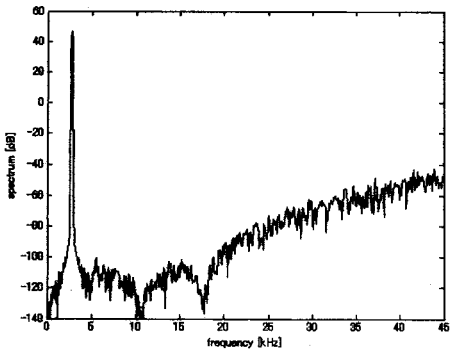
【図２０】



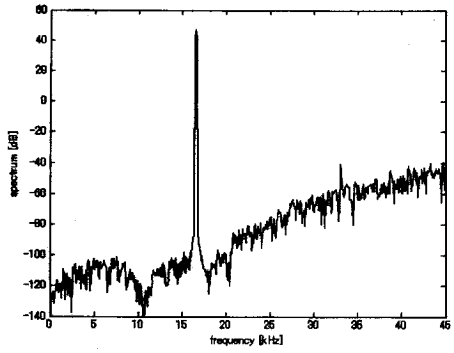
【図２１】



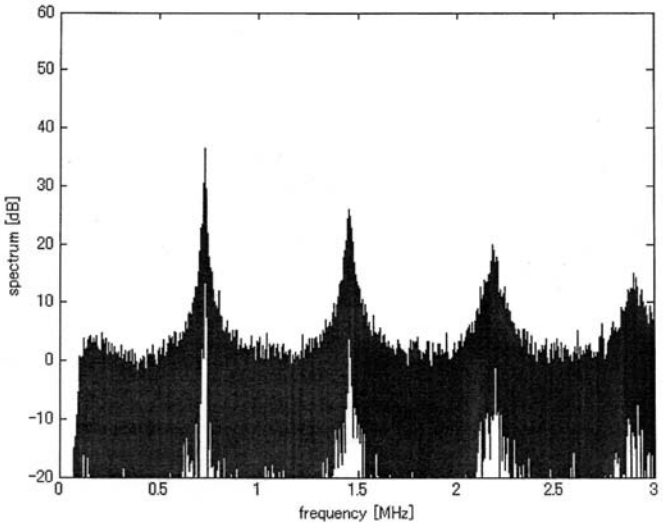
【図２４】



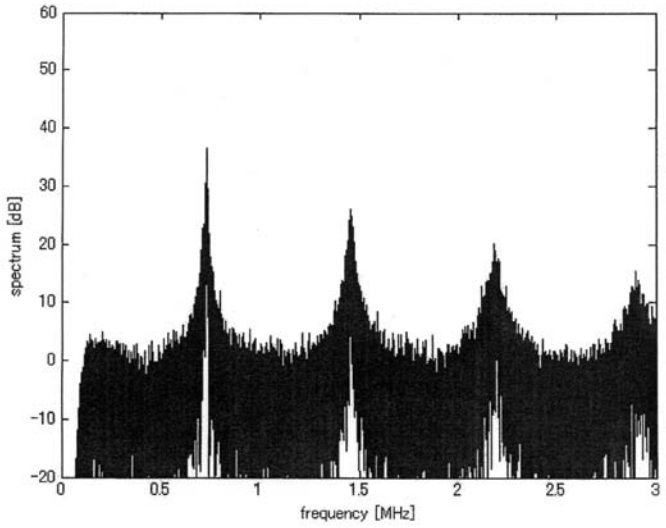
【図２３】



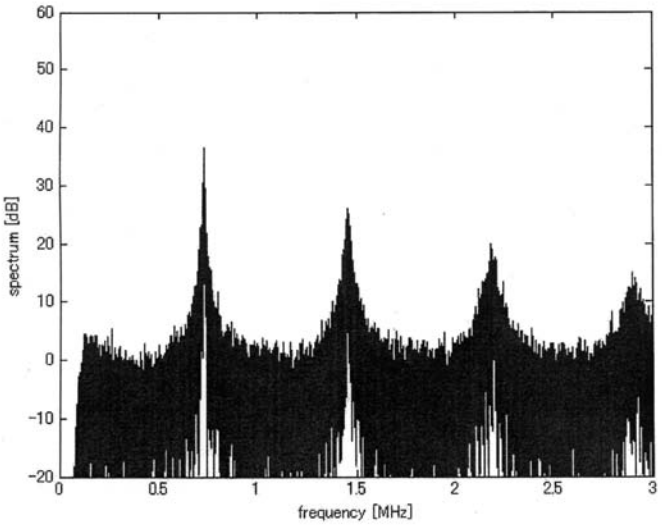
【図１０】



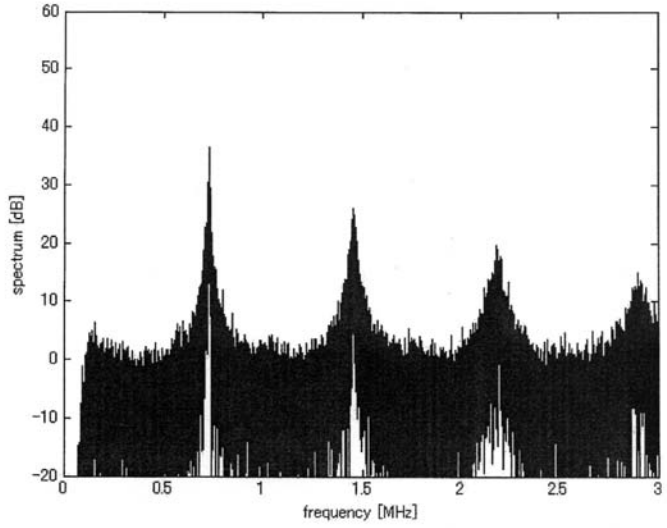
【図１３】


spectrum [dB]
frequency [MHz]
60
50
40
30
20
10
0
-10
-20
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3

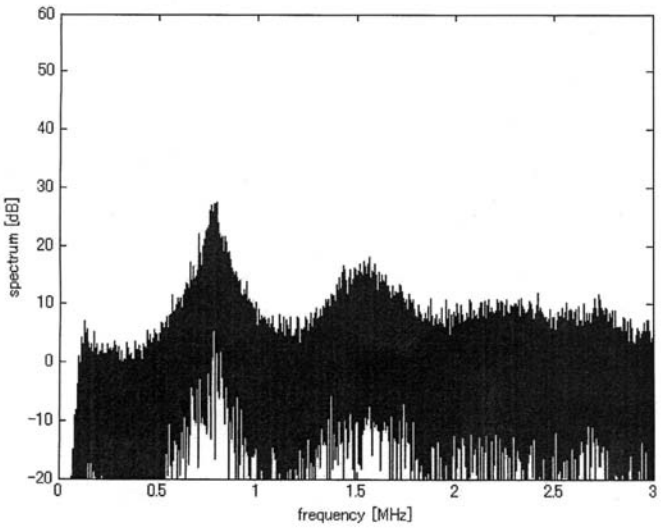
【図１６】


spectrum [dB]
frequency [MHz]
60
50
40
30
20
10
0
-10
-20
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3

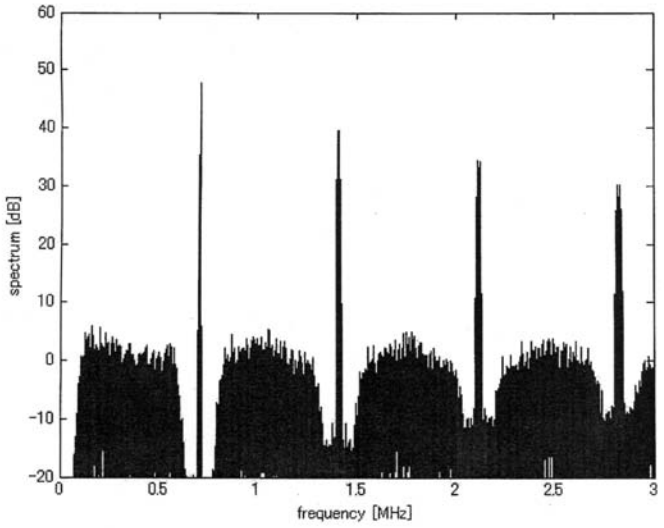
【図１９】


spectrum [dB]
frequency [MHz]
60
50
40
30
20
10
0
-10
-20
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3

【図２２】


spectrum [dB]
frequency [MHz]
60
50
40
30
20
10
0
-10
-20
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3

【図２５】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開２００６－５４８００（ＪＰ，Ａ）
特開２００５－２３６９２８（ＪＰ，Ａ）
特開２００６－５４８１５（ＪＰ，Ａ）
特開平５－６３４５７（ＪＰ，Ａ）
特開２００６－１０１１１２（ＪＰ，Ａ）
特開２００３－２６４４６５（ＪＰ，Ａ）
特開平１１－２６６５７９（ＪＰ，Ａ）
米谷昭彦，フルデジタルアンプのためのＰＷＭ歪補償型ノイズシェーピングフィルタ，電気学会論文誌Ｃ　電子・情報・システム部門誌，２００５年１２月　１日，VOL.125,NO.12，pp.1818-1823

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H03M3/00-11/00
H03F 3/217