

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2007-5957
(P2007-5957A)

(43) 公開日 平成19年1月11日(2007.1.11)

(51) Int. Cl. F I テーマコード(参考)
H03F 3/217 (2006.01) H03F 3/217 5J500

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号	特願2005-181440 (P2005-181440)	(71) 出願人	000101732 アルパイン株式会社 東京都品川区西五反田1丁目1番8号
(22) 出願日	平成17年6月22日(2005.6.22)	(74) 代理人	100105784 弁理士 橋 和之
		(72) 発明者	塩見 剛 東京都品川区西五反田1丁目1番8号 ア ルパイン株式会社内
		Fターム(参考)	5J500 AA02 AA19 AA24 AA27 AA41 AA66 AC21 AF08 AF17 AH25 AH29 AH33 AH39 AK00 AK01 AK32 AK42 AK53 AK62 AM11 AS05 AT01 AT06 WU01 WU10

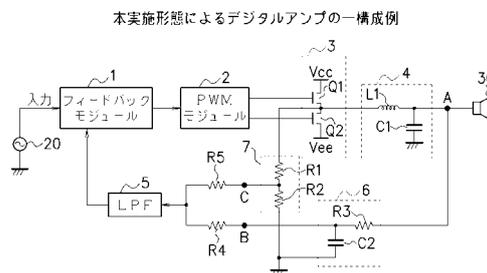
(54) 【発明の名称】 デジタルアンプ

(57) 【要約】

【課題】 フィードバックループ上に設けたLPFのカットオフ周波数を小さくすることなく、PWMモジュールで生じたキャリア成分を十分に除去することが可能な「デジタルアンプ」を提供する。

【解決手段】 PWM信号により駆動されるスイッチング回路3と、スイッチング回路3で増幅されたPWM信号が入力されるLCフィルタ4と、フィードバックループ上のLPF5とを備えたデジタルアンプにおいて、LCフィルタ4の出力信号にスイッチング回路3の出力信号を加算し、その加算結果をLPF5に入力することにより、位相がほぼ反転した状態にあるスイッチング回路3の出力信号とLCフィルタ4の出力信号とが加算された結果として、双方の信号中に含まれているキャリア成分が互いに打ち消しあって除去されるようにし、キャリア成分を除去するためにLPF5のカットオフ周波数を小さくする必要をなくす。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

入力信号に対してパルス幅変調に基づく変換処理を行い、パルス幅変調信号を生成するパルス幅変調回路と、

上記パルス幅変調信号により駆動され、上記パルス幅変調信号を増幅して出力するスイッチング回路と、

上記スイッチング回路から出力される上記パルス幅変調信号が入力される LC フィルタと、

上記 LC フィルタの出力段から上記パルス幅変調回路の入力段へのフィードバックループ上に設けられたローパスフィルタとを備え、

上記 LC フィルタの出力信号に対して上記スイッチング回路の出力信号を加算し、その加算結果を上記ローパスフィルタに入力するように成したことを特徴とするデジタルアンプ。

【請求項 2】

上記 LC フィルタの出力信号の位相と上記スイッチング回路の出力信号の位相とが 180° 反転した状態となるように位相の調整を行う位相調整回路を更に備えたことを特徴とする請求項 1 に記載のデジタルアンプ。

【請求項 3】

上記 LC フィルタの出力信号の振幅と上記スイッチング回路の出力信号の振幅とが共に同じ状態となるように振幅の調整を行う振幅調整回路を更に備えたことを特徴とする請求項 1 に記載のデジタルアンプ。

【請求項 4】

上記 LC フィルタの出力信号の位相と上記スイッチング回路の出力信号の位相とが 180° 反転した状態となるように位相の調整を行う位相調整回路と、

上記 LC フィルタの出力信号の振幅と上記スイッチング回路の出力信号の振幅とが共に同じ状態となるように振幅の調整を行う振幅調整回路とを更に備えたことを特徴とする請求項 1 に記載のデジタルアンプ。

【請求項 5】

上記 LC フィルタの出力信号の位相をずらして、上記 LC フィルタの出力信号の位相と上記スイッチング回路の出力信号の位相とが 180° 反転した状態となるように位相の調整を行う位相調整回路と、

上記スイッチング回路の出力信号の振幅を下げて、上記 LC フィルタの出力信号の振幅と上記スイッチング回路の出力信号の振幅とが共に同じ状態となるように振幅の調整を行う振幅調整回路とを更に備えたことを特徴とする請求項 1 に記載のデジタルアンプ。

【請求項 6】

上記 LC フィルタの出力信号の位相をずらして、上記 LC フィルタの出力信号の位相と上記スイッチング回路の出力信号の位相とが 180° 反転した状態となるように位相の調整を行うとともに、上記 LC フィルタの出力信号の振幅を上げて、上記 LC フィルタの出力信号の振幅と上記スイッチング回路の出力信号の振幅とが共に同じ状態となるように振幅の調整を行う位相・振幅調整回路を更に備えたことを特徴とする請求項 1 に記載のデジタルアンプ。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明はデジタルアンプに関し、特に、フィードバックループ上にローパスフィルタを備えたデジタルアンプに用いて好適なものである。

【背景技術】**【0002】**

従来 A 級 / A B 級アンプをアナログアンプと呼ぶのに対し、D 級アンプは、パワー MOS FET をスイッチング動作させてスピーカ等の負荷を駆動する特徴を有することから

10

20

30

40

50

、デジタルアンプとも呼ばれる。デジタルアンプは、従来のアナログアンプに比べ、電力効率が良い。そのため、近年におけるオーディオ機器の小型化・低消費電力化の要求を背景に、デジタルアンプを採用するオーディオ機器が増えている。

【0003】

デジタルアンプの方式の1つに、PWM (Pulse Width Modulation: パルス幅変調) 方式がある。PWM方式は、アナログオーディオ信号と三角波の振幅とを比較して、パルス幅変調されたPWM信号を生成し、当該PWM信号によってパワーMOSFETをスイッチングする方式である。PWM方式は、そのほとんどがアナログ回路で構成される。

【0004】

図5は、PWM方式を採用した従来のデジタルアンプの構成を概略的に示すブロック図である。図5において、外部の信号源20より入力されるオーディオ信号は、フィードバックモジュール1を介してPWMモジュール2に入力される。PWMモジュール2は、フィードバックモジュール1から入力されたオーディオ信号に対してPWM変調に基づく変換処理を行い、PWM信号を得る。そして、得られたPWM信号を、スイッチング回路3を駆動するための制御信号として出力する。

10

【0005】

PWMモジュール2にオーディオ信号が入力されないときは、PWMモジュール2からはデューティ比50%のパルス信号が出力される。一方、PWMモジュール2にオーディオ信号が入力されると、上述のパルス信号が入力信号に応じてパルス幅変調されたPWM信号が出力される。このPWM信号によりスイッチング回路3のパワーMOSFET Q1、Q2が交互にオン/オフされることにより、PWM信号が増幅され、この増幅されたPWM信号によりLCフィルタ4を介してスピーカ30などの負荷が駆動される。

20

【0006】

スピーカ30より出力される音声の低い歪率と低出力インピーダンスの実現を目的として、LCフィルタ4の出力側からフィードバックモジュール1に負帰還がかけられている。従来、この負帰還動作を安定的に行うことを目的とした技術が提案されている(例えば、特許文献1参照)。

【特許文献1】特開2003-115730号公報

【0007】

また、PWMモジュール2でPWM信号を生成する際に、PWM信号にキャリア成分が生じるが、これがLCフィルタ4からフィードバックモジュール1にフィードバックされると、フィードバックモジュール1で非線形現象が生じ、残留ノイズや歪みの悪化につながる。このような非線形現象が生じないようにするために、キャリア成分を除去するためのローパスフィルタ(LPF)5がフィードバックループ中に設けられる。

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

しかしながら、LPF5によってキャリア成分を十分に除去するためには、LPF5のカットオフ周波数をかなり小さくする必要がある。すなわち、図6に示すように、キャリア成分のレベルが十分に落ちきるようにLPF5の減衰率を2倍にするためには、カットオフ周波数を1/2にする必要がある。ところが、カットオフ周波数を小さくすると、高周波のフィードバックがかからなくなり、負帰還をかける意味がなくなってしまうという問題があった。

40

【0009】

本発明は、このような問題を解決するために成されたものであり、フィードバックループ上に設けたLPFのカットオフ周波数を小さくすることなく、PWMモジュールで生じたキャリア成分を十分に除去できるようにすることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0010】

上記した課題を解決するために、本発明のデジタルアンプでは、LCフィルタの出力信

50

号とスイッチング回路の出力信号とを加算し、その加算結果をローパスフィルタに入力するようにしている。

好ましくは、LCフィルタの出力信号の位相とスイッチング回路の出力信号の位相とが互いに反転した状態となるように位相の調整を行う。また、LCフィルタの出力信号の振幅とスイッチング回路の出力信号の振幅とが共に同じ状態となるように振幅の調整を行う。

【発明の効果】

【0011】

スイッチング回路の出力信号とLCフィルタの出力信号とは位相がほぼ反転した状態にあるので、この2つの信号が加算されると、双方の信号中に含まれているキャリア成分が互いに打ち消しあって除去される。これにより、ローパスフィルタのカットオフ周波数を小さくしなくても、キャリア成分を十分に除去することができる。また、LCフィルタの出力信号とスイッチング回路の出力信号の位相、振幅を調整することにより、キャリア成分が相殺される度合いを高め、キャリア成分をより効果的に除去することができる。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0012】

以下、本発明の一実施形態を図面に基づいて説明する。図1は、本実施形態に係るデジタルアンプの構成例を示す図である。なお、図1において、図5に示した構成要素と同一の機能を有する構成要素には同一の符号を付している。

【0013】

図1において、フィードバックモジュール1は、例えばリニア増幅器などで構成され、その正端子に外部の信号源20より供給されるオーディオ信号が入力されるとともに、負端子にLPF5を通じてフィードバックされるオーディオ信号が入力されるようになっている。

20

【0014】

PWMモジュール2（本発明のパルス幅変調回路に相当）は、フィードバックモジュール1より入力されるオーディオ信号に対してパルス幅変調に基づく変換処理を行うことにより、PWM信号（本発明のパルス幅変調信号に相当）を生成する。そして、得られたPWM信号を、スイッチング回路3を駆動するための制御信号として出力する。

【0015】

PWMモジュール2にオーディオ信号が入力されないときは、PWMモジュール2からはデューティ比50%のパルス信号が出力される。一方、PWMモジュール2にオーディオ信号が入力されると、上述のパルス信号が入力信号に応じてパルス幅変調されたPWM信号が出力される。

30

【0016】

スイッチング回路3は、PWMモジュール2より出力されるPWM信号により駆動され、当該PWM信号を増幅して出力する。すなわち、PWM信号によりスイッチング回路3のパワーMOSFETQ1、Q2が交互にオン/オフされることにより、PWM信号が増幅される。

【0017】

スイッチング回路3から出力されたPWM信号は、LCフィルタ4を介してスピーカ30などの負荷に加えられる。すなわち、スイッチング回路3により増幅されたPWM信号は、LCフィルタ4を通してアナログオーディオ信号となり、スピーカ30より出力される。なお、LCフィルタ4は、コイルL1とコンデンサC1とにより構成されている。

40

【0018】

LCフィルタ4を通過したオーディオ信号は、PWMモジュール2の入力段に設けられたフィードバックモジュール1にフィードバックされる。このLCフィルタ4の出力段からフィードバックモジュール1へのフィードバックループ上に、キャリア成分を除去するためのLPF5が設けられている。

【0019】

50

本実施形態では、LCフィルタ4の出力信号に加えて、スイッチング回路3の出力信号（LCフィルタ4への入力信号）もLPF5を介してフィードバックモジュール1にフィードバックするようにしている。その際、LCフィルタ4の出力信号に対してスイッチング回路3の出力信号を加算し、その加算結果をLPF5に入力するようにしている。

【0020】

LCフィルタ4の出力信号とスイッチング回路3の出力信号とを加算するに当たっては、双方の出力信号の位相が互いに反転した状態（ 180° 位相がずれた状態）となるように位相の調整を行うのが好ましい。そのために、本実施形態では位相調整回路6を設けている。また、LCフィルタ4の出力信号とスイッチング回路3の出力信号とを加算するに当たって、双方の出力信号の振幅が共に同じ状態となるように振幅の調整を行うのが好ましい。そのために、本実施形態では振幅調整回路7を設けている。

10

【0021】

位相調整回路6は、LCフィルタ4の出力段とLPF5との間に設けられており、抵抗R3とコンデンサC2とから構成されている。この位相調整回路6は、LCフィルタ4の出力信号の位相をずらして、LCフィルタ4の出力信号の位相とスイッチング回路3の出力信号の位相とが互いに反転した状態となるように位相の調整を行う。

【0022】

振幅調整回路7は、スイッチング回路3の出力段（LCフィルタ4の入力段）とLPF5との間に設けられており、分圧用の抵抗R1、R2から構成されている。この振幅調整回路7は、スイッチング回路3の出力信号の振幅を下げて、LCフィルタ4の出力信号の振幅とスイッチング回路3の出力信号の振幅とが共に同じ状態となるように振幅の調整を行う。

20

【0023】

位相調整回路6で位相調整された信号は、抵抗R4を介してLPF5に入力される。また、振幅調整回路7で振幅調整された信号は、抵抗R5を介してLPF5に入力される。このとき、抵抗R4を通過した信号と、抵抗R5を通過した信号とが加算された状態でLPF5に入力される。

【0024】

図2は、LCフィルタ4の出力段（A点）、位相調整回路6の出力段（B点）および振幅調整回路7の出力段（C点）における電圧の波形を示す図である。また、図3は、LCフィルタ4の出力段（A点）および位相調整回路6の出力段（B点）における周波数 - 位相特性を示す図である。

30

【0025】

図3に示すように、LCフィルタ4の出力段（A点）における電圧波形の位相は、キャリア周波数のところで -180° から若干ずれた位相となっている。これに対して、位相調整回路6を設けて、抵抗R3およびコンデンサC2の値を適切な値に設定することにより、位相調整回路6の出力段（B点）における電圧波形の位相が、キャリア周波数のところでちょうど 180° 反転するようにする。こうすると、図2のように、LCフィルタ4の出力信号の位相とスイッチング回路3の出力信号の位相とが互いに 180° 反転した状態となる。

40

【0026】

一方、スイッチング回路3の出力段に振幅調整回路7を設け、分圧用の抵抗R1、R2の値を適切な値に設定することにより、スイッチング回路3の出力段（C点）における電圧を下げる。こうすると、図2のように、LCフィルタ4の出力信号の波高値とスイッチング回路3の出力信号の波高値とが互いに等しい状態となる。

【0027】

このように、位相が互いに 180° 反転し、かつ、電圧レベルの揃った信号を加算することにより、LCフィルタ4の出力信号とスイッチング回路3の出力信号の双方に含まれているキャリア成分が互いに打ち消し合い、LCフィルタ4の出力段におけるキャリア成分が除去される。

50

【 0 0 2 8 】

なお、図 3 に示すように、LC フィルタ 4 の出力信号とスイッチング回路 3 の出力信号との位相ズレ (180° 反転した状態からのズレ) は僅かであるので、位相調整回路 6 を設けずに LC フィルタ 4 の出力信号をそのまま加算の対象としても、キャリア成分の除去効果は期待できる。また、振幅調整回路 7 を設けずにスイッチング回路 3 の出力信号をそのまま加算の対象としても、キャリア成分のレベルを減衰させることはできる。ただ、LC フィルタ 4 の出力信号とスイッチング回路 3 の出力信号の位相および振幅を調整することにより、キャリア成分が相殺される度合いを高めることができ、キャリア成分をより効果的に除去することができる。

【 0 0 2 9 】

以上詳しく説明したように、本実施形態によれば、LC フィルタ 4 の出力信号とスイッチング回路 3 の出力信号とを加算し、その加算結果を LPF 5 に入力するようにしたので、LC フィルタ 4 の出力信号に含まれているキャリア成分を、スイッチング回路 3 に含まれているキャリア成分で相殺して除去することができる。これにより、キャリア成分を除去するために LPF 5 のカットオフ周波数を小さくする必要をなくすることができる。LPF 5 に n 次フィルタを用いた場合には、従来と同等程度にキャリア成分を除去するのに、従来と比べて LPF 5 のカットオフ周波数を約 $2n$ 倍に設定することができる。

【 0 0 3 0 】

ところで、スイッチング回路 3 の出力信号は方形波のため、キャリア周波数以外の高調波も含まれる。しかし、例えば 2 次高調波の周波数は基本波 (キャリア) の 2 倍の周波数となるため、当該 2 次高調波の周波数で LPF 5 の減衰量は、キャリア周波数での減衰量に比べて $6 [dB/oct]$ だけ大きくなっている。また、3 次以上の高調波の周波数での LPF 5 の減衰量は更に大きくなっている。したがって、スイッチング回路 3 の出力信号を LC フィルタ 4 の出力信号に加算したとしても、LPF 5 を通過することにより、高調波は十分に減衰する。

【 0 0 3 1 】

なお、上記実施形態では、LC フィルタ 4 の出力信号に対して位相の調整を行い、スイッチング回路 3 の出力信号に対して振幅の調整を行う例について説明したが、本発明はこれに限定されない。フィードバック信号の位相および振幅の調整の仕方は、上記実施形態と異なっても良い。例えば、LC フィルタ 4 の出力信号に対して位相および振幅の調整を行うようにしても良い。

【 0 0 3 2 】

図 4 は、本実施形態によるデジタルアンプの他の構成例を示す図である。この 4 図において、図 1 に示した符号と同一の符号を付したものは同一の機能を有するものであるので、ここでは重複する説明を省略する。図 4 に示すデジタルアンプでは、図 1 に示した振幅調整回路 7 がなく、位相調整回路 6 の代わりに位相・振幅調整回路 8 を設けている。

【 0 0 3 3 】

位相・振幅調整回路 8 は、LC フィルタ 4 の出力段と LPF 5 との間に設けられており、オペアンプ OP、抵抗 $R_6 \sim R_8$ およびコンデンサ C_3 により構成されている。オペアンプ OP は、LC フィルタ 4 の出力信号の振幅を増幅させる働きをする。また、コンデンサ C_3 は、LC フィルタ 4 の出力信号の位相をずらす働きをする。

【 0 0 3 4 】

すなわち、位相・振幅調整回路 8 は、LC フィルタ 4 の出力信号の位相をずらして、LC フィルタ 4 の出力信号の位相とスイッチング回路 3 の出力信号の位相とが互いに反転した状態となるように位相の調整を行うとともに、LC フィルタの出力信号 4 の振幅を上げて、LC フィルタ 4 の出力信号の振幅とスイッチング回路 3 の出力信号の振幅とが共に同じ状態となるように振幅の調整を行う。

【 0 0 3 5 】

また、上記実施形態では、LC フィルタ 4 の出力信号とスイッチング回路 3 の出力信号とを加算して LPF 5 に入力するようにしているが、本発明はこれに限定されない。例え

10

20

30

40

50

ば、LCフィルタ4の出力信号を2系統に分けて、一方の出力信号の位相はそのままとし、他方の出力信号の位相を180°反転させる。そして、これら2系統の出力信号を加算してLPF5に入力するようにしても良い。このようにすれば、振幅の調整は全く行う必要がなくなる。

【0036】

また、上記実施形態では、パルス幅変調の例としてPWM方式を挙げて説明したが、本発明はこれに限定されない。例えば、方式のデジタルアンプにも本発明を適用することが可能である。

【0037】

その他、上記実施形態は、何れも本発明を実施するにあたっての具体化の一例を示したものに過ぎず、これによって本発明の技術的範囲が限定的に解釈されてはならないものである。すなわち、本発明はその精神、またはその主要な特徴から逸脱することなく、様々な形で実施することができる。

10

【産業上の利用可能性】

【0038】

本発明は、フィードバックループ上にローパスフィルタを備えたデジタルアンプに有用である。

【図面の簡単な説明】

【0039】

【図1】本実施形態に係るデジタルアンプの構成例を示す図である。

20

【図2】LCフィルタの出力段(A点)、位相調整回路の出力段(B点)および振幅調整回路の出力段(C点)における電圧の波形を示す図である。

【図3】LCフィルタの出力段(A点)および位相調整回路の出力段(B点)における周波数-位相特性を示す図である。

【図4】本実施形態に係るデジタルアンプの他の構成例を示す図である。

【図5】従来のデジタルアンプの構成を示す図である。

【図6】ローパスフィルタの減衰量とカットオフ周波数との関係を示す周波数-ゲイン特性図である。

【符号の説明】

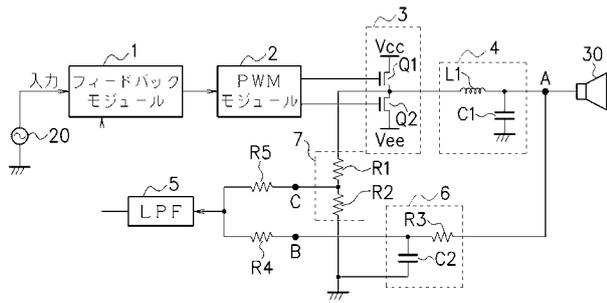
【0040】

30

- 1 フィードバックモジュール
- 2 PWMモジュール
- 3 スイッチング回路
- 4 LCフィルタ
- 5 LPF
- 6 位相調整回路
- 7 振幅調整回路
- 8 位相・振幅調整回路

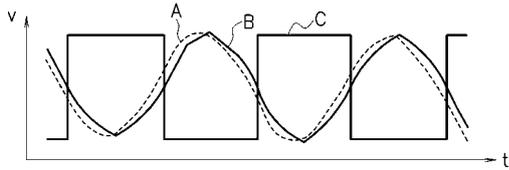
【 図 1 】

本実施形態によるデジタルアンプの一構成例



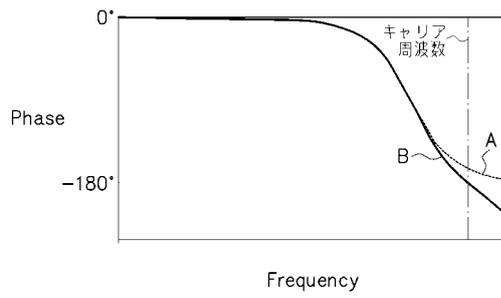
【 図 2 】

A, B, C 点の電圧波形



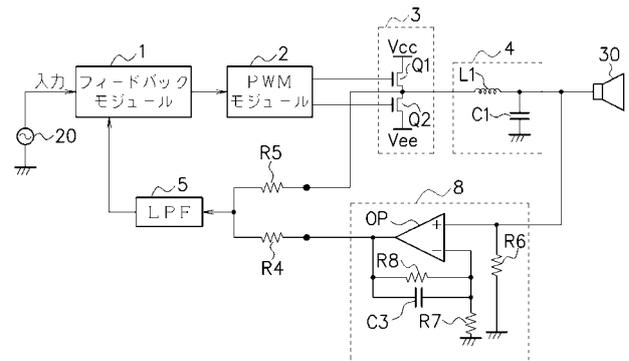
【 図 3 】

A, B 点の周波数一位相特性



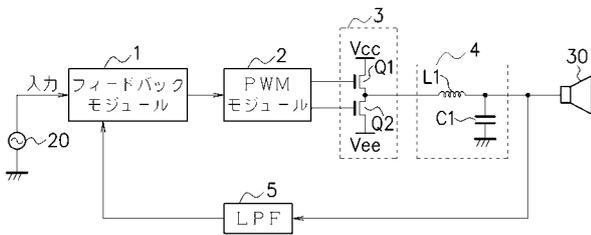
【 図 4 】

本実施形態によるデジタルアンプの変形例



【 図 5 】

従来のデジタルアンプ



【 図 6 】

L P F の減衰率とカットオフ周波数

