

(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2008-48262  
(P2008-48262A)

(43) 公開日 平成20年2月28日(2008.2.28)

(51) Int.Cl.		F I	テーマコード (参考)	
<b>H03F</b>	<b>3/217</b>	<b>(2006.01)</b>	H03F 3/217	5D020
<b>H03F</b>	<b>1/32</b>	<b>(2006.01)</b>	H03F 1/32	5J500
<b>H03F</b>	<b>3/68</b>	<b>(2006.01)</b>	H03F 3/68	C
<b>H04R</b>	<b>3/00</b>	<b>(2006.01)</b>	H04R 3/00	310

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2006-223223 (P2006-223223)  
(22) 出願日 平成18年8月18日 (2006.8.18)

(71) 出願人 303009467  
株式会社ディーアンドエムホールディングス  
神奈川県川崎市川崎区日進町2番1号  
(74) 代理人 110000442  
特許業務法人 武和国際特許事務所  
(72) 発明者 新井 孝  
神奈川県川崎市川崎区日進町2番1号 株式会社ディーアンドエムホールディングス  
川崎オフィス内  
Fターム(参考) 5D020 AC01

最終頁に続く

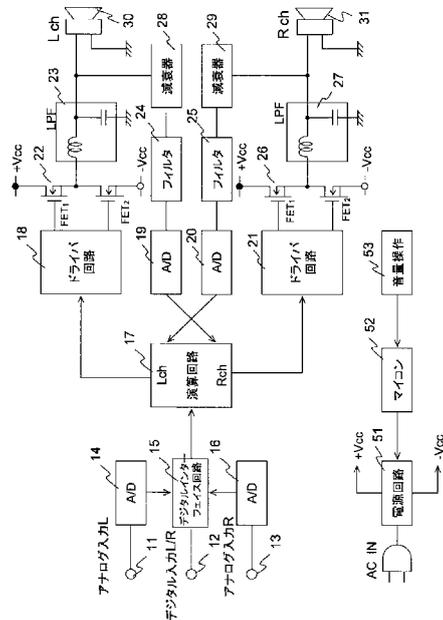
(54) 【発明の名称】 スイッチング増幅装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】電源回路を通したクロストークに基づく歪みを抑制した低歪み率のスイッチング増幅装置を提供する。

【解決手段】アナログ入力信号あるいはデジタル入力信号をPWM信号に変換するPWM変換器17、該PWM変換器の出力信号をスイッチング増幅する第1、及び第2のスイッチング増幅回路において、夫々スイッチング増幅段22、26、および該スイッチング増幅段の出力信号から高周波成分を取り除いてオーディオ信号に復調する夫々ローパスフィルタ23、27を備え、各スイッチング増幅段22、26に直流電圧を共通に供給する一つの直流電源回路51と、前記第1のスイッチング増幅回路の復調されたオーディオ信号を前記第2のスイッチング増幅回路のPWM変換器の入力側に負帰還し、前記第1のスイッチング増幅回路の出力変動に伴って前記第2のスイッチング増幅回路に発生する歪みを抑制する。

【選択図】 図1



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

アナログ入力信号あるいはデジタル入力信号を P W M 信号に変換する P W M 変換器、該 P W M 変換器の出力信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅段、および該スイッチング増幅段の出力信号から高周波成分を取り除いてオーディオ信号に復調するローパスフィルタを備え、第 1 のチャンネルのオーディオ信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅回路と、

アナログ入力信号あるいはデジタル入力信号を P W M 信号に変換する P W M 変換器、該 P W M 変換器の出力信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅段、および該スイッチング増幅段の出力信号から高周波成分を取り除いてオーディオ信号に復調するローパスフィルタを備え、第 2 のチャンネルのオーディオ信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅回路と、

前記第 1 のスイッチング増幅回路および第 2 のスイッチング増幅回路を構成するスイッチング段のそれぞれに直流電圧を共通に供給する一つの直流電源回路と、

前記第 1 のスイッチング増幅回路の復調されたオーディオ信号を前記第 2 のスイッチング増幅回路の P W M 変換器の入力側に負帰還するフィルタ回路を備え、前記第 1 のスイッチング増幅回路の出力変動に伴って前記第 2 のスイッチング増幅回路に発生する歪みを抑制したことを特徴とするスイッチング増幅装置。

**【請求項 2】**

アナログ入力信号あるいはデジタル入力信号を P W M 信号に変換する P W M 変換器、該 P W M 変換器の出力信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅段、および該スイッチング増幅段の出力信号から高周波成分を取り除いてオーディオ信号に復調するローパスフィルタを備え、第 1 のチャンネルのオーディオ信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅回路と、

アナログ入力信号あるいはデジタル入力信号を P W M 信号に変換する P W M 変換器、該 P W M 変換器の出力信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅段、および該スイッチング増幅段の出力信号から高周波成分を取り除いてオーディオ信号に復調するローパスフィルタを備え、第 2 のチャンネルのオーディオ信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅回路と、

前記第 1 のスイッチング増幅回路および第 2 のスイッチング増幅回路を構成するスイッチング段のそれぞれに直流電圧を共通に供給する一つの直流電源回路と、

前記第 1 のスイッチング増幅回路の入力信号の反転信号を前記第 2 のスイッチング増幅回路の入力側に供給するフィルタ回路および減衰器を備え、前記第 1 のスイッチング増幅回路の出力変動に伴って第 2 のスイッチング増幅回路に発生する歪みを抑制したことを特徴とするスイッチング増幅装置。

**【請求項 3】**

請求項 1 または 2 記載のスイッチング増幅装置において、

前記フィルタ回路の周波数特性は、前記直流電源回路のインピーダンスが高インピーダンスを示す周波数帯域に低インピーダンスの通過帯域を有することを特徴とするスイッチング増幅装置。

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】****【0001】**

本発明は、スイッチング増幅装置にかかり、特に、入力された信号を P W M 信号に変換した後、スイッチング方式で増幅するスイッチング増幅装置に関する。

**【背景技術】****【0002】**

オーディオアンプにおいては、入力信号を忠実に増幅することが求められる。忠実度の指針となる測定項目が歪み率であり、通常はノイズ成分も歪みの一種ととらえ T H D (Total Harmonic Distortion : 全調波歪み率) として表される。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 0 3 】

スイッチング方式のアンプにおける歪み率を抑制する従来技術としては、アナログ式のリニアアンプ等で一般的な負帰還方式、入力信号を P W M 信号に変換する際に発生する変換誤差を少なくする演算アルゴリズムを用いる方式、スイッチング素子で発生する歪み特性の逆となる歪みをあらかじめプログラムしておき、D S P (Digital Signal Processor) 等で演算して入力信号に加えるプリディストーション方式などが知られている。

## 【 0 0 0 4 】

これらの従来の歪み抑制技術を用いることにより、スイッチング方式のアンプであっても静特性で 0 . 0 1 % 以下となる歪み率を達成できる。この静特性での歪み率はステレオアンプの場合、L , R 両チャンネルに同一の信号を加え、あるいは片チャンネルにのみ信号を加えて測定を行う。

10

## 【 0 0 0 5 】

また、スイッチング方式のアンプにおける音量調整には、デジタルアッテネータを用いて行う方法が知られている。この方法では、P C M 方式のデジタルオーディオ信号を P W M 信号に変換する前に、デジタルアッテネータによりデジタルオーディオ信号に対して、音量の調整値に応じて、例えば上位から下位へのビットシフトを行うことによって達成している。

## 【 0 0 0 6 】

また、他の音量調整の方法として、出力段に供給する電源電圧を音量の設定値に応じて変化させる方法がある。これらの音量調整方法については、例えば特許文献 1 に開示されている。しかし、このタイプの音量調整方法は、言い方を変えると電源電圧の変動に特に弱いということになる。このため、電源電圧を電圧可変式の安定化回路で定電圧化して用いなければならない。前記安定化回路は、負帰還によって電源電圧を一定に制御する回路が一般的である。

20

## 【 0 0 0 7 】

なお、スイッチング方式の出力段を有するオーディオアンプでは電源電圧の制御により音量の調整を行うことが多い。これは以下の理由によるものである。( 1 ) P C M ( Pulse Code Modulation ) 等のデジタル信号入力方式のデジタルアンプにおける P C M 信号から P W M 信号への変換演算は、C D から再生されたデジタルオーディオ信号を入力した場合、1 6 ビット信号を 8 から 1 0 ビット程度にビットシフトし、変換誤差を補正するアルゴリズムを採用しているため、入力の信号データが低音量つまり下位ビットデータになるほど変換誤差が大きくなる。このため、電源電圧の制御による音量調整の方が P W M 変換精度の点で P C M 信号から P W M 信号への変換前にデジタル演算で音量調整するより有利になる。( 2 ) アナログ入力信号を P W M 信号に変換して増幅する D 級アンプでは、電源電圧の変化で増幅率が変わるため負帰還技術による性能向上が困難になる。反面、P W M 信号変換時に用いる基準三角波に比較してアナログ入力信号が著しく小さくなることがなくなるため基準三角波の直線性と精度が問題となり難い。このため、電源電圧の制御による音量調整の方が P W M 信号に変換する前にアナログ入力信号を減衰して音量調整するより有利になる。( 3 ) デジタル信号処理、アナログ信号処理どちらの方式においても入力信号が無信号時あるいは小音量時には電源電圧を下げ、出力段でスイッチングする P W M 信号の波高値を小さくすることができるため消費電力、S / N 比、不要幅射の点で有利になる。

30

40

## 【 0 0 0 8 】

ところで、L , R の各チャンネルで電源回路を共用する場合には、一方のチャンネルの増幅動作に伴ってスピーカ負荷に流れる電流によって電源回路が影響を受け、程度の差はあれ電源電圧が変動する。この電源電圧の変動は他方のチャンネルの信号に歪みを付加することになる。したがって、チャンネル毎に定電圧回路を設けることが最良であるが、出力段で消費する電力は大きいため、回路規模、スペース、コストの点で難しいことも多い。

## 【 0 0 0 9 】

50

なお、複数チャンネルを有するスイッチング増幅器において、各チャンネル間の相互干渉の影響を抑制する技術としては特許文献2が知られている。

【特許文献1】特開2001-202696号公報

【特許文献2】特開2004-320325号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

図5は、L、R両チャンネルで電源回路を共用した場合、一方のチャンネルの増幅動作により他方のチャンネルの信号に歪が付加されることについて説明する図である。図5(A)において、51は電源回路、54はLチャンネルの信号を増幅する出力段、55はRチャンネルの信号を増幅する出力段、 $V_{in1}$ はLチャンネルの入力信号、 $V_{out1}$ はLチャンネルの出力信号、 $V_{in2}$ はRチャンネルの入力信号、 $V_{out2}$ はRチャンネルの出力信号を示す。

10

【0011】

図5(B)に示すように、Lチャンネルに有音の入力信号が入力され、Rチャンネルに無音の入力信号が入力されている。なお、LチャンネルおよびRチャンネルの出力段は、図示しないオーディオ信号をPWM信号に変換する変換器、ドライバ、スイッチング素子(MOS-FET)およびLPFを備えている。電源回路51は、LチャンネルおよびRチャンネルの出力段54、55に共通の電源電圧を供給する。

【0012】

ここで、電源回路51の出力が一定であると仮定すると、図5(B)に示すようなピークを有する電圧波形の入力信号 $V_{in1}$ がLチャンネルに入力されると、出力段54からは、図5(B)に示すようなピークを有する出力信号 $V_{out1}$ が出力される。出力信号 $V_{out1}$ の波形は、入力信号 $V_{in1}$ の波形と相似でゲイン分だけ増幅されている。Lチャンネルスピーカが純抵抗であれば、Lチャンネル出力段から出力されるオーディオ信号の電流波形も入力されたオーディオ信号の電流波形と相似形になる。

20

【0013】

また、図5(B)に示すような電圧波形(無音信号)の入力信号 $V_{in2}$ がRチャンネルに入力されると、出力段55からは、図に示すような無音の出力信号 $V_{out2}$ が出力される。

30

【0014】

しかしながら、電源回路51の内部インピーダンスRの影響あるいは安定化回路の応答遅れにより、本来、一定電圧であるべき電源回路51の出力電圧 $V_{cc}$ が変動する場合には、Rチャンネル出力段から出力される信号に歪が付加されることになる。すなわち、電源電圧を変化させて音量を調整するスイッチング方式のアンプでは、Lチャンネルの出力変動によって変動する電源電圧 $V_{cc}$ がRチャンネル出力段に電源電圧として供給されている。このため、Rチャンネルから出力される信号には歪が付加されることになる。

【0015】

このため、図5(B)に示すような電圧波形(無音信号)の入力信号 $V_{in2}$ が入力されているにもかかわらず、Rチャンネルスピーカには、図5(C)に示す電圧波形の出力信号 $V_{out2}'$ が出力されることになる。このため、Rチャンネルスピーカからノイズ音出力されることになる。また、電源電圧 $V_{cc}$ の変動により、Lチャンネル出力段から出力される出力信号 $V_{out1}$ にも歪が付加されて、図5(C)に示すような信号 $V_{out1}'$ となる。すなわち、波形のピークがつぶれ、アンダーシュートが発生した波形となる。

40

【0016】

このように、電源回路を通じて他のチャンネルからクロストークが発生し、これにより歪みが発生する。

【0017】

本発明は、このような問題点に鑑みてなされたもので、クロストークによる歪みを抑制

50

して、低歪み率のスイッチング増幅装置を提供するものである。

【課題を解決するための手段】

【0018】

本発明は上記課題を解決するため、次のような手段を採用した。

【0019】

アナログ入力信号あるいはデジタル入力信号をPWM信号に変換するPWM変換器、該PWM変換器の出力信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅段、および該スイッチング増幅段の出力信号から高周波成分を取り除いてオーディオ信号に復調するローパスフィルタを備え、第1のチャンネルのオーディオ信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅回路と、アナログ入力信号あるいはデジタル入力信号をPWM信号に変換するPWM変換器、該PWM変換器の出力信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅段、および該スイッチング増幅段の出力信号から高周波成分を取り除いてオーディオ信号に復調するローパスフィルタを備え、第2のチャンネルのオーディオ信号をスイッチング増幅するスイッチング増幅回路と、前記第1のスイッチング増幅回路および第2のスイッチング増幅回路を構成するスイッチング段のそれぞれに直流電圧を共通に供給する一つの直流電源回路と、前記第1のスイッチング増幅回路の復調されたオーディオ信号を前記第2のスイッチング増幅回路のPWM変換器の入力側に負帰還するフィルタ回路を備え、前記第1のスイッチング増幅回路の出力変動に伴って前記第2のスイッチング増幅回路に発生する歪みを抑制する。

10

【発明の効果】

20

【0020】

本発明は、以上の構成を備えるため、電源回路を通したクロストークに基づく歪みを抑制して、低歪み率のスイッチング増幅装置を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

以下、最良の実施形態を添付図面を参照しながら説明する。図1は、本発明の実施形態にかかるスイッチング増幅装置を説明する図である。図1において、入力端子12に入力されたデジタル入力信号はデジタルインターフェイス回路15を介して、DSPあるいはPLD(Programmable Logic Device)素子により形成された演算回路17に入力される。入力端子11, 13に入力されたアナログ入力信号はA/Dコンバータ14, 16によりデジタル信号に変換された後、デジタルインターフェイス回路15を介して演算回路17に入力される。演算回路17では入力されたデジタル信号をPWM信号に変換し、変換されたPWM信号はドライバ回路18, 21に入力される。ドライバ回路は必要に応じてDCレベルシフトを行い、出力スイッチング素子FET1, FET2を備えた出力増幅段22, 26を駆動する。

30

【0022】

出力増幅段22, 26は、高速スイッチング特性に優れ、かつON抵抗の低いMOS-FETが用いられる。出力増幅段によりスイッチング増幅されたPWM信号は、LPF(Low Pass Filter)23, 27により搬送波を除去し、オーディオ信号に復調してスピーカ30, 31を駆動する。

40

【0023】

音量の調整は、出力増幅段22, 26の電源電圧Vccを制御することにより行われる。前述したように、コストあるいは設置スペースの都合により、前記電源電圧Vccを供給する電源回路51は、LチャンネルおよびRチャンネルで共用される。

【0024】

電源回路51を通じて発生するクロストークは、どの周波数でも一定の割合で発生するわけではなく、主に電源回路のインピーダンスの周波数特性に依存し、インピーダンスの高くなる周波数においてクロストークが増加する。

【0025】

本実施形態では、一方のチャンネル(例えばLch)のLPF23からの出力信号を抵

50

抗分圧回路で形成した減衰器 28 により減衰した後、電源回路のインピーダンス特性に応じたフィルタ 24 により、クロストークによる歪み要因となる成分（歪み要因信号）を抽出する。次に抽出した歪み要因信号を A/D 変換器 19 により A/D 変換し、演算回路 17 に入力する。演算回路 17 は、前記抽出した歪み要因信号を反転し、他方のチャンネル（この例の場合は Rch）の入力信号に加算する。

【0026】

また、他方のチャンネル（例えば Rch）の LPF 27 からの出力信号を抵抗分圧回路により形成した減衰器 29 で減衰した後、電源回路のインピーダンス特性に応じたフィルタ 25 により、クロストークによる歪み要因となる成分（歪み要因信号）を抽出する。次に抽出した歪み要因信号を A/D 変換器 20 により A/D 変換し、演算回路 17 に入力する。演算回路 17 は、前記抽出した歪み要因信号を反転し、他方のチャンネル（この例の場合は Lch）の入力信号に加算する。これにより、それぞれのチャンネル間で発生するクロストークを抑制することができる。なお、フィルタ 24, 25 は、演算回路 17 内で演算回路により構成してもよい。

10

【0027】

図 1 の例では説明の簡単化のため、出力チャンネル数を 2 として説明したが、チャンネル数が 3 以上の場合には、減衰器の入力に当該チャンネル以外の全てのチャンネルの LPF からの出力信号を加えるとよい。

【0028】

図 4 は、電源回路のインピーダンス特性（図 4（A））、およびこのインピーダンス特性に対応するフィルタ特性（図 4（B））の一例を示す図である。図 4（A）に示すようなインピーダンス特性を有する電源回路に対応するフィルタ 24, 25 は、前記インピーダンス特性のピーク中心周波数である 45 Hz に中心周波数を有する比較的 Q（周波数特性の先鋭度を表す）の高いバンドパスフィルタで構成することができる。

20

【0029】

図 2 は、本発明の他の実施形態を説明する図である。入力端子 11 に入力された L チャンネルアナログ信号は、PWM 信号に変換する際にもっとも効率のよい信号レベルに差動増幅器 32 により増幅された後、変換器 34 により PWM 信号に変換され、ドライバ回路 18 を介して出力増幅段 22 においてスイッチング増幅される。増幅された PWM 信号は LPF 23 において搬送波を除去しオーディオ信号に復調し、スピーカ 30 を駆動する。

30

【0030】

また、入力端子 13 に入力された R チャンネルアナログ信号は、PWM 信号に変換する際にもっとも効率のよい信号レベルに差動増幅器 33 により増幅された後、変換器 36 により PWM 信号に変換され、ドライバ回路 21 を介して出力増幅段 26 においてスイッチング増幅される。増幅された PWM 信号は LPF 27 において搬送波を除去しオーディオ信号に復調し、スピーカ 31 を駆動する。

【0031】

この図の例では、一方のチャンネル（Lch）のフィルタ 24 から抽出した歪み要因信号を他方のチャンネル（Rch）に入力されたアナログ信号を増幅する差動増幅器 33 の（-）入力端子に加える。また、他方のチャンネル（Rch）のフィルタ 25 から抽出した歪み要因信号を一方のチャンネル（Lch）に入力されたアナログ信号を増幅する差動増幅器 32 の（-）入力端子に加える。

40

【0032】

このように、一方のチャンネルから抽出した歪み要因信号を、入力されたアナログ信号を増幅する他方のチャンネルの差動増幅器の（-）入力端子に加えて歪み成分を相殺する。これにより、それぞれのチャンネル間で発生するクロストークを抑制することができる。

【0033】

図 2 の例では説明の簡単化のため、出力チャンネル数を 2 として説明したが、チャンネル数が 3 以上の場合には、差動増幅器の（-）入力端子に当該チャンネル以外の全てのチ

50

チャンネルのLPFからの出力信号を加えるとよい。

【0034】

図3は、本発明のさらに他の実施形態を説明する図である。図3において、37, 38はフィルタ、39, 40は減衰器である。なお、フィルタ37, 38は、電源回路51のインピーダンス特性のピーク中心周波数に中心周波数を有する比較的Qの高いバンドパスフィルタで構成する。

【0035】

この図の例では、一方のチャンネル(Lch)のフィルタ37から抽出した歪み要因信号を減衰器39を介して他方のチャンネル(Rch)に入力されたアナログ信号を増幅する差動増幅器33の(-)入力端子に加える。また、他方のチャンネル(Rch)のフィルタ38から抽出した歪み要因信号を減衰器40を介して一方のチャンネル(Lch)に入力されたアナログ信号を増幅する差動増幅器32の(-)入力端子に加える。

10

【0036】

一方のチャンネルのスピーカを駆動する出力電流の変動が電源回路を通じて他方のチャンネルに付加する歪みのレベルは、一方のチャンネルのスピーカを駆動する出力電流によって変化する。このため、電源電圧が高い(音量が大きい)場合には減衰量を小さくして、差動増幅器に加算するクロストーク成分を多くし、電源電圧が低い(音量が小さい)場合には減衰量を大きくして、差動増幅器に加算するクロストーク成分を小さくする。すなわち、マイコン52は、音量操作部53による音量操作の値にしたがって電源電圧Vccを制御するとともに減衰器39, 40による減衰量を制御する。

20

【0037】

本実施形態は、図2, 3を参照して説明したような、LPF23, 27からの出力信号から抽出した歪み要因信号をフィードバックしてクロストークを抑制する技術とは異なり、一種のプリディストーションであるため歪みの発生とその補正の間に時間差が無い過渡応答性優れた増幅装置を得ることができる。

【0038】

以上説明したように、本発明の実施形態によれば、各チャンネルの出力増幅段用の電源回路を共用し、かつ前記電源回路の電源電圧の制御により音量調整を行う多チャンネル用のスイッチング増幅装置において、一方のチャンネルの出力信号から抽出した歪み要因信号を他方のチャンネルの入力信号にフィードバックし、あるいは一方のチャンネルの入力信号から抽出した歪み要因信号を反転して他方のチャンネルの入力信号に供給するので、前記電源回路を通じて付加される他のチャンネルの信号成分(クロストーク)による歪みを除去して、歪みの少ないスイッチング増幅装置を実現できる。

30

【図面の簡単な説明】

【0039】

【図1】本発明の実施形態にかかるスイッチング増幅装置を説明する図である。

【図2】他の実施形態を説明する図である。

【図3】さらに他の実施形態を説明する図である。

【図4】電源回路のインピーダンス特性およびフィルタ特性の一例を示す図である。

【図5】一方のチャンネルの増幅動作により他方のチャンネルの信号に歪が付加されることについて説明する図である。

40

【符号の説明】

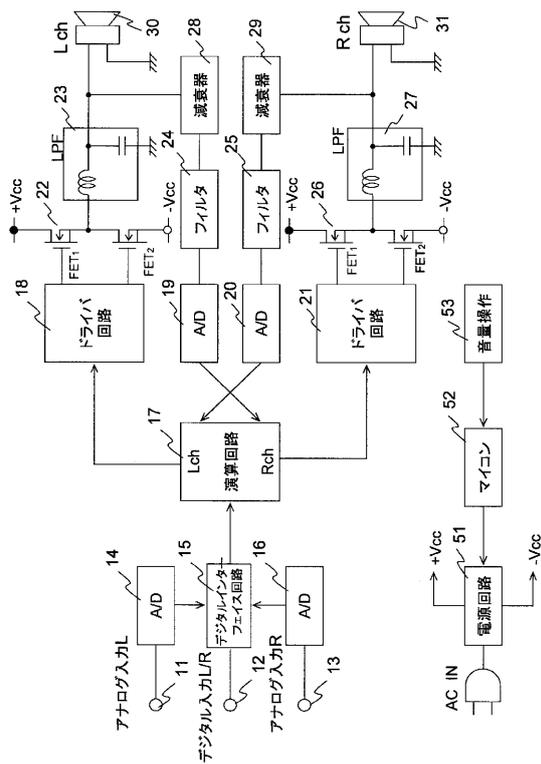
【0040】

- 15 デジタルインタフェース
- 17 演算回路
- 18, 21 ドライバ回路
- 22, 26 出力増幅段
- 23, 27 LPF
- 28, 29 減衰器
- 30, 31 スピーカ

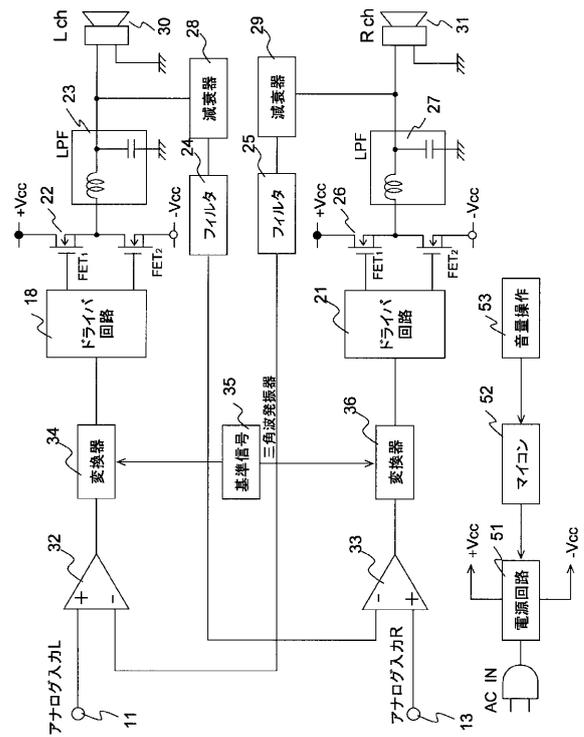
50

- 3 2 , 3 3 差動増幅回路
- 3 4 , 3 6 変調器
- 3 5 基準三角波発振器
- 3 7 , 3 8 フィルタ
- 3 9 , 4 0 減衰器
- 5 1 電源回路
- 5 2 マイコン
- 5 3 音量操作部

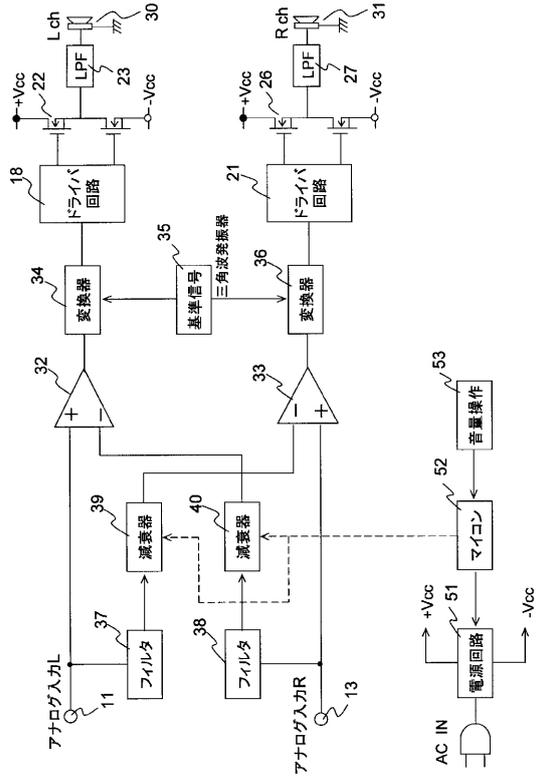
【 図 1 】



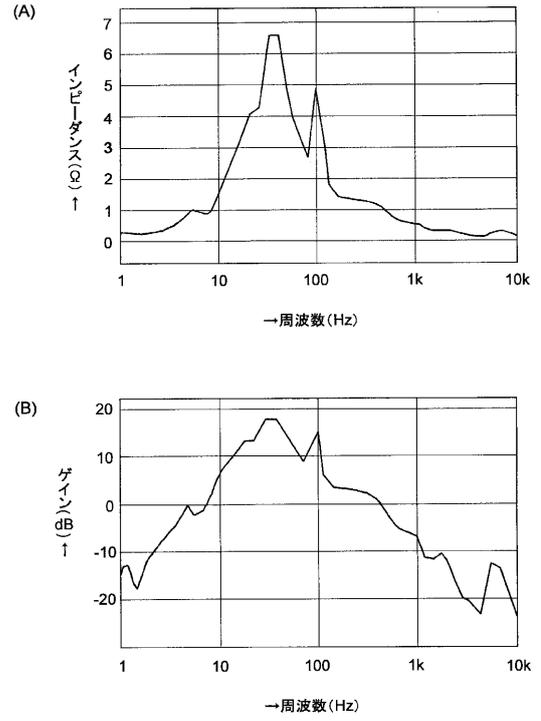
【 図 2 】



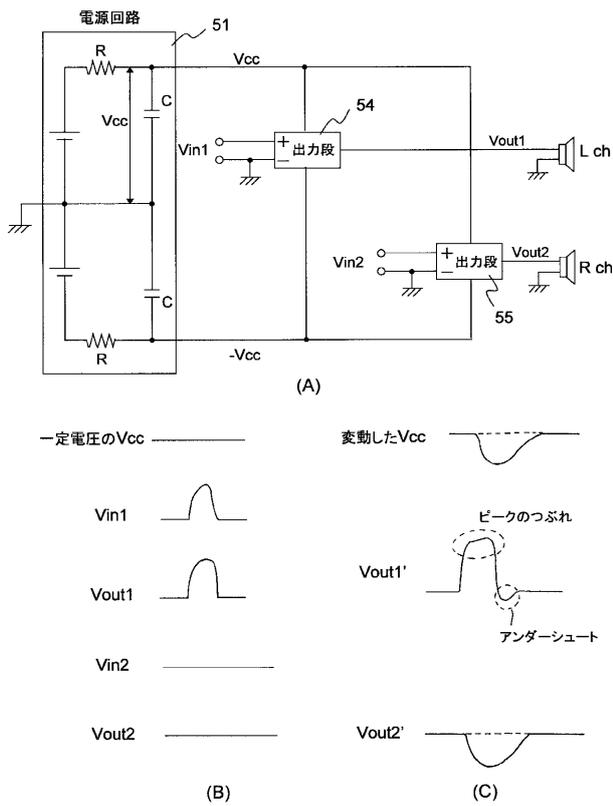
【 図 3 】



【 図 4 】



【 図 5 】



---

フロントページの続き

Fターム(参考) 5J500 AA02 AA24 AA27 AA41 AA66 AC04 AC21 AF17 AH09 AH29  
AH39 AK00 AK02 AK17 AK23 AK32 AK33 AK34 AK42 AK44  
AK47 AK53 AK62 AM13 AM21 AS06 AT03 AT06 NF09 NH16  
WU01