

(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2006-191250

(P2006-191250A)

(43) 公開日 平成18年7月20日(2006.7.20)

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

審査請求 未請求 請求項の数 16 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2005-336 (P2005-336)  
 (22) 出願日 平成17年1月5日(2005.1.5)

(71) 出願人 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 (番地なし)

(72) 発明者 米谷 昭彦  
 愛知県豊田市梅坪町2丁目7番地1 カサ  
 ヴェルデ301

Fターム(参考) 5D020 AC07  
 5J500 AA02 AA24 AA27 AA41 AA66  
 AC04 AC21 AF17 AF20 AK00  
 AK17 AK19 AK23 AK26 AK32  
 AK41 AK42 AK53 AK62 AM11  
 AS05 AT01 AT06 WU01

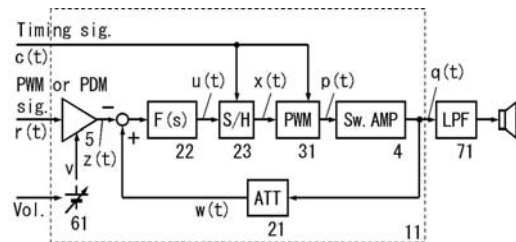
(54) 【発明の名称】 増幅器およびボリューム機能付き増幅器

(57) 【要約】

【課題】 デジタル信号を入力とするデジタルオーディオアンプにおいて、フルデジタルアンプにすると電圧変動が極めて小さい電源を用いる必要があった。また、アナログ入力のデジタルアンプを使用すると、電源電圧変動の影響は小さくできるが、デジタル信号を一旦アナログ信号に変換する必要があり、コスト的に不利であり、S/N比の確保に対しても不利であった。

【解決手段】 入力のデジタル信号をPWM信号などの2値信号に変換し、スイッチングアンプの出力と変換した2値信号の差を検出してから積分し、その値をサンプルする。そのサンプルした信号をもとにスイッチングアンプを駆動するPWM信号を生成することにより、コストをあまりかけずに電源電圧変動の影響が小さくS/N比の高いデジタルアンプを実現する。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

入力信号の低周波成分に比例した低周波成分を持つ出力信号を出力する増幅器において、前記入力信号は 2 値信号であり、前記出力信号または前記出力信号を減衰させた信号と前記入力信号との差を検出する誤差増幅器を持ち、前記誤差増幅器の出力信号は 2 次以上のフィルタに入力され、前記フィルタの出力信号はサンプラによりサンプルされ、前記サンプラによりサンプルされた信号に応じたパルス幅変調信号を生成するパルス幅変調信号発生器を持ち、前記パルス幅変調器の出力信号を入力とし前記増幅器の出力信号を出力するスイッチング増幅器を持ち、前記サンプラによりサンプルする周期は前記パルス幅変調信号発生器により生成されるパルス幅変調信号の搬送波周期の半分の自然数倍であることを特徴とする増幅器。

10

## 【請求項 2】

請求項 1 に記載の増幅器において、該パルス幅変調信号発生装置により生成されるパルス幅変調信号の搬送波信号を該入力信号から生成することを特徴とする増幅器。

## 【請求項 3】

請求項 1 に記載の増幅器において、該入力信号はパルス幅変調信号であり、該パルス幅変調信号発生装置により生成されるパルス幅変調信号の搬送波周期が該入力信号の搬送波周期と同じであることを特徴とする増幅器。

## 【請求項 4】

請求項 1 に記載の増幅器において、該入力信号はパルス幅変調信号であり、該パルス幅変調信号発生装置により生成されるパルス幅変調信号の搬送波周期が該入力信号の搬送波周期の 2 以上の整数倍であることを特徴とする増幅器。

20

## 【請求項 5】

請求項 1 に記載の増幅器において、該入力信号はパルス密度変調信号であり、該パルス幅変調信号発生装置により生成されるパルス幅変調信号の搬送波周期が該入力信号の単位パルス幅の整数倍であることを特徴とする増幅器。

## 【請求項 6】

請求項 5 に記載の増幅器において、該パルス幅変調信号発生装置により生成されるパルス幅変調信号の搬送波周期と該入力信号の単位パルス幅の比が該パルス幅変調信号発生装置により生成されるパルス幅変調信号の半周期の整数倍ごとに異なることがあることを特徴とする増幅器。

30

## 【請求項 7】

請求項 1 または請求項 3 から請求項 6 に記載の増幅器において、該パルス幅変調信号発生装置により生成されるパルス幅変調信号の搬送波信号が外部から入力されることを特徴とする増幅器。

## 【請求項 8】

請求項 1 から請求項 7 に記載の増幅器を内部増幅器として内部に持つボリューム機能付き増幅器において、ボリューム処理前信号を入力信号として持ち、前記ボリューム処理前信号は 2 値信号であり、前記ボリューム機能付き増幅器のゲインは外部からのゲイン指定信号により変化するものであり、前記ゲイン指定信号の値に応じたアナログ信号を出力する可変信号生成装置を持ち、前記ボリューム処理前信号に前記可変信号生成装置の出力信号の値を乗じた信号を前記内部増幅器の該入力信号とすることを特徴とするボリューム機能付き増幅器。

40

## 【請求項 9】

入力信号の低周波成分に比例した低周波成分を持つ出力信号を出力する増幅器において、前記入力信号はパルス幅変調信号であり、前記出力信号または前記出力信号を減衰させた信号と前記入力信号との差を検出する誤差増幅器を持ち、前記誤差増幅器の出力信号は 2 次以上のフィルタに入力され、前記フィルタの出力信号はサンプラによりサンプルされ、前記サンプラによりサンプルされた信号に応じた時間だけ前記入力信号のパルス幅変調信号のパルス幅を加減した修正パルス幅変調信号を出力するパルス幅補正器を持ち、前記

50

修正パルス幅変調器の出力信号を入力とし前記増幅器の出力信号を出力するスイッチング増幅器を持ち、前記サンプラによりサンプルする周期は前記パルス幅変調信号発生器により生成されるパルス幅変調信号の搬送波周期の半分の自然数倍であることを特徴とする増幅器。

【請求項 10】

入力信号の低周波成分に比例した低周波成分を持つ出力信号を出力する増幅器において、前記入力信号はパルス符号信号であり、前記入力信号の値に応じた第1のパルス幅変調信号と前記入力信号とパルス幅補正信号の和の値に応じた第2のパルス幅信号を出力するパルス幅変調器を持ち、前記出力信号または前記出力信号を減衰させた信号と第1のパルス幅変調信号との差を検出する誤差増幅器を持ち、前記誤差増幅器の出力信号は2次以上のフィルタに入力され、前記フィルタの出力信号を量子化した信号を前記パルス幅補正信号とし、第2のパルス幅変調信号を入力とし前記増幅器の出力信号を出力するスイッチング増幅器を持ち、前記入力信号のサンプリング周期は第1のパルス幅変調信号の搬送波周期の半分の自然数倍であることを特徴とする増幅器。

10

【請求項 11】

請求項10に記載の増幅器において、該パルス幅補正信号は分解能が1ビットの信号であることを特徴とする増幅器。

【請求項 12】

入力信号に比例した低周波成分を持つ出力信号を出力する増幅器において、前記入力信号は連続時間連続値信号であり、前記出力信号または前記出力信号を減衰させた信号と前記入力信号との差を検出する誤差増幅器を持ち、前記誤差増幅器の出力信号は2次以上のフィルタに入力され、前記フィルタの出力信号はサンプラによりサンプルされ、前記サンプラによりサンプルされた信号に応じたパルス幅変調信号を生成するパルス幅変調信号発生器を持ち、前記パルス幅変調器の出力信号を入力とし前記増幅器の出力信号を出力するスイッチング増幅器を持ち、前記サンプラによりサンプルする周期は前記パルス幅変調信号発生器により生成されるパルス幅変調信号の搬送波周期の半分の自然数倍であることを特徴とする増幅器。

20

【請求項 13】

請求項12に記載の増幅器において、該パルス幅変調信号発生装置により生成されるパルス幅変調信号の搬送波周期が半周期または1周期ごとに変化することがあることを特徴とする増幅器。

30

【請求項 14】

入力信号に比例した低周波成分を持つ出力信号を出力する増幅器において、前記入力信号は連続時間連続値信号であり、前記出力信号または前記出力信号を減衰させた信号と前記入力信号との差を検出する誤差増幅器を持ち、前記誤差増幅器の出力信号は2次以上のフィルタに入力され、前記フィルタの出力信号はサンプラによりサンプルされ、前記サンプラによりサンプルされた信号に応じたパルス幅変調信号を生成するパルス幅変調信号発生器を持ち、前記パルス幅変調器の出力信号を入力とし前記増幅器の出力信号を出力するスイッチング増幅器を持ち、前記サンプラによりサンプルする周期は前記パルス幅変調信号発生器により生成されるパルス幅変調信号の搬送波周期の半分の自然数倍であることを特徴とする増幅器。

40

【請求項 15】

入力信号に比例した低周波成分を持つ出力信号を出力する増幅器において、前記入力信号は連続時間連続値信号であり、前記出力信号または前記出力信号を減衰させた信号と前記入力信号との差を検出する誤差増幅器を持ち、前記誤差増幅器の出力信号は2次以上のフィルタに入力され、前記フィルタの出力信号がある閾値を横切ったときにその方向に対応する符号のパルスを予め決められた時間もしくは外部から指定された時間だけ出力するパルス発生器を持ち、前記パルス発生器の出力信号を入力とし前記増幅器の出力信号を出力するスイッチング増幅器を持つことを特徴とする増幅器。

【請求項 16】

50

請求項15に記載の増幅器において、該パルス発生器の出力するパルスの幅がパルス発生ごとに変わることがあることを特徴とする増幅器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、スピーカなどを駆動するオーディオアンプなどの電力増幅器に関するものである。

【背景技術】

【0002】

デジタルアンプと呼ばれている電力増幅器はD級増幅器と呼ばれるスイッチング増幅器を用いており、その電力効率が高いことにより、スピーカを駆動するオーディオアンプとしても用いられ始めている。このデジタルアンプを実現する方法として、アナログ信号を入力信号とするタイプのものと、デジタル信号(離散時間離散値信号)を入力信号とするフルデジタルアンプと呼ばれるタイプのものがある。

【0003】

フルデジタルアンプは、音源信号がCDやMDのようにデジタル信号である場合には、ほとんどの信号処理をデジタルで行うことができるので、高品質の音を発生できる可能性を持っているが、スイッチング増幅器の電源について電圧変動が小さいものが要求されるので、特別仕様の電源が必要になり、このところがコスト増を招いてしまっていた。

【0004】

この電源電圧変動対策として、入力のデジタル信号を一旦アナログ信号に変換して、電源電圧の影響をあまり受けないアナログ信号入力型のデジタルアンプに入力する方法があるが、信号処理が2段階となり、コスト的に不利である。

【0005】

アナログ信号を入力信号とするタイプのデジタルアンプについては、出力信号誤差を検出してフィードバック補正を行っているが、そのフィードバック補正を行う際に高次の信号処理を行うとフィードバック系の安定性が保証できないことからあまり高次の信号処理を行うことができず、その結果、信号の歪をあまり抑制することができなかった。

【特許文献1】特公2000-507759号公報

【特許文献2】特願2004-026150号

【特許文献3】特願2004-047113号

【非特許文献1】河西宏之：フルデジタル・アンプに必要な信号処理の概要，トランジスタ技術，2003年7月号，205-222頁

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

解決しようとする課題は、源信号がデジタル信号である場合におけるデジタルアンプにおいて、あまりコスト増をとまわずに電源電圧変動の影響を受けないデジタルアンプを実現することである。

【0007】

また、アナログ入力のデジタルアンプにおいて、高次のフィードバック補正を実現することにより歪率の低減をはかるものである。

【課題を解決するための手段】

【0008】

入力信号と出力信号の差を検出した後フィルタに通し、さらにサンブラにより信号をサンプルまたはゼロクロスを検出してスイッチング増幅器を駆動する信号を決定することにより、高次のフィルタを使用することを可能にするるとともに入力信号としてアナログ信号だけではなくパルス幅変調信号やパルス密度信号も扱うことを可能にする。

【0009】

源信号がデジタル信号の場合は、デジタル信号をパルス幅変調信号もしくはパルス密度

10

20

30

40

50

変調信号に変換し、その信号とデジタルアンプの出力信号との差を検出して、さらに2次以上のフィルタを通過させることにより低周波域の成分を強調したあとにその信号をサンプルし、サンプルされた信号をもとにパルス幅変調信号のパルス幅を決定して、その生成されたパルス幅変調信号によりスイッチング増幅器を駆動する。

【0010】

源信号がデジタル信号の場合は、デジタル信号をパルス幅変調信号に変換し、その信号とデジタルアンプの出力信号との差を検出して、さらに2次以上のフィルタを通過させることにより低周波域の成分を強調したあとにその信号をサンプルし、サンプルされた信号をもとにパルス幅変調信号のパルス幅を補正して、その補正されたパルス幅変調信号によりスイッチング増幅器を駆動する。

10

【0011】

入力信号がアナログ信号の場合は、入力信号とデジタルアンプの出力信号との差を検出して、さらに2次以上のフィルタを通過させることにより低周波域の成分を強調したあとにその信号をサンプルし、サンプルされた信号をもとにパルス幅変調信号のパルス幅を決定して、その生成されたパルス幅変調信号によりスイッチング増幅器を駆動する。

【0012】

入力信号がアナログ信号の場合は、入力信号とデジタルアンプの出力信号との差を検出して、さらに2次以上のフィルタを通過させることにより低周波域の成分を強調したあとにその信号のゼロクロスを検出し、その検出されたタイミングをもとにパルス密度変調信号を生成して、その生成されたパルス密度変調信号によりスイッチング増幅器を駆動する。

20

【発明の効果】

【0013】

源信号がデジタル信号の場合、デジタル信号をパルス幅変調信号もしくはパルス密度変調信号に変換し、その信号とデジタルアンプの出力信号との差を検出して、さらに2次以上のフィルタを通過させることにより低周波域の成分を強調したあとにその信号をサンプルし、サンプルされた信号をもとにパルス幅変調信号のパルス幅を決定して、その生成されたパルス幅変調信号によりスイッチング増幅器を駆動することにより、あまりコストを掛けずに電源電圧の変動の影響をあまり受けないデジタルアンプを実現することができる。

30

【0014】

源信号がデジタル信号の場合、デジタル信号をパルス幅変調信号に変換し、その信号とデジタルアンプの出力信号との差を検出して、さらに2次以上のフィルタを通過させることにより低周波域の成分を強調したあとにその信号をサンプルし、サンプルされた信号をもとにパルス幅変調信号のパルス幅を補正して、その補正されたパルス幅変調信号によりスイッチング増幅器を駆動することにより、あまりコストを掛けずに電源電圧の変動の影響をあまり受けないデジタルアンプを実現することができる。

【0015】

入力信号がアナログ信号の場合、入力信号とデジタルアンプの出力信号との差を検出して、さらに2次以上のフィルタを通過させることにより低周波域の成分を強調したあとにその信号をサンプルし、サンプルされた信号をもとにパルス幅変調信号のパルス幅を決定して、その生成されたパルス幅変調信号によりスイッチング増幅器を駆動することにより、高次のフィルタによるフィードバックが可能になり、低歪率化を実現することができる。

40

【0016】

入力信号がアナログ信号の場合は、入力信号とデジタルアンプの出力信号との差を検出して、さらに2次以上のフィルタを通過させることにより低周波域の成分を強調したあとにその信号のゼロクロスを検出し、その検出されたタイミングをもとにパルス密度変調信号を生成して、その生成されたパルス密度変調信号によりスイッチング増幅器を駆動することにより、高次のフィルタによるフィードバックが可能になり、低歪率化を実現するこ

50

とができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

本発明を実施するための最良の形態について実施例を通して示す。

【実施例1】

【0018】

本発明第1の実施例であるオーディオアンプの構成を図1および図2に示す。図2中のデジタルアンプ11の詳細が図1のデジタルアンプ11の部分である。これは、パルス符号変調(PCM)信号 $d[k]$ を入力とし、スピーカを駆動するための信号 $q(t)$ を生成するものである。

10

【0019】

音源信号であるPCM信号 $d[k]$ はサンプリング周波数44.1kHz分解能16ビットの信号である。この信号はオーバーサンプラ74によりサンプリング周波数が16倍の705.6kHzのPCM信号に変換され、さらにノイズシェーピング機能付き再量子化器73により分解能5ビットサンプリング周波数705.6kHzのPCM信号に変換される。そしてデジタル回路により実現されているデジタル入力パルス幅変調信号発生器72によりキャリア周波数が705.6kHzのパルス幅変調(PWM)信号 $r(t)$ に変換される。PWM信号 $r(t)$ はその低周波成分が音源信号に相似しているものである。

【0020】

タイミング信号発生器75はPWM信号 $r(t)$ のパルスのタイミングを検出するものである。PWM信号 $r(t)$ が対称PWM信号であるときの信号の例を図3に示す。PWM信号 $r(t)$ のパルスの中心をタイミング信号 $c(t)$ のエッジ信号として出力する。タイミング信号 $c(t)$ をPWM信号 $r(t)$ から生成することにより、デジタルアンプ11の部分が一つのICとして独立しているときには配線の数減らすことができるといった利点が発生する。

20

【0021】

次にデジタルアンプ11の内部動作について説明する。PWM信号 $r(t)$ は波形整形器5により波形整形される。すなわち、PWM信号 $r(t)$ がLowレベルのとき波形整形器5の出力信号 $z(t)$ は $-v$ の値をとり、PWM信号 $r(t)$ がHighレベルのとき波形整形器5の出力信号 $z(t)$ は $v$ の値をとる。 $v$ は電圧発生器61によって発生する電圧の値であり、その値は外部からの指令信号Vol.により指定される。デジタルアンプ11の出力信号の低周波成分は波形整形器5の出力信号 $z(t)$ の低周波成分に比例するため、この電圧発生器61によって発生する電圧 $v$ はポリューム信号として機能する。

30

【0022】

一方、デジタルアンプ11の出力信号 $q(t)$ はアッテネータ21により検出され減衰され、信号 $w(t)$ に変換される。信号 $z(t)$ と信号 $w(t)$ の差が検出され誤差信号としてフィルタ22に入力される。フィルタ22は2次以上の伝達関数を持つ積分を含むフィルタであり、たとえば次の伝達関数を持つものである。

【0023】

【数1】

$$F(s) = \frac{n(s)}{s(s^2 + \omega_n^2)}$$

40

【0024】

この伝達関数の分子多項式 $n(s)$ は閉ループ系が安定となり、かつ、所望の特性が得られるように設定されるものである。また、 $\omega_n$ の値はたとえば80000[rad/s]である。フィルタ22は誤差積分信号 $u(t)$ を出力する。誤差積分信号 $u(t)$ は誤差信号に対して少なくとも1回積分した信号に対してさらに処理が施された信号である。数1に示す伝達関数を用いた場合、誤差を積分した信号に、さらに振動的なフィルタを通したものとなっている。このように誤差信号に対して高次の信号処理を行うことにより、低歪のデジタルアンプを実現することができる。

50

## 【0025】

誤差積分信号 $u(t)$ はサンプル・ホールド23によりタイミング信号 $c(t)$ の立ち上がりのタイミングでサンプルされホールドされる。誤差積分信号 $u(t)$ をサンプルする理由は、フィルタ22として高次のものを用いることを許容し、その自由度を確保するためである。アナログ入力パルス幅変調信号発生器31においては、サンプル・ホールド23の出力信号 $x(t)$ に応じたパルス幅を持つPWM信号 $p(t)$ を生成する。PWM信号 $p(t)$ の搬送波周波数はPWM信号 $r(t)$ の搬送波周波数と同じである。

## 【0026】

アナログ入力パルス幅変調信号発生器31の実現例を図4に、その信号波形の例を図5に示す。タイミング信号 $c(t)$ は台形波発生器311により台形波に変換され、信号 $x(t)$ と比較器312により比較される。そして、比較器312は信号 $x(t)$ に応じたパルス幅を持つPWM信号 $p(t)$ を出力する。

10

## 【0027】

PWM信号 $p(t)$ はスイッチング増幅器4に入力され、スイッチング増幅器4ではPWM信号 $p(t)$ の値に応じて出力電圧 $q(t)$ をスイッチング素子により切り換える。その際、スイッチング電源の電圧変動が発生したり、スイッチングのデッドタイムにより理想的な出力信号 $q(t)$ が生成できなかつたりするが、そのようにして発生した信号歪はフィードバック補償されるので低減される。したがって、スイッチング増幅器4に電力を供給する電源には、高い電圧レギュレーション性能は求められない。スイッチング増幅器4の出力信号 $q(t)$ はLCローパスフィルタ71により可聴域以上の高周波成分がカットされ負荷であるスピーカに供給される。

20

## 【0028】

一方、デジタル入力パルス幅変調信号発生器72により生成されたPWM信号 $r(t)$ は、ローパスフィルタ76によりその低周波成分のみが抽出され、ボリューム処理されていないライン信号として出力される。デジタルアンプ11にボリューム機能を持たせることにより、一組のデジタル入力パルス幅変調信号発生器72、ノイズシェーピング機能付き再量子化器73、オーバーサンブラ74を用いてスピーカ出力とライン出力の両方の信号を生成することができる。

## 【0029】

本発明第1の実施例においては、スイッチング増幅器4の出力にLCローパスフィルタ71を通してからスピーカを駆動していたが、LCローパスフィルタ71を通さずにスイッチング増幅器4の出力から直接スピーカを駆動するようにしてもよい。そのようにすると、デジタルアンプ11の部分をスピーカに装着することができ、その結果配線が短くて済むためスイッチングノイズの電磁放射も抑えることができる。

30

## 【0030】

本発明第1の実施例においては、デジタルアンプ11にボリューム機能を持たせていたが、デジタルアンプ11はボリューム機能を持たなくてもよく、ゲインが固定でもよい。

## 【0031】

本発明第1の実施例において、デジタルアンプ11の出力信号 $q(t)$ は単信号であってもよいし差動信号であってもよい。

40

## 【0032】

本発明第1の実施例においては、誤差積分信号 $u(t)$ をサンプルした値に対応するパルス幅を持つPWM信号 $p(t)$ を生成する際にサンプル・ホールド23を用いてホールドした信号 $x(t)$ を生成していたが、同様な機能を実現すればよく、ホールドした信号 $x(t)$ を生成しなくてもよい。たとえば、誤差積分信号 $u(t)$ の値をコンデンサに蓄えられる電荷としてサンプルし、そのコンデンサに蓄えられた電荷によってパルス幅を決定するようなものであってもよい。

## 【実施例2】

## 【0033】

本発明第2の実施例であるオーディオアンプは、その構成などは本発明第1の実施例と

50

ほとんど同じであり、異なる点は P W M 信号  $p(t)$  の搬送波周波数が P W M 信号  $r(t)$  の搬送波周波数の半分である 352.8kHz であることである。したがって出力信号  $q(t)$  の搬送波周波数も 352.8kHz である。タイミング信号発生器 75 においては、P W M 信号  $r(t)$  の半分の周波数を持つタイミング信号  $c(t)$  を生成する。その様子を図 6 に示す。サンプル・ホールド 23 におけるサンプリング周波数も 352.8kHz である。このように誤差積分信号をサンプリングする周波数を入力の P W M 信号  $r(t)$  の搬送波周波数よりも低くする場合においては、フィルタ 22 における信号処理の次数を 2 次以上にしないと出力信号  $q(t)$  に含まれる歪が大きくなってしまふ。フィルタ 22 が単なる積分演算を行うものであると、サンプル点間の誤差の積分値しか考慮することができず、誤差の時間的な偏りに対して補正できないからである。

10

**【0034】**

このように出力信号の搬送波周波数を下げることの利点は、スイッチング増幅器 4 の電力効率が上がること、発生する電磁ノイズが少なくなること、およびラジオへの電波干渉を低減できることなどである。またこの方法を用いると、デジタル入力パルス幅変調信号発生器 72 の搬送波周波数やノイズシェーピング機能付き再量子化器 73 のサンプリング周波数を高く設定することができ、その結果パルス幅変調信号  $r(t)$  の低歪化や低ノイズ化が容易であるといった利点もある。

**【実施例 3】****【0035】**

本発明第 3 の実施例であるオーディオアンプの構成を図 7 に示す。図 7 中のデジタルアンプ 11 は本発明第 1 の実施例のものと同じである。これは、P C M 信号  $d[k]$  を入力とし、スピーカを駆動するための信号  $q(t)$  を生成するものである。

20

**【0036】**

音源信号である P C M 信号  $d[k]$  はサンプリング周波数 44.1kHz 分解能 16 ビットの信号である。この信号はオーバーサンブラ 74 によりサンプリング周波数が 64 倍の 2.8224MHz の P C M 信号に変換され、さらにノイズシェーピング機能付き再量子化器 73 により分解能 1 ビットサンプリング周波数 2.8224MHz の P C M 信号に変換される。そしてデジタル回路により実現されているデジタル入力パルス密度変調信号発生器 77 によりサンプリング周波数が 2.8224MHz のパルス密度変調 ( P D M ) 信号  $r(t)$  に変換される。P D M 信号  $r(t)$  はその低周波成分が音源信号に相似しているものである。

30

**【0037】**

タイミング信号  $c(t)$  はデジタルアンプ 11 の内部で発生させる P W M 信号  $p(t)$  の搬送波信号ともなるもので、本発明第 3 の実施例においては外部から与えられる。そのタイミング信号  $c(t)$  の周期は P D M 信号  $r(t)$  のサンプリング周期の整数倍である。図 8 に信号波形の例を示す。この例においては、タイミング信号  $c(t)$  の周期が P D M 信号  $r(t)$  のサンプリング周期の 8 倍であったり 6 倍であったりし、その比はタイミング信号  $c(t)$  の 1 周期ごとに 8 と 6 の値を擬似的にランダムに変化するものである。

**【0038】**

デジタルアンプ 11 においては、出力信号  $q(t)$  の低周波成分が P D M 信号  $r(t)$  の低周波成分に比例するように内部でフィードバック補償されながら負荷を駆動する出力信号  $q(t)$  が生成される。デジタルアンプ 11 の内部で発生させる P W M 信号  $p(t)$  の搬送波周期はタイミング信号  $c(t)$  により決定され、動的に変化する。しかし、フィードバック補償を行うフィルタ 22 が連続時間系として実現され、かつその次数が 2 以上なので、搬送波周期の変動の影響は除去される。

40

**【0039】**

2 値信号  $r(t)$  として P D M 信号を用いることの利点の一つは、P W M 信号を用いた場合に比べて低歪低ノイズである 2 値信号  $r(t)$  を作成することが容易であることである。また、デジタルアンプ 11 内において P D M 信号  $r(t)$  を入力した際に発生しているジッタに関しても、タイミングを回復する機能を付加することが可能である。P D M 信号はあまり変調率を高くできないが、本発明第 3 の実施例においては、デジタルアンプ 11 内において

50



信号増幅ができるので、出力信号 $q(t)$ の変調率をPDM信号 $r(t)$ の変調率よりも高くすることができ、PDM信号を用いることの問題点の一つを克服することができる。

【0040】

PWM信号 $p(t)$ の搬送波周期が擬似ランダム的に変動することの利点は、出力信号 $q(t)$ の周期が擬似ランダム的に変化するため、出力信号 $q(t)$ の特定周波数におけるパワースペクトルの集中を防ぐことができることである。そのため、放射電磁ノイズのピーク値を低減させることに大きく貢献する。

【実施例4】

【0041】

本発明第4の実施例であるオーディオアンプの構成を図9および図10に示す。図10中のデジタルアンプ12の詳細が図9のデジタルアンプ12の部分である。これは、PCM信号 $d[k]$ を入力とし、スピーカを駆動するための信号 $q(t)$ を生成するものである。

【0042】

音源信号であるPCM信号 $d[k]$ はサンプリング周波数44.1kHz分解能16ビットの信号である。この信号はオーバーサンプレ74によりサンプリング周波数が16倍の705.6kHzのPCM信号に変換され、さらにノイズシェーピング機能付き再量子化器73により分解能5ビットサンプリング周波数705.6kHzのPCM信号に変換される。そしてデジタル回路により実現されているデジタル入力パルス幅変調信号発生器72によりキャリア周波数が705.6kHzのPWM信号 $r(t)$ に変換される。PWM信号 $r(t)$ はその低周波成分が音源信号に相似しているものである。タイミング信号 $c(t)$ はPWM信号 $r(t)$ のパルスのタイミングを示すものであり、外部から入力される信号である。

【0043】

次にデジタルアンプ12の内部動作について説明する。PWM信号 $r(t)$ は波形整形器5により波形整形される。すなわち、PWM信号 $r(t)$ がLowレベルのとき波形整形器5の出力信号 $z(t)$ は $-v$ の値をとり、PWM信号 $r(t)$ がHighレベルのとき波形整形器5の出力信号 $z(t)$ は $v$ の値をとる。ただし、 $v$ の値は予め決められた電圧である。

【0044】

一方、デジタルアンプ12の出力信号 $q(t)$ はアッテネータ21により検出され減衰され、信号 $w(t)$ に変換される。信号 $z(t)$ と信号 $w(t)$ の差が検出され誤差信号としてフィルタ22に入力される。フィルタ22は2次以上の伝達関数を持つ積分を含むフィルタであり、たとえば数1に示す伝達関数を持つものである。フィルタ22の出力信号を誤差積分信号 $u(t)$ とする。

【0045】

誤差積分信号 $u(t)$ はサンプル・ホールド23によりタイミング信号 $c(t)$ の立ち上がりのタイミングでサンプルされホールドされ、パルス幅補正信号 $a(t)$ が出力される。誤差積分信号 $u(t)$ をサンプルする理由は、フィルタ22として高次のものを用いることを許容し、その自由度を確保するためである。

【0046】

アナログ入力パルス幅補正器32においては、PWM信号 $r(t)$ に対してパルス幅補正信号 $a(t)$ の値に応じた分だけパルス幅を増減させたPWM信号 $p(t)$ を生成する。アナログ入力パルス幅補正器32の実現例を図11に、信号波形の例を図12に示す。PWM信号 $r(t)$ は台形波形整形器321により台形波 $z(t)$ に変換され、比較器322において台形波 $z(t)$ とパルス幅補正信号 $a(t)$ が比較され、パルス幅補正されたPWM信号 $p(t)$ が生成される。

【0047】

PWM信号 $p(t)$ はスイッチング増幅器4に入力され、スイッチング増幅器4ではPWM信号 $p(t)$ の値に応じて出力電圧 $q(t)$ をスイッチング素子により切り換える。その際、スイッチング電源の電圧変動が発生したり、スイッチングのデッドタイムにより理想的な出力信号 $q(t)$ が生成できなかつたりするが、そのようにして発生した信号歪はフィードバック補償されるので低減される。したがって、スイッチング増幅器4に電力を供給する電源に

10

20

30

40

50

は、高い電圧レギュレーション性能は求められない。スイッチング増幅器 4 の出力信号  $q(t)$  は LCローパスフィルタ 7 1 により可聴域以上の高周波成分がカットされ負荷であるスピーカに供給される。

【0048】

本発明第 4 の実施例における本発明第 1 の実施例に対する優位な点は、PWM 信号  $p(t)$  を生成する際に PWM 信号  $r(t)$  を用いているために、機能を実現する回路が簡素化されることである。しかし、ボリューム機能を付加できないといった制約も発生する。

【実施例 5】

【0049】

本発明第 5 の実施例であるオーディオアンプの構成を図 1 3 に示す。これは、PCM 信号  $d[k]$  を入力とし、スピーカを駆動するための信号  $q(t)$  を生成するものである。 10

【0050】

音源信号である PCM 信号  $d[k]$  はサンプリング周波数 44.1kHz 分解能 16 ビットの信号である。この信号はオーバーサンプレ 7 4 によりサンプリング周波数が 16 倍の 705.6kHz の PCM 信号に変換され、さらにノイズシェーピング機能付き再量子化器 7 3 により分解能 5 ビットサンプリング周波数 705.6kHz の PCM 信号に変換される。

【0051】

パルス幅補正機能付きパルス幅変調信号発生器 3 3 はデジタル回路により実現されており、ノイズシェーピング機能付き再量子化器 7 3 からの信号に応じたパルス幅を持つ PWM 信号  $r(t)$  と、PWM 信号  $r(t)$  に対してパルス幅補正信号  $b(t)$  の値に応じてパルス幅が補正された PWM 信号  $p(t)$  を出力するものである。信号波形の例を図 1 4 に示す。PWM 信号  $r(t)$  はその低周波成分が音源信号に相似しているものとなる。タイミング信号  $c(t)$  は PWM 信号  $r(t)$  のパルスのタイミングを示すものであり、外部から入力される信号である。 20

【0052】

PWM 信号  $r(t)$  は波形整形器 5 により波形整形される。すなわち、PWM 信号  $r(t)$  が Low レベルのとき波形整形器 5 の出力信号  $z(t)$  は  $-v$  の値をとり、PWM 信号  $r(t)$  が High レベルのとき波形整形器 5 の出力信号  $z(t)$  は  $v$  の値をとる。ただし、 $v$  の値は予め決められた電圧である。

【0053】

一方、スイッチング増幅器 4 の出力信号  $q(t)$  はアッテネータ 2 1 により検出され減衰され、信号  $w(t)$  に変換される。信号  $z(t)$  と信号  $w(t)$  の差が検出され誤差信号としてフィルタ 2 2 に入力される。フィルタ 2 2 は 2 次以上の伝達関数を持つ積分を含むフィルタであり、たとえば数 1 に示す伝達関数を持つものである。フィルタ 2 2 の出力信号を誤差積分信号  $u(t)$  とする。誤差積分信号  $u(t)$  は比較器 2 4 により 2 値化され、さらにタイミング信号  $c(t)$  の立ち上がりのタイミングでラッチ 2 5 によりラッチされ、パルス幅補正信号  $b(t)$  が出力される。パルス幅補正信号  $b(t)$  の値に応じて PWM 信号のパルス幅が補正される (図 1 4)。 30

【0054】

PWM 信号  $p(t)$  はスイッチング増幅器 4 に入力され、スイッチング増幅器 4 では PWM 信号  $p(t)$  の値に応じて出力電圧  $q(t)$  をスイッチング素子により切り換える。その際、スイッチング電源の電圧変動が発生したり、スイッチングのデッドタイムにより理想的な出力信号  $q(t)$  が生成できなかつたりするが、そのようにして発生した信号歪はパルス幅補正信号  $b(t)$  を通してフィードバック補償されるので低減される。したがって、スイッチング増幅器 4 に電力を供給する電源には、あまり高い電圧レギュレーション性能は求められない。スイッチング増幅器 4 の出力信号  $q(t)$  は LCローパスフィルタ 7 1 により可聴域以上の高周波成分がカットされ負荷であるスピーカに供給される。 40

【0055】

本発明第 5 の実施例における本発明第 4 の実施例に対する優位な点は、パルス幅補正された PWM 信号  $p(t)$  を生成するのに用いるアナログ回路の部分が少ないので実装が容易であることである。ただし、本発明第 5 の実施例においては本発明第 4 の実施例に比べて P 50

WM 信号 $p(t)$ のパルス幅補正の範囲が狭いために、許容される電源電圧の変動範囲が狭くなるといった留意点が発生する。

【実施例 6】

【0056】

本発明第 6 の実施例であるオーディオアンプの構成を図 15 に示す。これは、アナログ信号 $z(t)$ を入力とし、スピーカを駆動するための信号 $q(t)$ を生成するものである。本発明第 1 の実施例に対して、信号 $z(t)$ を直接入力信号とするものである。

【0057】

スイッチング増幅器 4 の出力信号 $q(t)$ はアッテネータ 21 により検出され減衰され、信号 $w(t)$ に変換される。信号 $z(t)$ と信号 $w(t)$ の差が検出され誤差信号としてフィルタ 22 に入力される。フィルタ 22 は 2 次以上の伝達関数を持つ積分を含むフィルタであり、たとえば数 1 に示す伝達関数を持つものである。フィルタ 22 は誤差積分信号 $u(t)$ を出力する。誤差積分信号 $u(t)$ は誤差信号に対して少なくとも 1 回積分した信号に対してさらに処理が施された信号である。数 1 に示す伝達関数を用いた場合、誤差を積分した信号に、さらに振動的なフィルタを通したものとなっている。このように誤差信号に対して高次の信号処理を行うことにより、低歪のデジタルアンプを実現することができる。

【0058】

誤差積分信号 $u(t)$ はサンプル・ホールド 23 によりタイミング信号 $c(t)$ の立ち上がりのタイミングでサンプルされホールドされる。誤差積分信号 $u(t)$ をサンプルする理由は、フィルタ 22 として高次のものを用いることを許容し、その自由度を確保するためである。アナログ入力パルス幅変調信号発生器 31 においては、サンプル・ホールド 23 の出力信号 $x(t)$ に応じたパルス幅を持つ PWM 信号 $p(t)$ を生成する。

【0059】

PWM 信号 $p(t)$ はスイッチング増幅器 4 に入力され、スイッチング増幅器 4 では PWM 信号 $p(t)$ の値に応じて出力電圧 $q(t)$ をスイッチング素子により切り換える。その際、スイッチング電源の電圧変動が発生したり、スイッチングのデッドタイムにより理想的な出力信号 $q(t)$ が生成できなかつたりするが、そのようにして発生した信号歪はフィードバック補償されるので低減される。したがって、スイッチング増幅器 4 に電力を供給する電源には、高い電圧レギュレーション性能は求められない。スイッチング増幅器 4 の出力信号 $q(t)$ は LC ローパスフィルタ 71 により可聴域以上の高周波成分がカットされ負荷であるスピーカに供給される。

【0060】

タイミング信号 $c(t)$ の周期は、 $T1$ もしくは $T2$ の値をとり、そのどちらかになるのかは周期ごとに擬似ランダム的に変化するものである。その結果、出力信号 $q(t)$ の周期も擬似ランダム的に変化する。そのため、出力信号 $q(t)$ のスペクトルは拡散され、輻射電磁ノイズのピーク値が抑制される。タイミング信号 $c(t)$ の周期が変化すると、PWM 信号 $p(t)$ の低周波成分にも影響を及ぼすが、2 次以上のフィルタ 22 とサンプル・ホールド 23 の使用によりフィードバック補償のゲインを高くとることができ、その影響を十分に低減させることができる。

【実施例 7】

【0061】

本発明第 7 の実施例であるオーディオアンプの構成を図 15 に示す。これは、アナログ信号 $z(t)$ を入力とし、スピーカを駆動するための信号 $q(t)$ を生成するものである。本発明第 6 の実施例に対して、パルス信号 $p(t)$ の生成方法が異なるものである。

【0062】

スイッチング増幅器 4 の出力信号 $q(t)$ はアッテネータ 21 により検出され減衰され、信号 $w(t)$ に変換される。信号 $z(t)$ と信号 $w(t)$ の差が検出され誤差信号としてフィルタ 22 に入力される。フィルタ 22 は 2 次以上の伝達関数を持つ積分を含むフィルタであり、たとえば数 1 に示す伝達関数を持つものである。フィルタ 22 は誤差積分信号 $u(t)$ を出力する。誤差積分信号 $u(t)$ は誤差信号に対して少なくとも 1 回積分した信号に対してさらに処理

10

20

30

40

50

が施された信号である。数 1 に示す伝達関数を用いた場合、誤差を積分した信号に、さらに振動的なフィルタを通したものとなっている。このように誤差信号に対して高次の信号処理を行うことにより、低歪のデジタルアンプを実現することができる。

【 0 0 6 3 】

ゼロクロス検出器 2 6 は誤差積分信号  $u(t)$  の立ち上がりおよび立下りゼロクロスをそれぞれ検出する。そしてパルス発生器 3 4 は誤差積分信号  $u(t)$  の立ち上がりゼロクロスに対してパルス幅  $T_p$  の負のパルスを生成し、誤差積分信号  $u(t)$  の立下りゼロクロスに対してパルス幅  $T_p$  の正のパルスを生成する。ただし、誤差積分信号  $u(t)$  の立ち上がりゼロクロスから  $T_p$  以内の時刻に誤差積分信号  $u(t)$  の立下りゼロクロスが発生しても正のパルスは生成されず、誤差積分信号  $u(t)$  の立下りゼロクロスから  $T_p$  以内の時刻に誤差積分信号  $u(t)$  の立ち上がりゼロクロスが発生しても負のパルスは生成されない。誤差積分信号  $u(t)$  とパルス発生器 3 4 の出力であるパルス信号  $p(t)$  の信号波形の例を図 1 7 に示す。

10

【 0 0 6 4 】

パルス信号  $p(t)$  はスイッチング増幅器 4 に入力され、スイッチング増幅器 4 ではパルス信号  $p(t)$  の値に応じて出力電圧  $q(t)$  をスイッチング素子により切り換える。その際、スイッチング電源の電圧変動が発生したり、スイッチングのデッドタイムにより理想的な出力信号  $q(t)$  が生成できなかつたりするが、そのようにして発生した信号歪はフィードバック補償されるので低減される。したがって、スイッチング増幅器 4 に電力を供給する電源には、高い電圧レギュレーション性能は求められない。スイッチング増幅器 4 の出力信号  $q(t)$  は LC ローパスフィルタ 7 1 により可聴域以上の高周波成分がカットされ負荷であるスピーカに供給される。

20

【 0 0 6 5 】

パルス発生器 3 4 が発生するパルスの幅  $T_p$  の値はパルスが発生するごとにランダムに変化する。これは、パルス発生器 3 4 内部で発生する不規則雑音によりパルスの幅  $T_p$  が変化するものであり、2 % 程度の幅で変化するように設計されている。パルスの幅がランダムに変化することにより、入力信号であるアナログ信号  $z(t)$  が小さい値をとり続けたときやゼロであり続けたときに発生する電磁ノイズについて、そのスペクトルが拡散され、特定周波数における輻射電磁ノイズのピークを抑制することに有効である。

【 0 0 6 6 】

従来の自励発振によるデジタルアンプに対する本発明第 7 の実施例の優位な点は、パルス信号  $p(t)$  の生成方法を工夫することによりフィルタ 2 2 の設計に自由度が大きくなったことである。そのため、フィルタ 2 2 の伝達関数の極を虚軸上に二つ以上置くことができ、デジタルアンプの歪の低減を行うことができる。またパルス信号  $p(t)$  の生成方法を工夫することによりパルス幅  $T_p$  に変動を与えることが可能となり、無信号時においても出力信号  $q(t)$  のスペクトルを拡散することができる。本発明第 7 の実施例におけるパルス信号  $p(t)$  の生成方法は、本発明第 6 の実施例においては誤差積分信号  $u(t)$  の値をサンプルしていたのに対し、誤差積分信号  $u(t)$  のゼロクロスのタイミングをサンプルしていることに対応する。

30

【産業上の利用可能性】

【 0 0 6 7 】

本発明のデジタルアンプを用いることにより、電源電圧の変動の影響をあまり受けないデジタル入力のオーディオアンプを低コストで実現することができる。

40

【 0 0 6 8 】

また、本発明を用いることにより、アナログ入力の低歪なデジタルオーディオアンプを実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 6 9 】

【図 1】本発明第 1 の実施例であるオーディオアンプにおけるデジタルアンプ部分のブロック図。

【図 2】本発明第 1 の実施例であるオーディオアンプのブロック図。

50

【図 3】本発明第 1 の実施例における P W M 信号  $r(t)$  と タイミング信号  $c(t)$  の関係を示す図。

【図 4】本発明第 1 の実施例におけるアナログ入力パルス幅変調信号発生器 3 1 の実現例を示すブロック図。

【図 5】本発明第 1 の実施例におけるアナログ入力パルス幅変調信号発生器 3 1 の動作を説明する信号波形の例

【図 6】本発明第 2 の実施例における P W M 信号  $r(t)$  と タイミング信号  $c(t)$  の関係を示す図。

【図 7】本発明第 3 の実施例であるオーディオアンプのブロック図。

【図 8】本発明第 3 の実施例の動作を説明する信号波形の例。

10

【図 9】本発明第 4 の実施例であるオーディオアンプにおけるデジタルアンプ部のブロック図。

【図 1 0】本発明第 4 の実施例であるオーディオアンプのブロック図。

【図 1 1】本発明第 4 の実施例におけるアナログ入力パルス幅補正器 3 2 のブロック図。

【図 1 2】本発明第 4 の実施例におけるアナログ入力パルス幅補正器 3 2 の動作を説明する信号波形の例。

【図 1 3】本発明第 5 の実施例であるオーディオアンプのブロック図。

【図 1 4】本発明第 5 の実施例であるオーディオアンプの動作を説明する信号波形の例。

【図 1 5】本発明第 6 の実施例であるオーディオアンプのブロック図。

【図 1 6】本発明第 7 の実施例であるオーディオアンプのブロック図。

20

【図 1 7】本発明第 7 の実施例であるオーディオアンプの動作を説明する信号波形の例。

【符号の説明】

【0 0 7 0】

1 1 . . . デジタルアンプ

1 2 . . . デジタルアンプ

2 1 . . . アッテネータ

2 2 . . . フィルタ

2 3 . . . サンプル・ホールド

2 4 . . . 比較器

2 5 . . . ラッチ

30

2 6 . . . ゼロクロス検出器

3 1 . . . アナログ入力パルス幅変調信号発生器

3 1 1 . . . 台形波発生器

3 1 2 . . . 比較器

3 2 . . . アナログ入力パルス幅補正器

3 2 1 . . . 台形波形整形器

3 2 2 . . . 比較器

3 3 . . . パルス幅補正機能付きパルス幅変調信号発生器

3 4 . . . パルス発生器

4 . . . スイッチング増幅器

40

5 . . . 波形整形器

6 1 . . . 電圧発生器

7 1 . . . LCローパスフィルタ

7 2 . . . デジタル入力パルス幅変調信号発生器

7 3 . . . ノイズシェーピング機能付き再量子化器

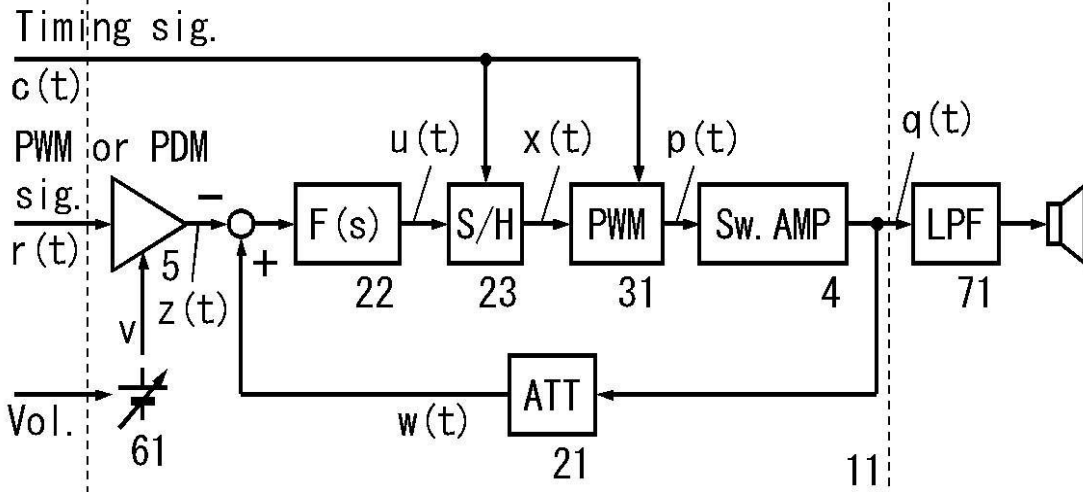
7 4 . . . オーバースンプラ

7 5 . . . タイミング信号発生器

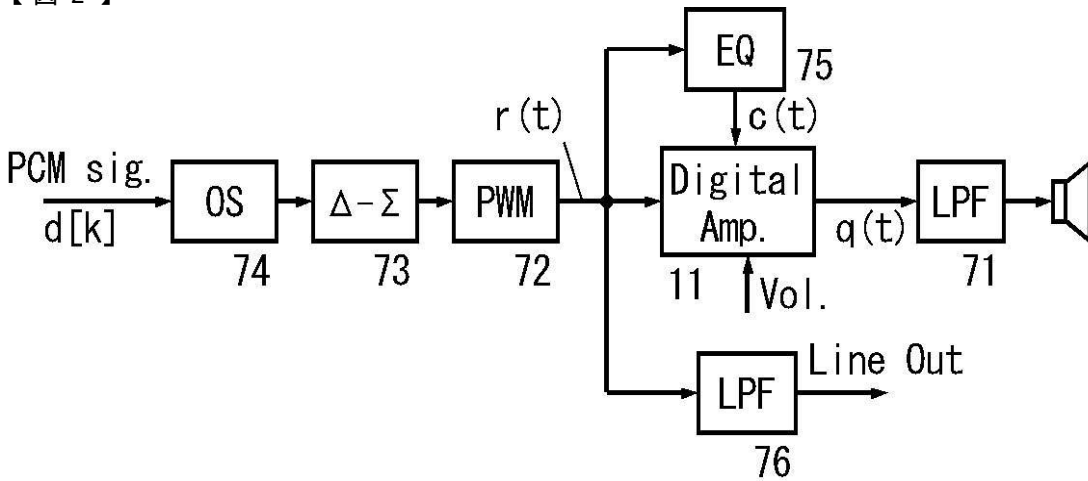
7 6 . . . ローパスフィルタ

7 7 . . . デジタル入力パルス密度変調信号発生器

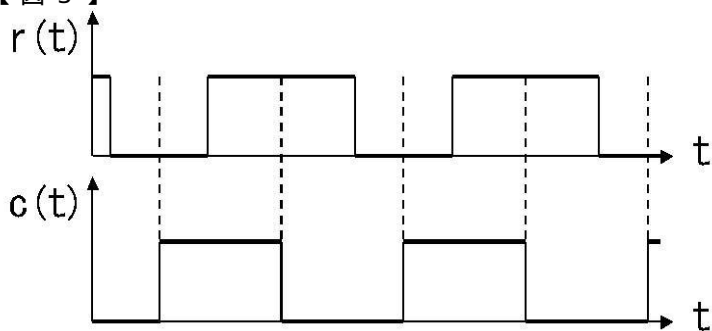
【 図 1 】

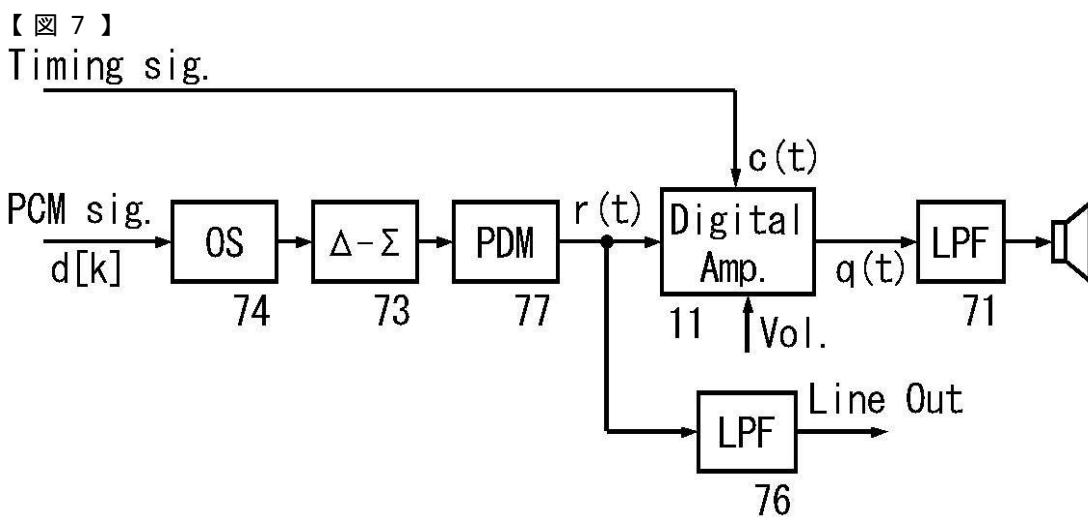
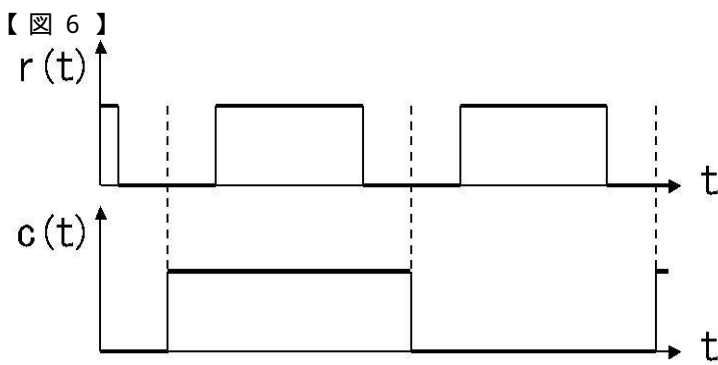
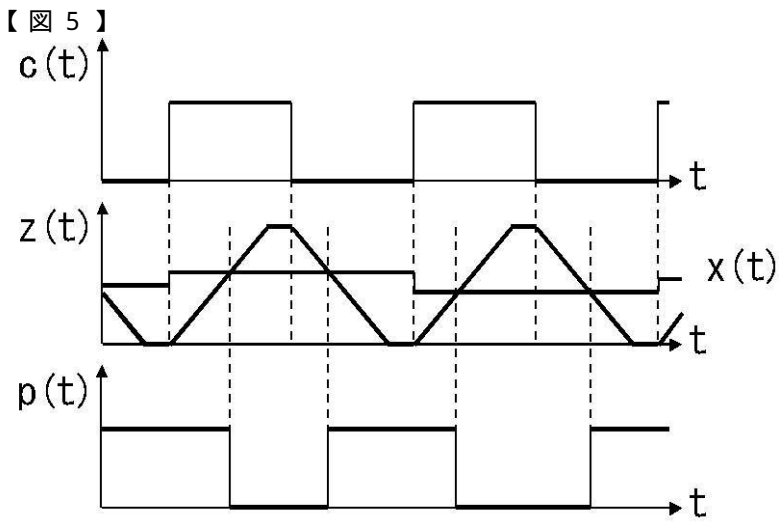
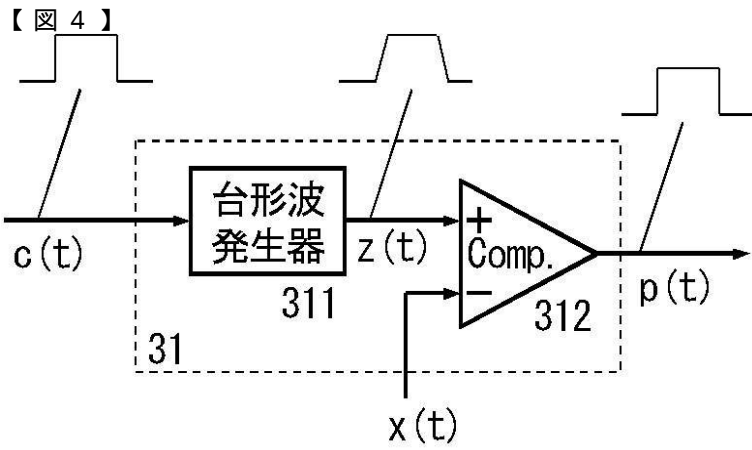


【 図 2 】

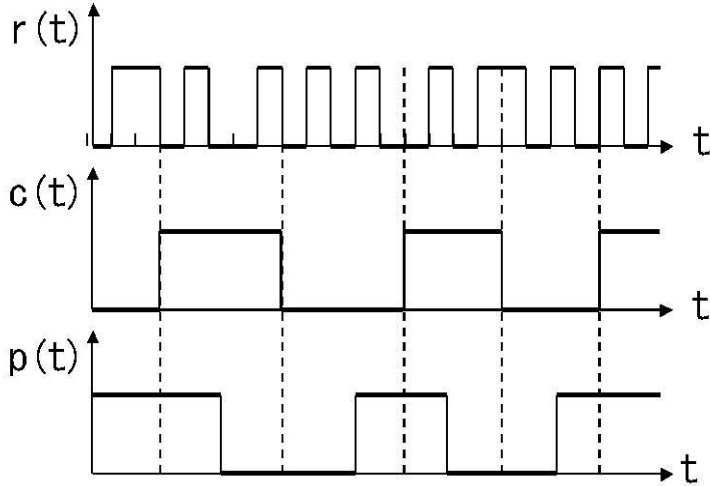


【 図 3 】

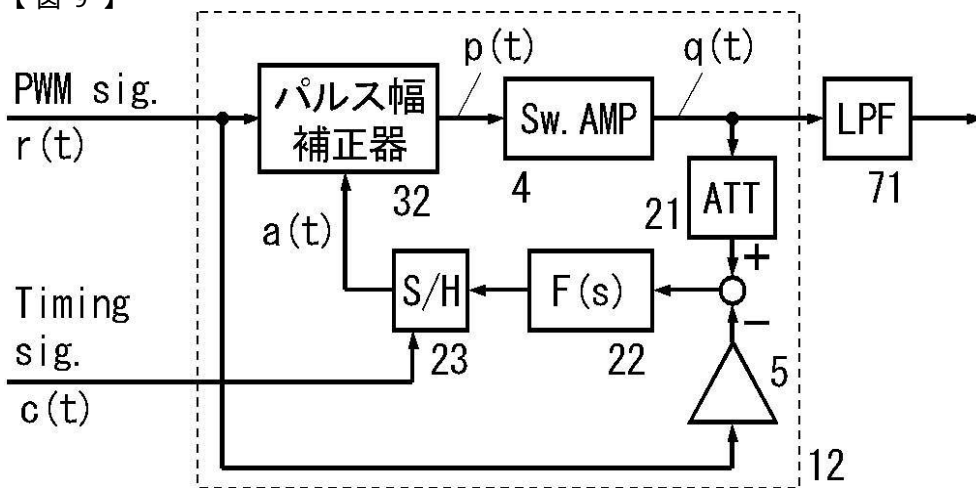




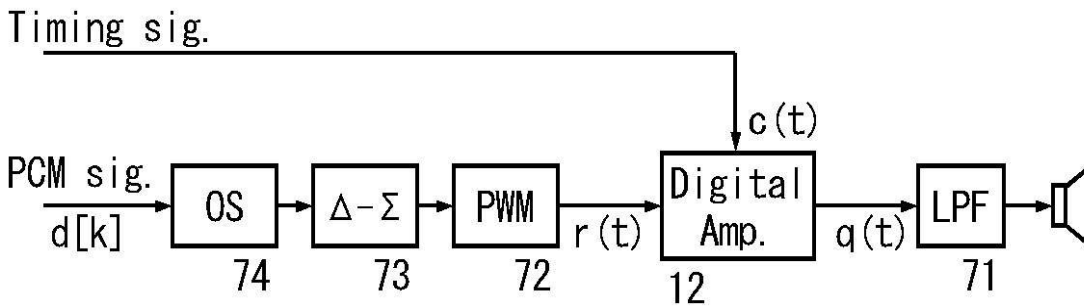
【図8】



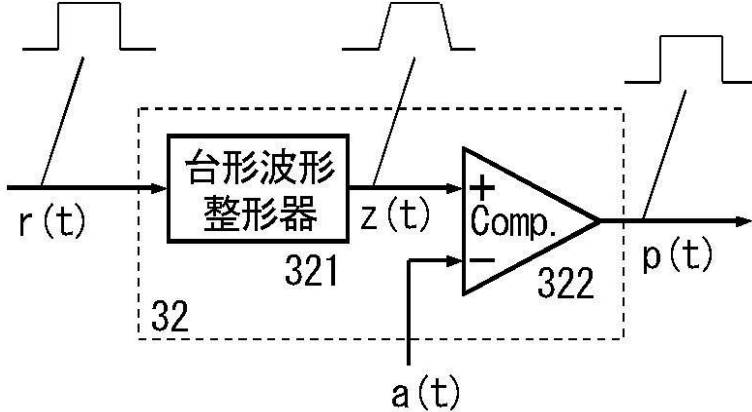
【図9】



【図10】

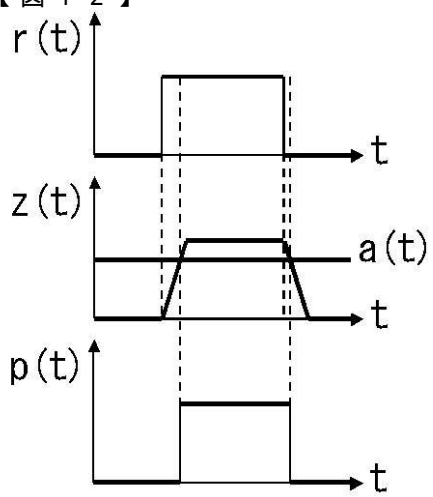


【図11】

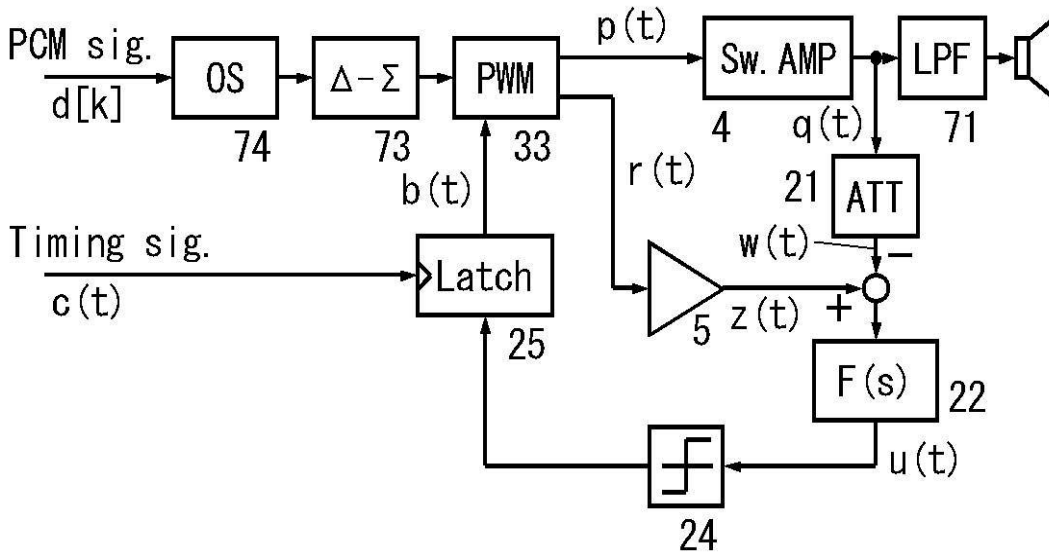




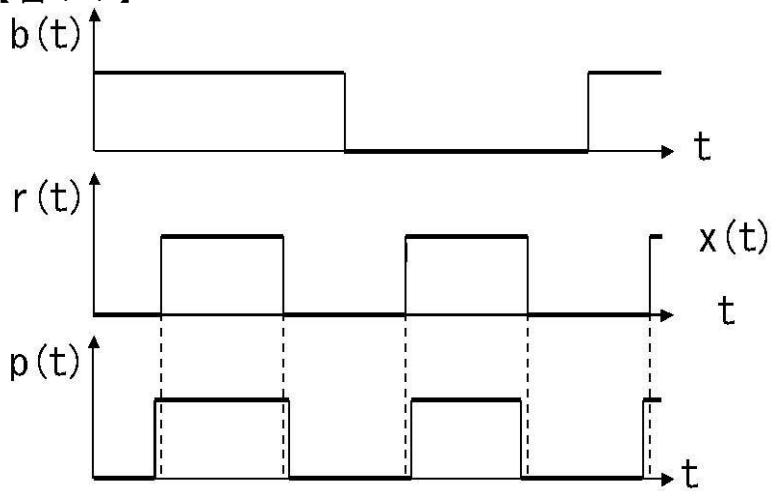
【 図 1 2 】



【 図 1 3 】

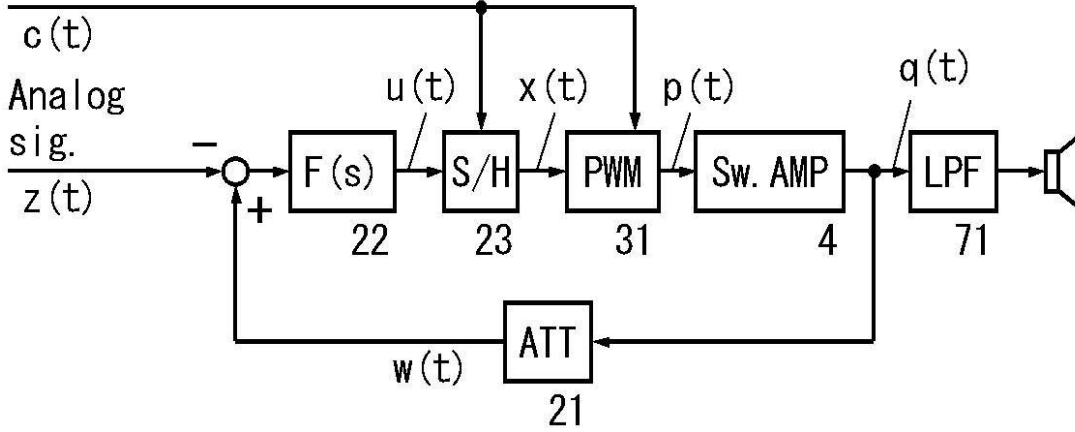


【 図 1 4 】



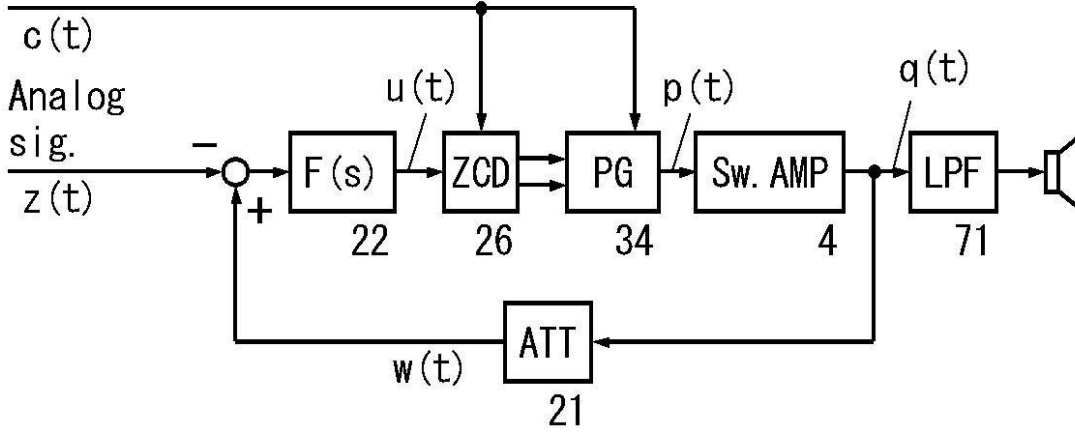
【 図 1 5 】

Timing sig.



【 図 1 6 】

Timing sig.



【 図 1 7 】

