

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4654047号
(P4654047)

(45) 発行日 平成23年3月16日 (2011.3.16)

(24) 登録日 平成22年12月24日 (2010.12.24)

(51) Int. Cl.

F I

H03F 1/00 (2006.01)

H03F 1/00 C

H03F 3/217 (2006.01)

H03F 3/217

H03K 17/16 (2006.01)

H03K 17/16 H

H03K 17/687 (2006.01)

H03K 17/687 F

H04B 1/10 (2006.01)

H04B 1/10 S

請求項の数 1 (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願2005-25874 (P2005-25874)
 (22) 出願日 平成17年2月2日 (2005.2.2)
 (65) 公開番号 特開2006-217106 (P2006-217106A)
 (43) 公開日 平成18年8月17日 (2006.8.17)
 審査請求日 平成19年12月6日 (2007.12.6)

前置審査

(73) 特許権者 000191238
 新日本無線株式会社
 東京都中央区日本橋横山町3番10号
 (74) 代理人 100083194
 弁理士 長尾 常明
 (72) 発明者 伊理 哲郎
 埼玉県上福岡市福岡2丁目1番1号 新日
 本無線株式会社 川越製作所 内
 (72) 発明者 河野 智行
 埼玉県上福岡市福岡2丁目1番1号 新日
 本無線株式会社 川越製作所 内
 (72) 発明者 松島 英郎
 埼玉県上福岡市福岡2丁目1番1号 新日
 本無線株式会社 川越製作所 内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 D級増幅器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力PWM信号に応じて、高電位側電源端子に直接接続されたハイサイドドライブ用トランジスタおよび低電位側電源端子に直接接続されたローサイドドライブ用トランジスタが交互にスイッチング動作をし、該スイッチングによる信号で、前記ハイサイドドライブ用トランジスタおよび前記ローサイドドライブ用トランジスタの共通接続端子に接続されたAC結合用コンデンサを介してスピーカ又はヘッドフォンを駆動するD級増幅器であって、

前記ハイサイドドライブ用トランジスタのゲートを駆動する第1の駆動回路と、前記ローサイドドライブ用トランジスタのゲートを駆動する第2の駆動回路と、起動時又は復帰時に前記第1の駆動回路の動作を時定数を持って立ち上げる第1の制御手段と、起動時又は復帰時に前記第2の駆動回路の動作を時定数を持って立ち上げる第2の制御手段とを有し、

前記第1の制御手段は、前記第1の駆動回路と電源又は接地間に接続した第1の制御トランジスタと、起動時又は復帰時に該第1の制御トランジスタを時定数をもって導通させる第1の時定数回路とからなり、前記第2の制御手段は、前記第2の駆動回路と電源又は接地間に接続した第2の制御トランジスタと、起動時又は復帰時に該第2の制御トランジスタを時定数をもって導通させる第2の時定数回路とからなる、

ことを特徴とするD級増幅器。

10

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、PWM方式等の矩形波に基づきオーディオ信号を出力するD級増幅器に係り、特に、起動時、停止時及びスタンバイ状態からの復帰時に、出力のAC結合コンデンサに流れる突入電流によって発生するポップノイズを防止する対策を施したD級増幅器に関するものである。

【背景技術】

【0002】

増幅器では電源投入時等の過渡状態において出力信号に急激な変動が起こる。特に、オーディオアンプでは、この急激な変動はポップノイズと言われる不快なノイズとなって現れる。そこで、一般的には増幅器の出力とスピーカとの間にミュート回路を設け、増幅器が定常状態になるまでの期間、スピーカを遮断もしくは接地している。

10

【0003】

また、図4の従来例1に示すように、ハイサイドドライブ用、ローサイドドライブ用のトランジスタM1、M2の電源側に直列にミュートトランジスタM9を接続し、電源VDDの投入後、キャパシタC5と抵抗R3からなる時定数回路により、このミュートトランジスタM9のオン抵抗を徐々に下げていくことで、ポップノイズを低減させる方式もあった（例えば、特許文献1参照）。図4において、SPはスピーカ、C1はAC結合コンデンサ、L1はローパスフィルタ用インダクタ、C2はローパスフィルタ用コンデンサ、1は音声信号をPWM変調して出力するPWM変調回路である。なお、出力トランジスタM1、M2の接地側に同様にミュートトランジスタを接続して、電源投入時にそのオン抵抗を徐々に上げてポップノイズを低減させる方式もあった。

20

【0004】

さらに、図5の従来例2に示すように、電源投入時には、制御回路2によりスイッチSW1をオフ、SW2をオンにして、AC結合コンデンサC1を出力基準電圧回路3で発生した電圧によりバッファアンプ4で充電し、安定動作領域まで充電が完了した後、制御回路2によりスイッチSW1をオン、SW2をオフにして、PWMアンプ5に切り替え、ポップノイズを低減させる方式もあった（例えば、特許文献2参照）。

30

【0005】

【特許文献1】特開2001-223538号公報

【特許文献2】特開2003-110441号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかし、図4で説明したような、ハイサイドドライブ用、ローサイドドライブ用のトランジスタM1、M2の電源側もしくは接地側に直列にミュートトランジスタM9を接続し、電源投入後、このミュートトランジスタM9のオン抵抗を徐々に下げていく方式では、このミュートトランジスタM9に電力損失を生じるため、効率を上げるためにはそのミュートトランジスタM9のオン抵抗をトランジスタM1、M2のオン抵抗よりも充分低くする必要があり、ミュートトランジスタM9が非常に大きなものになり、集積化してもチップサイズが増大しコストアップになる。さらに、電源を急激に立ち上げた場合、瞬間的にミュートトランジスタM9のゲート電位が下がり、タイミングによってはポップノイズを抑えきることが出来ない。

40

【0007】

また、図5で説明したような、バッファアンプ4とPWMアンプ5を切り替える方式では、バッファアンプ4の出力電圧の midpoint とPWMアンプ5の出力電圧の midpoint を一致させる必要があり、誤差分がポップノイズとなる。よって、製造上のバラツキ等によりバッファアンプ4にオフセット電圧が生じた場合、ポップノイズを抑えきれない問題が発生する。

【0008】

50

本発明は上記問題点を解消し、製造上のバラツキ等に影響されることなく、低コストで高効率でありながらポップノイズ防止を図ったD級増幅器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】

上記課題を解決するために、請求項1にかかる発明は、入力PWM信号に応じて、高電位側電源端子に直接接続されたハイサイドドライブ用トランジスタおよび低電位側電源端子に直接接続されたローサイドドライブ用トランジスタが交互にスイッチング動作をし、該スイッチングによる信号で、前記ハイサイドドライブ用トランジスタおよび前記ローサイドドライブ用トランジスタの共通接続端子に接続されたAC結合用コンデンサを介してスピーカ又はヘッドフォンを駆動するD級増幅器であって、前記ハイサイドドライブ用トランジスタのゲートを駆動する第1の駆動回路と、前記ローサイドドライブ用トランジスタのゲートを駆動する第2の駆動回路と、起動時又は復帰時に前記第1の駆動回路の動作を時定数を持って立ち上げる第1の制御手段と、起動時又は復帰時に前記第2の駆動回路の動作を時定数を持って立ち上げる第2の制御手段とを有し、前記第1の制御手段は、前記第1の駆動回路と電源又は接地間に接続した第1の制御トランジスタと、起動時又は復帰時に該第1の制御トランジスタを時定数をもって導通させる第1の時定数回路とからなり、前記第2の制御手段は、前記第2の駆動回路と電源又は接地間に接続した第2の制御トランジスタと、起動時又は復帰時に該第2の制御トランジスタを時定数をもって導通させる第2の時定数回路とからなる、ことを特徴とする。

10

20

【発明の効果】

【0011】

本発明によれば、ハイサイドドライブ用、ローサイドドライブ用のトランジスタに直列に挿入される素子がないため、通常動作時には効率が低下することが無く、集積化してもチップサイズには大きく影響しないため、低コストで実現できる。また、出力ラインには電源起動直後から安定動作時までアンプを切り替えることがないため、製造バラツキ等により発生するオフセット等による、切り替え時の基準電圧変動によるポップノイズの発生も無いという利点がある。このため、かすかなポップノイズでも耳に不快に感じるような、携帯機器等のヘッドフォンに使用する場合においても、非常に有効である。

【発明を実施するための最良の形態】

30

【0012】

図1は本発明の実施例のD級増幅器の構成を示す回路図である。SPは負荷となるスピーカまたはヘッドフォン、C1はAC結合用コンデンサ、L1はインダクタ、C2はコンデンサである。インダクタL1とコンデンサC2はローパスフィルタを構成する。M1はハイサイドドライブ用PMOSTランジスタ、M2はローサイドドライブ用NMOSTランジスタである。INV1はトランジスタM1のゲートを駆動するインバータ(第1の駆動回路)、INV2はトランジスタM2のゲートを駆動するインバータ(第2の駆動回路)である。M3はインバータINV1と接地間に接続されたNMOSTランジスタ(第1の制御トランジスタ)、M4はインバータINV2と電源VDD間に接続されたPMOSTランジスタ(第2の制御トランジスタ)である。M5はミュート動作時及び通常動作時にオン状態となるPMOSTランジスタ、M6はミュート動作時及び通常動作時にオン状態となるNMOSTランジスタである。R1、R2は抵抗、C3、C4はコンデンサであり、抵抗R1とコンデンサC3は第1のCR時定数回路を、抵抗R2とコンデンサC4は第2のCR時定数回路を構成する。M7はリセット期間にコンデンサC3の電荷を放電するためのNMOSTランジスタ、M8はリセット期間にコンデンサC4の電荷を放電するためのPMOSTランジスタである。INV3~INV6はインバータ、ENはイネーブル端子、RESETはリセット端子、SIGは入力信号端子である。

40

【0013】

D級アンプの動作は、一般的には、音声周波数帯域の10倍以上のスイッチング周波数でハイサイドドライブ用トランジスタM1とローサイドドライブ用トランジスタM2を交

50

互にスイッチング動作させる。スピーカ S P の出力が無音状態では、A C 結合用コンデンサ C 1 の正極側の電圧は平均値で $VDD/2$ となる。

【0014】

しかし、電源投入時及びスタンバイ状態からの復帰等のタイミング時に、動作を開始する瞬間には、矩形波のステップ応答の電圧が出力され、インダクタ L 1 およびコンデンサ C 2 で構成するローパスフィルタを通った後でも、A C 結合用コンデンサ C 1 の正極側には急激な電荷の変動が生じる。これがポップノイズとなり、特にヘッドフォンを使用する携帯型オーディオ再生機器においては、非常に不快な音となる。

【0015】

そこで、本実施例では、ハイサイドドライブ用トランジスタ M 1 のゲートを駆動するインバータ I N V 1 の接地側にトランジスタ M 3 を接続し、動作開始時に、抵抗 R 1 とコンデンサ C 3 の時定数により、トランジスタ M 3 のゲート電圧 $Vg3$ を徐々に上昇させることで、ハイサイドドライブ用トランジスタ M 1 のゲートに加わる矩形波の波高値を徐々に上昇させ、ハイサイドドライブ用トランジスタ M 1 のオン抵抗値 $Rm1$ を徐々に減少させる。

10

【0016】

さらに詳しく説明すると、電源投入後、電源電圧 VDD が安定するまでの期間は、RESET 端子のレベルを H レベルとし、EN 端子を L レベルにすることで、トランジスタ M 5 がオフ、M 7 がオンとなり、トランジスタ M 7 によりコンデンサ C 3 の電荷は放電され、トランジスタ M 3 はオフ状態となり、ハイサイドドライブ用トランジスタ M 1 もオフ状態となる。

20

【0017】

この後、EN 端子を H レベルにし、RESET 端子を L レベルにすることで、トランジスタ M 5 がオン、M 7 がオフとなり、抵抗 R 1 を通って電荷がコンデンサ C 3 に徐々に充電される。コンデンサ C 3 の電圧が上昇するとトランジスタ M 3 のゲート電位 $Vg3$ が上昇し、ハイサイドドライブ用トランジスタ M 1 のゲートに印加される矩形波の波高値が徐々に上昇し、矩形波が H レベルの時のハイサイドドライブ用トランジスタ M 1 のオン抵抗 $Rm1$ が徐々に減少する。

【0018】

このため、A C 結合用コンデンサ C 1 は緩やかに波高値が上昇するパルスにより充電されるため、充電電圧 Va も緩やかに変化し、スピーカ S P に加わる電圧 Vb には急激な変化は現れないので、スピーカ S P に印加される電圧変化は可聴域以下の周波数成分 ($f = 1 / t_{pop}$) となり、ポップノイズも発生しない。なお、ローサイドドライブ用トランジスタ M 2 の動作に関しても、前述のハイサイドドライブ用トランジスタ M 1 の動作と同様であるので、説明は省略する。

30

【0019】

以上の動作波形を図 3 に示した。図 3 において、 $Vg3$ はトランジスタ M 3 のゲート電圧、 $Vg4$ はトランジスタ M 4 のゲート電圧、 $Vg1$ はトランジスタ M 1 のゲート電圧、 $Vg2$ はトランジスタ M 2 のゲート電圧、 $Rm1$ はトランジスタ M 1 のオン抵抗、 $Rm2$ はトランジスタ M 2 のオン抵抗、 Va はコンデンサ C 2 の電圧、 Vb はスピーカ S P に印加する電圧である。

40

【0020】

なお、この動作は電源投入時だけでなく、長時間の待機時に A C 結合用コンデンサ C 1 の電荷がリークし、 $VDD/2$ から減少してしまっても、待機状態からの復帰時に上記一連の動作を行えるため、復帰時のポップノイズも発生しないという利点もある。さらに、この回路を IC 化した場合、コンデンサ C 3 , C 4 の電流値を非常に小さい値にでき、これに伴いコンデンサ C 3 , C 4 の容量も小さく出来るため、携帯機器等でも実装面積を増やすことなく、低コストで実現が可能である。さらに、図 1 における抵抗 R 1 , R 2 は図 2 に示すように、電流源 I 1 , I 2 に置き換えても同様に動作する。この場合は、コンデンサ C 3 , C 4 が定電流充電されるので、ゲート電圧 $Vg3$, $Vg4$ が一定勾配で変

50

化する。さらに、以上ではインバータ I N V 1 には接地との間に、インバータ I N V 2 には電源との間にそれぞれ M O S トランジスタを接続したが、それらインバータ I N V 1、I N V 2 には電源又は接地のいずれか一方との間にトランジスタを接続し、起動時又は復帰時にそのトランジスタが時定数をもってオンするようにすればよい。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 1 】

【図 1】本発明の実施例の D 級増幅器の構成を示す回路図である。

【図 2】本発明の実施例の別の D 級増幅器の構成を示す回路図である。

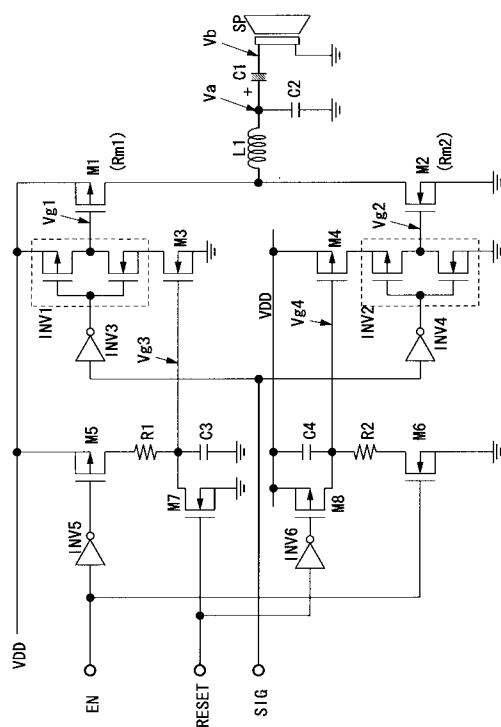
【図 3】本発明の実施例の D 級増幅器のミュート動作の波形図である。

【図 4】従来例 1 のミュート回路を示す回路図である。

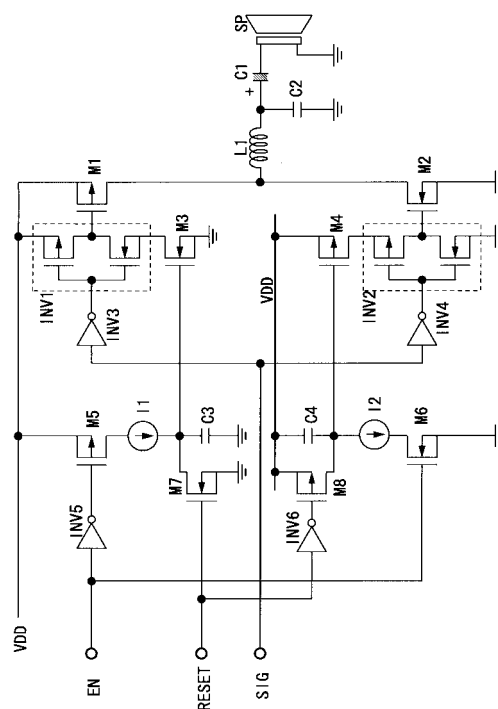
【図 5】従来例 2 のミュート回路を示す回路図である。

10

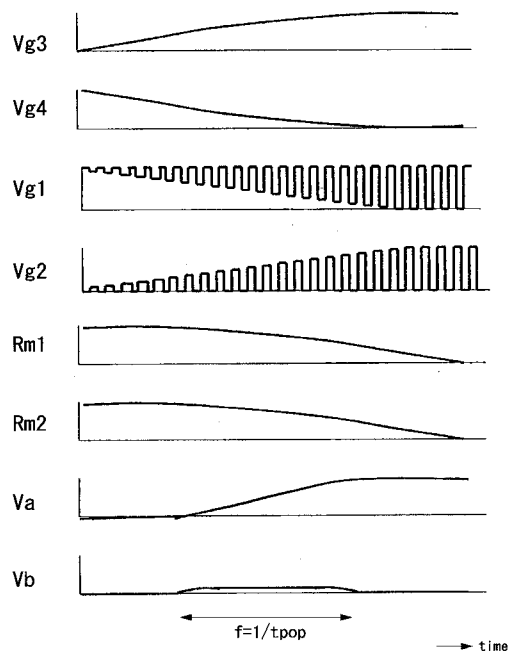
【图 1】



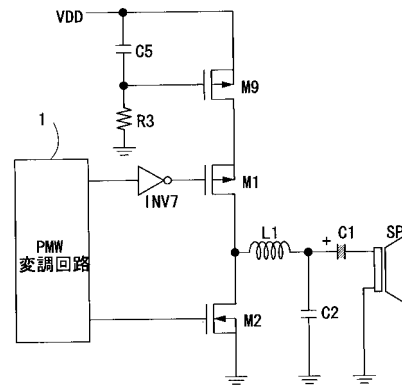
【图 2】



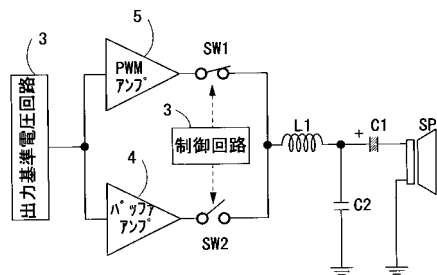
【図 3】



【図 4】



【図 5】



フロントページの続き

(72)発明者 久保田 仁史輝

埼玉県上福岡市福岡2丁目1番1号 新日本無線株式会社 川越製作所 内

審査官 矢島 伸一

(56)参考文献 実開昭56-087717(JP, U)

特開2001-223538(JP, A)

国際公開第2004/019483(WO, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03F 1/00

H03F 3/217

H03K 17/16

H03K 17/687

H04B 1/10