

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号

特許第7295852号

(P7295852)

(45)発行日 令和5年6月21日(2023.6.21)

(24)登録日 令和5年6月13日(2023.6.13)

(51)国際特許分類

F I

H 0 3 F 3/217(2006.01)

H 0 3 F 3/217 1 3 0

H 0 4 R 3/00 (2006.01)

H 0 4 R 3/00 1 0 1 Z

請求項の数 17 (全14頁)

(21)出願番号	特願2020-520624(P2020-520624)	(73)特許権者	502161508
(86)(22)出願日	平成30年10月18日(2018.10.18)		シナプティクス インコーポレイテッド
(65)公表番号	特表2021-500787(P2021-500787 A)		アメリカ合衆国, 9 5 1 3 1 カリフォルニア州, サンノゼ, マッケイ ドライブ 1 1 0 9
(43)公表日	令和3年1月7日(2021.1.7)	(74)代理人	100205350
(86)国際出願番号	PCT/US2018/056585		弁理士 狩野 芳正
(87)国際公開番号	WO2019/079646	(74)代理人	100117617
(87)国際公開日	平成31年4月25日(2019.4.25)		弁理士 中尾 圭策
審査請求日	令和3年10月8日(2021.10.8)	(72)発明者	シェン、ダン
(31)優先権主張番号	15/789,907		アメリカ合衆国、9 5 1 3 1 カリフォルニア州、サンノゼ、マッケイ ドライブ 1 2 5 1
(32)優先日	平成29年10月20日(2017.10.20)	(72)発明者	クレスピ、ロレンツォ
(33)優先権主張国・地域又は機関	米国(US)		アメリカ合衆国、9 5 1 3 1 カリフォルニア州、サンノゼ、マッケイ ドライブ 1 2 5 1

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 スイッチング増幅器出力における電流測定

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

負荷に結合された第1トランジスタスイッチであって、前記第1トランジスタスイッチのゲート端子に結合された第1パルス幅変調制御信号に応じて前記負荷に電流を流すように構成されたものである第1トランジスタスイッチと、

第2トランジスタスイッチであって、前記第2トランジスタスイッチのゲート端子に結合された第2パルス幅変調制御信号に応じて前記負荷に前記電流を流すように構成されたものである第2トランジスタスイッチと、

電流検知回路と、

前記負荷に結合されたドレイン端子を有するシールドイングスイッチであって、前記シールドイングスイッチのゲート端子が前記第2トランジスタスイッチの前記ゲート端子に結合され、前記第2パルス幅変調制御信号に応じて動作するように構成されたものであるシールドイングスイッチと、

所定のサンプル期間の間、前記第2パルス幅変調制御信号に応じて前記シールドイングスイッチのソース端子から受け取った信号電圧を前記電流検知回路に供給するように構成されたサンプルホールド回路と、

を備え、

前記電流検知回路が、前記信号電圧を前記サンプルホールド回路から受け取り、受け取った前記信号電圧に基づいて、前記負荷を流れる前記電流を反映した電流信号を生成するために使用される出力信号を生成するように構成されたカレントミラー増幅器を備える

10

20

システム。

【請求項 2】

前記信号電圧が、前記第 2 トランジスタスイッチのドレイン - ソース間電圧に概ね等しい請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 3】

前記シールディングスイッチが、前記第 1 トランジスタスイッチがターンオフしつつあり、前記第 2 トランジスタスイッチがターンオンしつつある第 1 期間を備える第 1 遷移と、前記第 1 トランジスタスイッチがターンオンしつつあり、前記第 2 トランジスタスイッチがターンオフしつつある第 2 期間を備える第 2 遷移との間、前記信号電圧を前記サンプルホールド回路に供給するように構成されている、

10

請求項 2 に記載のシステム。

【請求項 4】

前記電流検知回路が、過電流保護回路に結合されており、前記電流信号を前記過電流保護回路に供給するように構成され、

前記過電流保護回路が、前記電流信号が上限電流閾値を超えているとき、前記負荷を流れる前記電流を減少するように前記第 1 及び第 2 パルス幅変調制御信号の周波数を調節するように構成された、

請求項 2 に記載のシステム。

【請求項 5】

前記カレントミラー増幅器が、横拡散型金属酸化物半導体回路として構成された

20

請求項 2 に記載のシステム。

【請求項 6】

前記負荷がスピーカーとして構成された

請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 7】

前記第 1 及び第 2 トランジスタスイッチが、D 級増幅器 H ブリッジ出力段の少なくとも一部を構成している

請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 8】

更に、

30

前記負荷に結合された第 3 トランジスタスイッチであって、前記第 3 トランジスタスイッチのゲート端子に結合された第 3 パルス幅変調制御信号に応じて前記負荷に前記電流を流すように構成された第 3 トランジスタスイッチと、

第 4 トランジスタスイッチであって、前記第 4 トランジスタスイッチのゲート端子に結合された第 4 パルス幅変調制御信号に応じて前記負荷に前記電流を流すように構成された第 4 トランジスタスイッチと、

第 2 電流検知回路と、

前記負荷に結合されたドレイン端子を有し、前記第 4 パルス幅変調制御信号に応じて動作するように構成された第 2 シールディングスイッチと、

前記第 2 シールディングスイッチのソース端子に結合され、所定のサンプル期間の間、前記第 4 パルス幅変調制御信号に応じて前記第 2 シールディングスイッチから受け取った第 2 信号電圧を前記第 2 電流検知回路に供給するように構成された第 2 サンプルホールド回路と、

40

を備える、

請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 9】

前記第 1 トランジスタスイッチと前記第 2 トランジスタスイッチと前記シールディングスイッチとが、n チャネル横拡散型金属酸化物半導体電界効果トランジスタとして構成された

請求項 1 に記載のシステム。

50

【請求項 10】

第1トランジスタスイッチのゲート端子に結合された第1パルス幅変調制御信号に応じて負荷に電流を流すことと、

第2トランジスタスイッチのゲート端子に結合された第2パルス幅変調制御信号に応じて前記負荷に前記電流を流すことと、

ドレイン端子が前記負荷に結合され、ゲート端子が前記第2トランジスタスイッチの前記ゲート端子に結合されたシールドイングスイッチであって、前記第2パルス幅変調制御信号に応じて信号電圧をサンプルホールド回路に供給するように構成されているシールドイングスイッチのソース端子から前記サンプルホールド回路に前記信号電圧を供給することと、

前記サンプルホールド回路から、所定のサンプル期間の間、前記第2パルス幅変調制御信号に応じてカレントミラー増幅器において前記信号電圧を受け取ることと、

前記カレントミラー増幅器により、前記信号電圧に基づいて、前記負荷を流れる前記電流を反映する電流信号を生成するために使用される出力信号を生成することと、
を含む

方法。

【請求項 11】

前記サンプルホールド回路が、前記第2パルス幅変調制御信号に応じて前記カレントミラー増幅器の非反転入力端子に前記信号電圧を供給するように構成された

請求項 10 に記載の方法。

【請求項 12】

更に、

前記第1トランジスタスイッチがターンオフしつつあり、前記第2トランジスタスイッチがターンオンしつつある期間を備える第1遷移の間、前記カレントミラー増幅器において前記信号電圧を受け取ることと、

前記第1トランジスタスイッチがターンオンしつつあり、前記第2トランジスタスイッチがターンオフしつつある期間を備える第2遷移の間、前記カレントミラー増幅器において前記信号電圧を受け取ることと、

を含み、

前記サンプルホールド回路が、前記第1及び第2遷移の間、前記カレントミラー増幅器の前記非反転入力端子に前記信号電圧を供給する

請求項 11 に記載の方法。

【請求項 13】

当該方法が、

前記電流信号を過電流保護回路に供給することと、

前記過電流保護回路により、前記電流信号が上限電流閾値を超えたとき、前記第1及び第2パルス幅変調制御信号の周波数を調節して前記負荷を流れる前記電流を減少させることと、

を更に含む

請求項 11 に記載の方法。

【請求項 14】

前記カレントミラー増幅器が、横拡散型金属酸化物半導体回路として構成されている

請求項 11 に記載の方法。

【請求項 15】

前記第1及び第2トランジスタスイッチがD級増幅器Hブリッジ出力段の少なくとも一部を構成している、

請求項 11 に記載の方法。

【請求項 16】

前記負荷が、スピーカーとして構成されている

請求項 10 に記載の方法。

10

20

30

40

50

【請求項 17】

前記第1トランジスタスイッチと前記第2トランジスタスイッチと前記シールドイングスイッチとがnチャネル横拡散型金属酸化物半導体電界効果トランジスタとして構成されている

請求項10に記載の方法。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本出願は、2017年10月20日に出願された米国特許出願番号15/789,907の利益と優先権を主張するものであり、該出願は、参照することにより、その全体が本出願に組み込まれる。

10

【0002】

本開示は、1以上の実施形態によれば、全体としては信号処理に関するものであり、特に、例えば、スイッチング増幅器の出力において電流を検知することに関する。

【背景技術】**【0003】**

ラップトップコンピューター、コンピュータータブレット、MP3プレイヤー及びスマートフォンのような多くの現代的なデバイスは、小型のスピーカーを用いている。多くの用途では、これらのデバイスは、音声信号の増幅を効率的に行うためにスイッチング増幅器を用いている。一例では、スイッチング増幅器は、音声信号を増幅し、スピーカーを駆動するために20ワットの電力を供給することがある。このようなデバイスで用いられる小型のスピーカーの制約により、歪み、スピーカーへの物理的ダメージ及び他の不所望な作用を避ける手助けをするために、スピーカーへの電流が測定されることがある。このように、スピーカーを歪みやダメージから保護するためにスイッチング増幅器によってスピーカーに供給される電流の測定を向上することには、継続的なニーズが存在する。

20

【発明の開示】**【0004】**

本開示は、スイッチング増幅器によって負荷に提供される電流の正確な測定のための技術における必要性に対応するシステム及び方法を提供する。本開示の範囲は、特許請求の範囲によって規定され、それは、参照することによって本項目に組み込まれる。本開示のより完全な理解は、その追加的な利点の実現と共に、下記の1以上の実施形態の詳細な記載を考慮することによって当業者に与えられるであろう。初めに簡単に説明する添付図面のシートを参照する。

30

【図面の簡単な説明】**【0005】**

本開示の観点及びその利点は、以下の図面とそれに続く詳細な説明を参照することで、より良く理解可能である。類似の参照符号が1以上の図面に図示されている類似の構成要素を識別するために用いられており、それらの図示は、本開示の実施形態を図示する目的のものであり、限定する目的のものではないと理解されるべきである。図面における部材は、必ずしも寸法通りではなく、その代わり、本開示の原理を明確に図示するように強調がなされている。

40

【0006】

【図1】図1は、本開示の1以上の実施形態による、例示的な音声コーデックを示している。

【0007】

【図2】図2は、本開示の1以上の実施形態による、例示的な音声増幅出力ドライバの概略図を示している。

【0008】

【図3】図3は、本開示の実施形態による、音声増幅出力ドライバの制御電圧及び検出電流の例示的なプロットを示している。

50

【 0 0 0 9 】

【図 4】図 4 は、本開示の 1 以上の実施形態による、サンプルホールド回路を含む例示的な音声増幅出力ドライバの概略図を示している。

【 0 0 1 0 】

【図 5】図 5 は、本開示の 1 以上の実施形態による、音声増幅出力ドライバスピーカー保護システムの例示的な方法フローを示している。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 1 】

本開示は、スイッチングレギュレータや D 級スイッチング増幅器のようなスイッチング増幅器によって供給される電流の正確な測定の必要性に対応するシステム及び方法を説明している。一実施形態では、本開示の音声システムは、スイッチング増幅器 H ブリッジ出力段と、1 以上の出力電流測定回路とを備えている。各出力電流測定回路は、カレントミラー回路のような電流検知コンポーネントと、スイッチング増幅器出力の状態遷移を含む増幅器スイッチングの全てのフェーズの間、負荷に流れる電流の正確な測定を提供するように配置されたシールディングスイッチとを備えている。

10

【 0 0 1 2 】

本実施形態の実施形態は、スイッチングレギュレータ又は D 級スイッチング増幅器の出力における電流の測定についての既存の解決方法と、対照されることがある。例えば、従来のスイッチング増幅器電流検知回路は、負荷に流れる電流を検知するために、負荷に直列に設けられた検知抵抗を用いることがある。検知抵抗に接続された検知増幅器は、検知抵抗における、スイッチング増幅器の大きな出力電圧変動を処理するために、比較的大きい同相信号除去比を必要とすることがある。多くの受動的な電流検知回路は、システム内で、追加の電力損失を通じて H ブリッジ増幅器出力段の動作における効率を減少させる。更に、追加の電力損失は、集積回路ダイに形成されたスイッチング増幅器回路を含む応用に関し、熱の問題を生じさせ得る。

20

【 0 0 1 3 】

従来の音声システムには、負荷電流検知測定のためにカレントミラー回路を用いるものがある。しかしながら、カレントミラー回路の性能は、ここに議論したものと類似のコモンモードの制約により影響を受けることがある。例えば、スイッチング増幅器の用途と共に用いられる従来のカレントミラー回路は、大きな電圧スイングにさらされることがあり、比較的大きな同相信号除去比を持つカレントミラー回路が必要となることがある。更に、カレントミラー回路は、スイッチングトランジスタが「オン」状態と「オフ」状態の間を遷移しているときには、正確な電流測定を提供しない。本開示の様々な実施形態は、これらの問題に対応して、例えばスピーカーのような負荷を歪みやダメージから保護するために、スイッチング増幅器によって負荷に提供される電流を正確にそして効率的に測定する。

30

【 0 0 1 4 】

図 1 は、本開示の 1 以上の実施形態による、例示的な音声コーデック回路 1 0 0 のブロック図を示している。音声コーデック回路 1 0 0 は、音声入力の信号処理に、アナログ及びデジタル回路部を提供している。音声コーデック回路 1 0 0 は、入力デジタル信号を処理し、増幅された出力信号を出力デバイス 1 2 1 としてのスピーカーに提供する回路を備えている。いくつかの実施形態では、音声コーデック回路 1 0 0 が、入力ポート 1 0 5 A - B においてデジタル信号を受け取る。デジタル信号は、例えば、ラップトップコンピューター、コンピュータータブレット、スマートフォンのような電子デバイス、又は、マイクロフォンのようなセンサによって提供されることがある。

40

【 0 0 1 5 】

デジタルアナログコンバータ (DAC) 1 0 7 が、デジタル信号を受け取り、該デジタル信号を更なる処理のためにアナログ信号に変換するように構成されてもよい。制御回路 1 0 9 は、DAC 1 0 7 からアナログ音声信号を受け取り、該アナログ音声信号を処理する。いくつかの実施形態では、制御回路 1 0 9 は、パルス幅変調信号 (pulse width m

50

odulated signal) を音声増幅器 108 に供給する。いくつかの実施形態では、音声増幅器 108 が、D 級スイッチング増幅器として実装され、パルス幅変調信号が、音声増幅器 108 のスイッチングデューティ比を制御する。音声増幅器 108 は、受け取ったアナログ音声信号を増幅し、増幅した音声信号 131A - B を供給して出力ジャック 119A - B において出力デバイス 121 を駆動する。出力デバイス 121 は、ラウドスピーカー、ヘッドフォン、又は、増幅した音声信号 131A - B を受け取る他の電子デバイスであってもよい。

【0016】

音声増幅器 108 は、電流測定回路 110 に電氣的に結合されている。電流測定回路 110 は、音声増幅器 108 の低位側出力スイッチにおいて出力デバイス 121 を流れる電流信号を検知するように構成されている。いくつかの実施形態では、電流測定回路 110 は、出力デバイス 121 を流れる電流信号の電流の近似を行う。いくつかの実施形態では、電流測定回路 110 の中のカレントミラー回路が該等価電流を供給し、測定する。図示されているように、測定電流信号 120 は、過電流保護回路 117 に提供される。いくつかの実施形態では、測定電流信号 120 が上限電流閾値を超えている場合、過電流保護回路 117 は、パルス幅変調信号の周波数を調節して出力デバイス 121 を流れる電流の大きさを低減する。上限電流閾値は、出力デバイス 121 が歪み又は物理的ダメージなしに耐えられる最大電流であってもよく、出力デバイス 121 を製造するために用いられる材料及び工程に依存し得る。例えば、近年の電子デバイスに用いられる小型スピーカーは、概ね 500 ミリアンペアの定常状態に耐えることが可能であり得る。他の実施形態では、過電流保護回路 117 は、測定電流信号 120 が上限電流閾値を超えている場合、音声増幅器 108 をターンオフするように過電流制御信号 118 を供給する。

【0017】

電流測定回路 110 は、低位側出力スイッチがアクティブである間に、出力デバイス 121 に流れる瞬時電流の等価電流を生成するように動作可能である。電流測定回路 110 は、また、低位側出力スイッチと高位側出力スイッチとが「オン」と「オフ」状態の間を遷移しているときに、負荷電流の等価電流を供給するように動作可能である。これに関し、電流測定回路 110 と過電流保護回路 117 は、測定電流信号 120 を上限電流閾値と比較して、閾値が超えられたことに応じて電流を調節するように作動することにより、瞬時の歪み又は物理的損傷から出力デバイス 121 を確実に保護する。

【0018】

電流測定回路 110 は、測定電流信号 120 と等価なアナログ電圧をスピーカー保護回路 111 に供給してもよい。図示された実施形態では、アナログデジタルコンバータ (ADC) 113 が、該アナログ電圧を、測定電流信号 120 を表すデジタル電圧信号 122 に変換する。ADC 113 は、デジタル電圧信号 122 を、該デジタル電圧信号 122 を更に処理するスピーカー保護回路 111 に供給する。いくつかの実施形態では、スピーカー保護回路 111 は、DAC 107 に信号 114 を供給し、測定した電流フィードバックに基づいて DAC 107 の信号処理を調節して出力デバイス 121 (例えば、スピーカー) を保護する。

【0019】

図 2 は、本開示の実施形態による、例示的な音声増幅出力ドライバ 200 の概略図を示している。いくつかの実施形態では、音声増幅出力ドライバ 200 は、音声コーデック回路 100 に実装されている音声増幅器 108 の一部分を構成している。音声増幅出力ドライバ 200 は、携帯電話、ラップトップコンピューター、タブレット、音声 / 映像システム又は他の類似のデバイスに実装され得るスピーカー負荷 235 を駆動する音声出力を供給する。様々な実施形態において、音声増幅出力ドライバ 200 は、D 級増幅器 Hブリッジ出力段 201 として実装される。音声増幅出力ドライバ 200 は、1 以上の電流測定回路 210 に結合される。

【0020】

図 2 に示されているように、いくつかの実施形態では、Hブリッジ出力段 201 は、4

10

20

30

40

50

つのnチャネル横拡散型金属酸化物半導体電界効果トランジスタ(MOSFET)M1、M2、M3及びM4を備えている。第1の2つのハイスайдトランジスタM3、M4の各ドレインは、電源電圧Pvddに接続されている。いくつかの実施形態では、電源電圧Pvddは、トランジスタM3、M4に12ボルトのDC電力を供給する。しかしながら、他の実施形態では、他の電源電圧が供給されてもよい。各ソースは、ソースが接地信号221に接続された2つのローサイドトランジスタM1、M2のドレインに接続されている。スピーカー負荷235は、トランジスタスイッチ対M3、M1とM4、M2との間に接続されている。図1の制御回路109は、パルス幅変調制御信号202をトランジスタM1、M2、M3、M4のゲートに供給してもよい。いくつかの実施形態では、第1パルス幅変調(PWM)制御信号202がトランジスタM3のゲート端子に接続され、第2PWM制御信号202がトランジスタM1のゲート端子に接続され、第3PWM制御信号202がトランジスタM4のゲート端子に接続され、第4PWM制御信号202がトランジスタM2のゲート端子に接続される。

10

【0021】

いくつかの実施形態では、第1電流測定回路210が、カレントミラー増幅器211(例えば、電流検知回路)と、nチャネルMOSトランジスタS1、S2と、シールドイングスイッチ224と、プルダウン抵抗225とを備えている。この配置では、スピーカー負荷235を流れる電流Ispkが、等価測定電流Isensep、Isensenによって表される。

【0022】

カレントミラー増幅器211は、2つの入力端子、即ち、非反転入力端子212と反転入力端子214とを備えている。非反転入力端子212は、シールドイングスイッチ224のソース端子に接続されている。シールドイングスイッチ224のドレイン端子は、トランジスタM3(例えば、第1トランジスタスイッチ)のソース端子とトランジスタM1(例えば、第2トランジスタスイッチ)のドレイン端子に接続されている。カレントミラー増幅器211の反転入力端子214は、トランジスタS1のソース端子とトランジスタS2のドレイン端子に接続されている。カレントミラー増幅器211の出力信号216は、トランジスタS1のゲート端子に接続されてトランジスタS1を駆動する。トランジスタS2のソース端子は、接地信号221に接続されている。トランジスタS1のドレイン端子は、Isensep電流信号に接続されている。

20

【0023】

シールドイングスイッチ224のゲート端子は、ローサイドトランジスタM1のゲート端子に接続されている。第2PWM制御信号202がトランジスタM1をターンオンすると、シールドイングスイッチ224が第2PWM制御信号202に応じてターンオンし、ノードVaに、M1のドレイン端子における電圧と等価な小信号DC電圧を供給する。いくつかの実施形態では、小信号DC電圧は、概ね50から100ミリボルトである。ノードVaは、カレントミラー増幅器211の非反転入力端子212に接続されており、カレントミラー増幅器211に電圧Vaを提供する。カレントミラー増幅器211の出力信号216は、S1のゲート電圧を制御してS2のドレイン-ソース間電圧を調節する。これに関連して、トランジスタM1に印加され、等価的にノードVaに生成される電圧は、トランジスタS1に反映され、負荷電流Ispkに概ね等しいスイッチS1及びS2を流れるIsensep電流信号を供給する。いくつかの実施形態では、カレントミラー増幅器211は、横拡散型金属酸化物半導体回路として実装される。プルダウン抵抗225は(例えば、シールドイングスイッチ224のソース端子にある)ノードVaと接地信号221の間に接続され、シールドイングスイッチ224がターンオフされたときにノードVaにおいて0ボルトへの早い遷移を起こさせる。

30

40

【0024】

いくつかの実施形態では、相補的な第2電流測定回路210Bが、カレントミラー増幅器211Bと、nチャネルMOSトランジスタS3、S4と、シールドイングスイッチ224Bと、プルダウン抵抗225Bとを備えている。Hブリッジ相補トランジスタ対(例えば、M4とM2)においてスピーカー負荷235を流れる電流Ispkは、等価測定電流Isen

50

senによって表される。

【 0 0 2 5 】

カレントミラー増幅器 2 1 1 B は、2 つの入力端子、即ち、非反転入力端子 2 1 5 と反転入力端子 2 1 7 とを備えている。非反転入力端子 2 1 5 は、シールディングスイッチ 2 2 4 B のソース端子に接続されている。シールディングスイッチ 2 2 4 B のドレイン端子は、トランジスタ M 4（例えば、第 3 トランジスタスイッチ）のソース端子とトランジスタ M 2（例えば、第 4 トランジスタスイッチ）のドレイン端子とに接続されている。カレントミラー増幅器 2 1 1 B の反転入力端子 2 1 7 は、トランジスタ S 3 のソース端子とトランジスタ S 4 のドレイン端子とに接続されている。カレントミラー増幅器 2 1 1 B の出力信号 2 1 9 は、トランジスタ S 3 のゲート端子に接続され、トランジスタ S 3 を駆動する。トランジスタ S 4 のソース端子は、接地信号 2 2 1 に接続されている。トランジスタ S 1 のドレイン端子は、Isensen 電流信号に接続されている。

10

【 0 0 2 6 】

シールディングスイッチ 2 2 4 B のゲート端子は、ローサイドトランジスタ M 2 のゲート端子に接続されている。第 4 PWM 制御信号 2 0 2 がトランジスタ M 2 をターンオンすると、シールディングスイッチ 2 2 4 B が第 4 PWM 制御信号 2 0 2 に応じてターンオンし、シールディングスイッチ 2 2 4 B のソース端子に接続されているノード V a b に概ね 5 0 ミリボルトの小信号 D C 電圧を供給する。ノード V a b は、カレントミラー増幅器 2 1 1 B の非反転入力端子 2 1 5 に接続され、カレントミラー増幅器 2 1 1 B に電圧 V a を供給する。カレントミラー増幅器 2 1 1 B の出力信号 2 1 9 は、S 3 のゲート電圧を制御して S 4 のドレイン - ソース間電圧を制御し、負荷電流 Ispk を反映する電流 Isensen を供給する。プルダウン抵抗 2 2 5 B がノード V a b と接地信号 2 2 1 の間に接続されており、シールディングスイッチ 2 2 4 b がオフされたときにノード V a b において 0 ボルトへの早い遷移を起こさせる。電源 A v d d がトランジスタ S 2、S 4 のゲートに接続されており、音声増幅出力ドライバ 2 0 0 が電源オンされたときにトランジスタ S 2、S 4 をターンオンする。

20

【 0 0 2 7 】

図 2 に示されているように、トランジスタ S 2、S 4 は、ここで議論しているように、スピーカー負荷 2 3 5 において流れる電流をミラーリングしている。スピーカー負荷 2 3 5 は、第 1 端において M 3 のソースと M 1 のドレインの間に接続されており、第 2 端において M 4 のソースと M 2 のドレインの間に接続されている。トランジスタ S 2 は、M 1 が導通している PWM サイクルの間、トランジスタ M 1（例えば、第 2 トランジスタスイッチ）を流れる電流をミラーリングする。トランジスタ S 4 は、M 2 が導通している PWM サイクルの間、トランジスタ M 2（例えば、第 4 トランジスタスイッチ）を流れる電流をミラーリングする。これに関し、スピーカー負荷 2 3 5 の電流は、Ispk 電流が複合トランジスタ M 1、M 2 を流れるときに、Ispk 電流の全範囲について検出される。

30

【 0 0 2 8 】

図 3 は、本開示の実施形態による、音声増幅出力ドライバの制御電圧と検出電流（sensed current）のプロットを示している。図 3 は、第 1 の遷移 3 4 0 と第 2 の遷移 3 4 0 B における、トランジスタスイッチ M 1 及びシールディングスイッチ 2 2 4 のゲート端子におけるゲート電圧、Vgate のプロット 3 0 5 を示している。図示されているように、第 1 の遷移 3 4 0 は、0 ボルトから 5 ボルトへの Vgate の遷移を示している。第 2 の遷移 3 4 0 B は、5 ボルトから 0 ボルトへの Vgate の遷移を示している。第 1 の遷移 3 4 0 の間、トランジスタスイッチ M 3（例えば、第 1 トランジスタスイッチ）がターンオフしつつあり、トランジスタスイッチ M 1（例えば、第 2 トランジスタスイッチ）がターンオンしつつある。第 2 の遷移 3 4 0 B の間、トランジスタスイッチ M 3（例えば、第 1 トランジスタスイッチ）がターンオンしつつあり、トランジスタスイッチ M 1（例えば、第 2 トランジスタスイッチ）がターンオフしつつある。第 2 PWM 制御信号 2 0 2 は、トランジスタ M 1 とシールディングスイッチ 2 2 4 のオンオフを制御する。第 4 PWM 制御信号 2 0 2 は、トランジスタ M 2 とシールディングスイッチ 2 2 4 B のオンオフを制御する。

40

50

【 0 0 2 9 】

プロット 3 1 0 は、プロット 3 0 5 の同じ遷移の間におけるソース端子 M 3 及びドレイン端子 M 1 の電圧、Vout を示している。プロット 3 1 0 は、P W M 制御信号 2 0 2 がトランジスタスイッチ M 3 をオフし、トランジスタスイッチ M 1 をオンすることによって Vout が 1 2 ボルト（例えば、Pvdd）から 0 ボルトに遷移することを示している。再度、プロット 3 0 5 を参照すると、Vgate における電圧は、0 ボルトから概ね 1 . 3 ボルトに移行し、最後にはこの同じ第 1 の遷移 3 4 0 の間に 5 ボルトに移行する。

【 0 0 3 0 】

プロット 3 1 5 は、同じ遷移 3 4 0、3 4 0 B の間におけるノード電圧 V a を示している。プロット 3 1 5 に示されているように、V a は、遷移 3 4 1 の間のトランジスタスイッチ M 1 のオン時間を含み全ての遷移の間、5 0 ミリボルトで一定である。これに関し、シールディングスイッチ 2 2 4 は、遷移 3 4 0、3 4 1、3 4 0 B の間、Vout 及び Vgate の電圧遷移によって影響を受けずに、カレントミラー増幅器 2 1 1 の非反転入力端子に小信号電圧（例えば、5 0 ミリボルト）を供給する。このように、プロット 3 2 0 に示されているように、電流測定回路 2 1 0 は、遷移 3 4 0、3 4 1、3 4 0 B の間、正確で安定な Isensep の測定値を提供する。

10

【 0 0 3 1 】

図 4 は、本開示の実施形態による、サンプルホールド回路 4 2 5 を備える例示的な音声増幅出力ドライバ 2 0 0 の概略図を示している。サンプルホールド回路 4 2 5 は、小信号 D C 電圧（例えば、概ね 5 0 ミリボルトの小信号 D C 電圧のような）をシールディングスイッチ 2 2 4 のソースから受け取り、該小信号 D C 電圧を所定のサンプル期間の間、カレントミラー増幅器 2 1 1 に供給する。図 4 に示されているように、サンプルホールド回路 4 2 5 は、シールディングスイッチ 2 2 4 のソース端子とカレントミラー増幅器 2 1 1 の非反転入力端子 2 1 2 の間に結合されている。

20

【 0 0 3 2 】

いくつかの実施形態では、サンプルホールド回路 4 2 5 は、キャパシタ、電界効果トランジスタスイッチ及び演算増幅器として実装される。例えば、演算増幅器は、概ねその入力における電圧レベル、例えば、該小信号電圧に該キャパシタを充電し、又は放電する。充電された電圧はサンプルホールド回路 4 2 5 の出力に切り替えられ、該所定のサンプル期間の間、カレントミラー増幅器 2 1 1 の非反転入力端子 2 1 2 に供給される。

30

【 0 0 3 3 】

サンプルホールド回路 4 2 5 は、第 2 変調パルス制御信号 2 0 2 に応じてカレントミラー増幅器 2 1 1 に小信号電圧を供給するように構成されたトリガ回路 4 2 0 を備えている。いくつかの実施形態では、サンプルホールド回路 4 2 5 は、第 2 変調パルス制御信号 2 0 2 の時間周期と同じ時間の間、小信号電圧を供給するように動作可能である。他の実施形態では、小信号電圧は、第 2 変調パルス制御信号 2 0 2 の時間周期より短い時間の間、カレントミラー増幅器 2 1 1 に供給される。これに関し、サンプルホールド回路 4 2 5 は、カレントミラー増幅器 2 1 1 において該小信号電圧を保持し、所定のサンプル期間の間、電流 Isensep（例えば、又は相補回路に対する Isensen）の測定を可能にする。第 2 電流測定回路 2 1 0 B は、シールディングスイッチ 2 2 4 B とカレントミラー増幅器 2 1 1 B の間に接続された、第 2 サンプルホールド回路 4 2 5 B と、それに対応するトリガ回路 4 2 0 B とを備えており、ここに述べたサンプルホールド機能を実行する。

40

【 0 0 3 4 】

図 5 は、本開示の実施形態による、音声増幅出力ドライバスピーカ保護システムについての例示的な方法フローを示している。ブロック 5 1 0 では、増幅された音声信号が音声増幅出力ドライバ 2 0 0 の出力で受信される。音声増幅出力ドライバ 2 0 0 は、2 つのハイサイド/ローサイド出力トランジスタスイッチ対を含み、各対がスピーカ負荷 2 3 5 の各端に接続されてスピーカ負荷 2 3 5 に電流を流す Hブリッジ出力段 2 0 1 を備えている。いくつかの実施形態では、スピーカ負荷 2 3 5 を駆動するために、各ハイサイドトランジスタスイッチが 1 2 V の D C 電源に接続され、各ローサイドトランジスタスイ

50

ッチが接地信号 2 2 1 に接続される。

【 0 0 3 5 】

ブロック 5 2 0 では、フロー図は、増幅された音声信号をスピーカー負荷 2 3 5 に供給して続行する。例えば、第 1 パルス幅変調制御信号が、第 1 トランジスタスイッチ（例えば、ハイサイドスイッチ M 3 ）のゲート端子に接続され、第 1 トランジスタスイッチの「オン」及び「オフ」状態を制御する。第 2 パルス幅変調制御信号が、第 2 トランジスタスイッチ（例えば、ローサイドスイッチ M 1 ）のゲート端子に接続され、第 2 トランジスタスイッチの「オン」及び「オフ」状態を制御する。Hブリッジ出力段 2 0 1 は、スピーカー負荷 2 3 5 の第 2 端に接続された相補のハイサイド/ローサイドトランジスタスイッチ対（例えば、M 4 / M 2 ）を備えており、相補のパルス幅変調制御信号 2 0 2 によって制御される。

10

【 0 0 3 6 】

ブロック 5 3 0 では、フロー図は、シールディングスイッチ 2 2 4 を用いてカレントミラー回路部をバイアスして続行する。シールディングスイッチ 2 2 4 は、カレントミラー増幅器 2 1 1 の非反転入力端子に小信号 D C 電圧（例えば、概ね 5 0 ミリボルト）を供給し、第 1 及び第 2 スwitchングトランジスタの“オフ”及び“オン”状態と、第 2 トランジスタスイッチ（例えば、ローサイドトランジスタスイッチ）の“オン”状態との間の遷移の間、カレントミラー増幅器 2 1 1 の非反転入力端子 2 1 2 に該小信号 D C 電圧を供給する。これに関し、シールディングスイッチ 2 2 4 は、トランジスタスイッチの電圧遷移の切り替えに影響されずに小信号電圧（例えば、5 0 ミリボルト）を供給する。

20

【 0 0 3 7 】

ブロック 5 4 0 では、フロー図は、電流測定回路 2 1 0 がスピーカー負荷 2 3 5 を流れる電流を検知して続行する。カレントミラー増幅器 2 1 1 は、スピーカー負荷 2 3 5 を流れる電流とほぼ等しい、代表的な電流信号 I_{sensep} の正確な電流測定を提供する。ここで議論したように、電流測定回路 2 1 0 は、シールディングスイッチ 2 2 4 の結果として、スイッチングトランジスタの遷移の間、正確で安定な電流測定値を提供する。Hブリッジ出力段 2 0 1 は、相補のハイサイド/ローサイドスイッチ対で等価的なスピーカー電流 I_{sense} を検知するように構成された相補の第 2 電流測定回路 2 1 0 B を備えている。これに関し、スピーカー負荷 2 3 5 の電流は、 I_{sensep} 及び I_{sense} を備えるスピーカー電流の全範囲について検知される。

30

【 0 0 3 8 】

ブロック 5 5 0 において、電流測定回路 2 1 0 は、測定された電流 I_{sensep} 及び I_{sense} を過電流保護回路 1 1 7 に供給する。いくつかの実施形態では、過電流保護回路 1 1 7 は、スピーカー電流 I_{spk} が上限電流閾値を超えているとき、第 1 及び第 2 パルス幅変調制御信号の周波数を調節してスピーカー負荷 2 3 5 を流れる電流を減少させる。

【 0 0 3 9 】

いくつかの実施形態では、電流測定回路 2 1 0 は、スピーカー保護回路 1 1 1 に渡されるデジタル検知信号への変換のために、測定された電流 I_{sensep} 及び I_{sense} のアナログ電圧信号を A D C 1 1 3 に供給してもよい。スピーカー保護回路 1 1 1 は、そのデジタル検知信号を処理して D A C 1 0 7 のゲイン調整を行い、音声増幅出力ドライバ 2 0 0 の出力におけるスピーカー負荷 2 3 5 の電流を調整してもよい。

40

【 0 0 4 0 】

当てはまる場合には、本開示によって提供されている様々な実施形態は、ハードウェア、ソフトウェア、又は、ハードウェアとソフトウェアの組み合わせを用いて実施され得る。また、当てはまる場合には、本願に提示した様々なハードウェア部品及び/又はソフトウェア部品は、本開示の主旨から離れずに、ソフトウェア、ハードウェア及び/又はその両方を備える複合部品に組み合わされることがある。当てはまる場合、本願に提示されている様々なハードウェア部品及び/又はソフトウェア部品は、本開示の範囲から離れずに、ソフトウェア、ハードウェア及び/又はその両方を備えるサブ部品に分離されることがある。加えて、当てはまる場合には、ソフトウェア部品は、ハードウェア部品として実施

50

され得るし、また逆も同様であると考えられる。

【 0 0 4 1 】

本開示によれば、プログラムコード及び／又はデータのようなソフトウェアは、1以上のコンピュータ読み取り可能媒体に格納され得る。本願に特定されたソフトウェアは、ネットワーク化された、及び／又は、そうではない、1以上の汎用又は特定用途のコンピュータ及び／又はコンピュータシステムを用いて実行され得ると考えられる。当てはまる場合には、本願に記載されている特徴を提供するように、本願に記載された様々なステップの順序は変更され、複合ステップに組み合わされ、及び／又はサブステップに分離されることがある。

【 0 0 4 2 】

前述の開示は、本開示を、開示されている、まさにその形態や特定の使用分野に限定することを意図したものではない。したがって、明示的に記載され、又は、本願に示唆されているものの何れであっても、様々な代替の実施形態及び／又は本開示への変更が、本開示に照らして可能であると考えられる。本開示の上記された実施形態をもってすれば、当業者は、本開示の範囲から離れることなく形態及び詳細において変更がなされ得ると認識するであろう。したがって、本開示は、クレームによってのみ限定される。

10

20

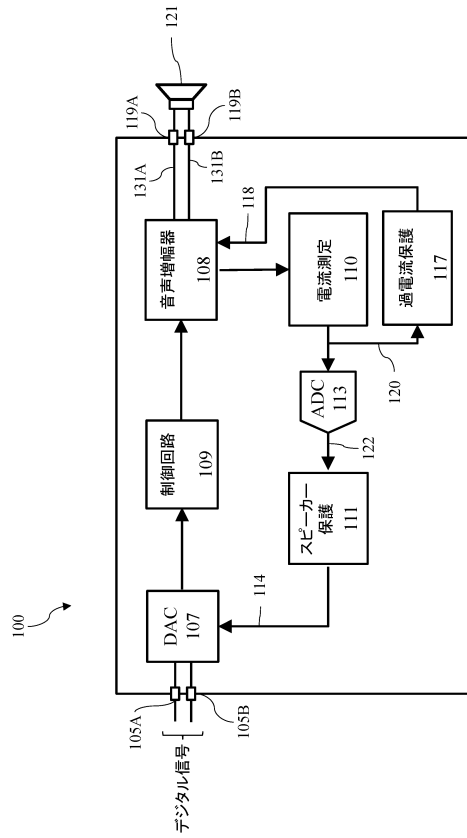
30

40

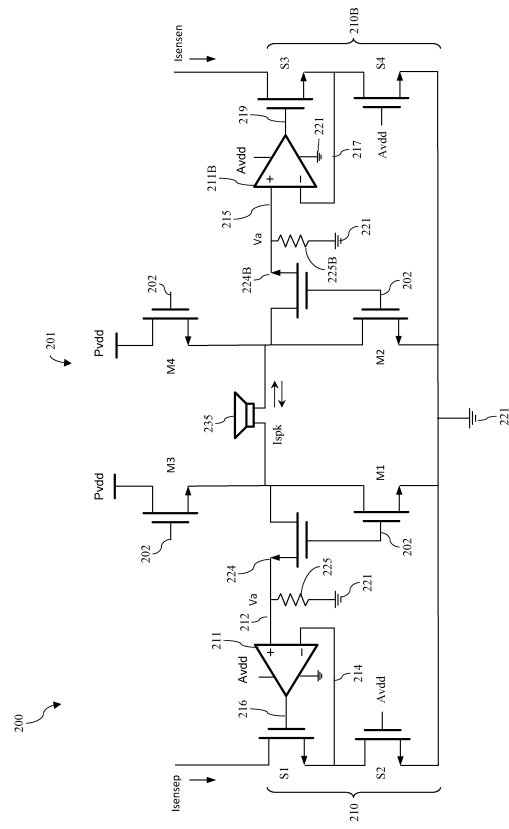
50

【 図面 】

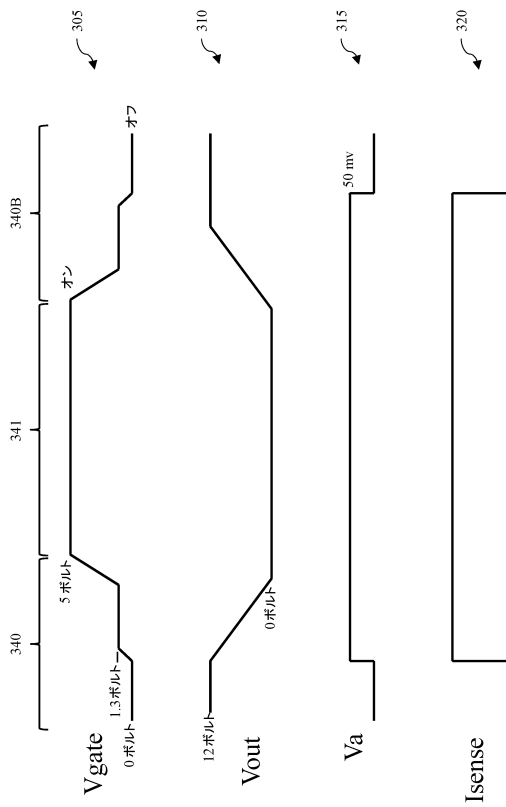
【 図 1 】



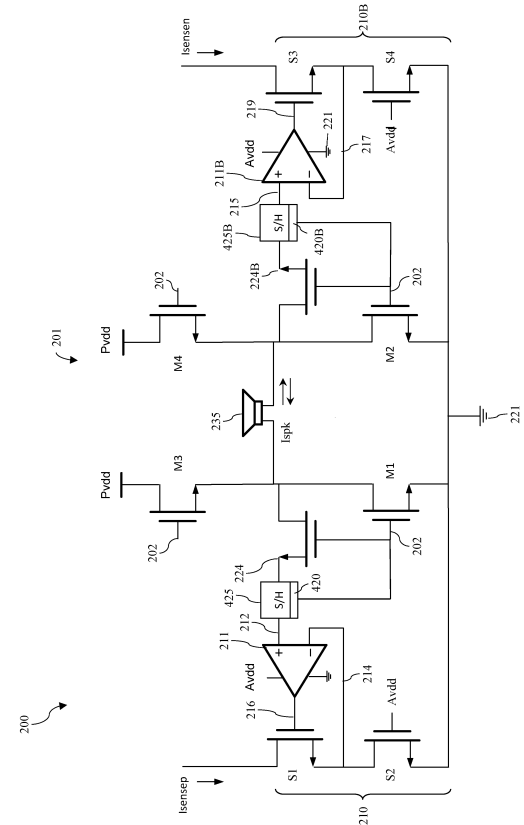
【 図 2 】



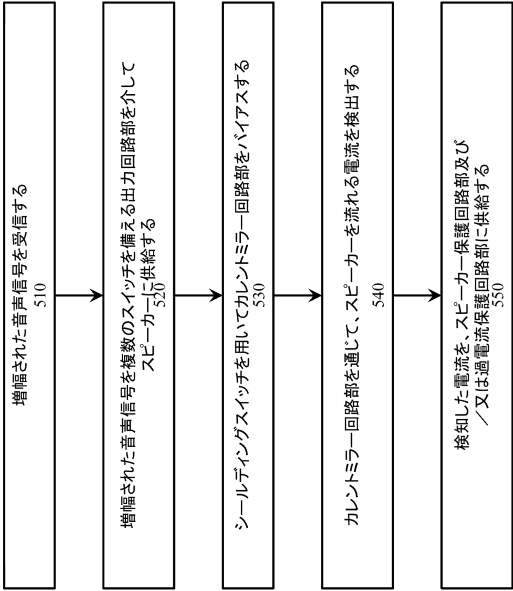
【 図 3 】



【 図 4 】



【図 5】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

ルニア州、サンノゼ、マッケイ ドライブ 1 2 5 1

審査官 吉村 伊佐雄

- (56)参考文献 欧州特許出願公開第 0 3 1 7 9 6 3 1 (E P , A 1)
米国特許出願公開第 2 0 1 2 / 0 0 4 4 0 2 0 (U S , A 1)
特開 2 0 0 8 - 1 6 0 7 7 6 (J P , A)
特開 2 0 1 4 - 1 4 0 2 4 4 (J P , A)
特表平 1 0 - 5 0 8 1 5 9 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)
H 0 3 F 1 / 0 0 - 3 / 4 5
3 / 5 0 - 3 / 5 2
3 / 6 2 - 3 / 6 4
3 / 6 8 - 3 / 7 2
H 0 4 R 3 / 0 0 - 3 / 1 4