

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5198724号
(P5198724)

(45) 発行日 平成25年5月15日 (2013.5.15)

(24) 登録日 平成25年2月15日 (2013.2.15)

(51) Int.Cl.

H02M 3/00 (2006.01)

F I

H02M 3/00

H

請求項の数 30 (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2005-176844 (P2005-176844)
 (22) 出願日 平成17年6月16日 (2005.6.16)
 (65) 公開番号 特開2006-6098 (P2006-6098A)
 (43) 公開日 平成18年1月5日 (2006.1.5)
 審査請求日 平成20年6月13日 (2008.6.13)
 (31) 優先権主張番号 10/872,040
 (32) 優先日 平成16年6月18日 (2004.6.18)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(73) 特許権者 591009509
 ボーズ・コーポレーション
 BOSE CORPORATION
 アメリカ合衆国マサチューセッツ州017
 01, フラミンガム, ザ・マウンテン (番地なし)
 (74) 代理人 100064908
 弁理士 志賀 正武
 (74) 代理人 100089037
 弁理士 渡邊 隆
 (74) 代理人 100108453
 弁理士 村山 靖彦
 (74) 代理人 100110364
 弁理士 実広 信哉

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換器の制御

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

オーディオ増幅器に電力を出力する変換器の回路パラメータにおける変化に応答して、該変換器と結合されている容量性素子によってオーディオ増幅器に追加の電力を供給するモードで該変換器を動作させる段階を含み、オーディオ増幅器は、容量性素子によってオーディオ増幅器に供給される電圧の関数である閾値を有するコンプレッサを含み、回路パラメータは、出力電流、入力電流、入力電力、及び変換器の要素の温度を含む方法。

【請求項 2】

オーディオ増幅器の利得は、変換器によってオーディオ増幅器に供給される電圧の関数である請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

オーディオ増幅器は、電圧の値の範囲に渡ってクリッピングすることなく動作することができる請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

オーディオ増幅器の利得は、電圧の可能な値の範囲の少なくとも部分に渡って電圧に比例する請求項 2 に記載の方法。

【請求項 5】

変換器は、第 1 モードでは電圧源として、そして第 2 モードでは電流源として動作する請求項 1 に記載の方法。

【請求項 6】

10

20

容量性素子と、
オーディオ増幅器と、

電力変換器と、を備えた装置であって、容量性素子は、変換器の回路パラメータにおける変化に応答して、当該装置が、容量性素子によってオーディオ増幅器に追加の電力を供給するモードで動作させるよう、変換器の出力に結合され、オーディオ増幅器は、容量性素子によってオーディオ増幅器に供給される電圧の関数である閾値を有するコンプレッサを含み、回路パラメータは、出力電流、入力電流、入力電力、及び変換器の要素の温度を含む装置。

【請求項 7】

容量性素子は、変換器の出力電力端子に結合される請求項 1 に記載の方法。

10

【請求項 8】

増幅器は、増幅された信号レベルを示すパラメータの関数である閾値を有するコンプレッサを含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 9】

容量性素子はスーパー容量性素子であり、変換器特性は、スーパー容量性素子の電圧が少なくとも約 20 % だけ放電するように選択される請求項 1 に記載の方法。

【請求項 10】

容量性素子はスーパー容量性素子であり、変換器特性は、スーパー容量性素子の電圧が少なくとも約 50 % だけ放電するように選択される請求項 1 に記載の方法。

【請求項 11】

オーディオ増幅器は、信号コンプレッサを含む請求項 1 に記載の方法。

20

【請求項 12】

オーディオ増幅器は、可変利得回路を含む請求項 1 に記載の方法。

【請求項 13】

オーディオ増幅器は、容量性素子と並列である請求項 6 に記載の装置。

【請求項 14】

変換器は、容量性素子及び増幅器と並列である請求項 6 に記載の装置。

【請求項 15】

増幅器の利得は、変換器によって増幅器に供給される電圧の関数である請求項 6 に記載の装置。

30

【請求項 16】

容量性素子はスーパー容量性素子であり、変換器特性は、スーパー容量性素子の電圧が少なくとも約 20 % だけ放電するように選択される請求項 6 に記載の装置。

【請求項 17】

容量性素子はスーパー容量性素子であり、変換器特性は、スーパー容量性素子の電圧が少なくとも約 50 % だけ放電するように選択される請求項 6 に記載の装置。

【請求項 18】

オーディオ増幅器は、変換器によってオーディオ増幅器に供給される電圧の関数である閾値を有する信号コンプレッサを含む請求項 6 に記載の装置。

【請求項 19】

オーディオ増幅器は可変利得回路を含み、オーディオ増幅器の利得は、変換器によってオーディオ増幅器に供給される電圧の関数である請求項 6 に記載の装置。

40

【請求項 20】

オーディオ増幅器と、

オーディオ増幅器に電力を供給するよう配列された容量性素子と、

容量性素子及びオーディオ増幅器に電力を供給するよう配列された変換器と、

を備えた装置であって、変換器は、容量性素子の放電を許容し、容量性素子の放電の時定数は、少なくとも約 1 秒であり、オーディオ増幅器は、変換器によってオーディオ増幅器に供給される電圧の関数である閾値を有する信号コンプレッサを含み、変換器は、出力電流、出力電力、入力電力、入力電流及び温度から成る回路パラメータの閾値に達すること

50

にตอบสนองして出力電圧 - 電流特性を変更することにより構成される装置。

【請求項 2 1】

放電は、少なくとも約 2 0 % の深い放電である請求項 2 0 に記載の装置。

【請求項 2 2】

変換器は、(a) 回路パラメータにตอบสนองして変換器の出力電力を制限すること、(b) 回路パラメータにตอบสนองして変換器の出力電流を制限すること、(c) 回路パラメータにตอบสนองして変換器の入力電力を制限すること、(d) 回路パラメータにตอบสนองして変換器の入力電流を制限すること、及び (e) 回路パラメータにตอบสนองして変換器の出力インピーダンスを増加すること、の 1 つ以上によって構成される請求項 2 0 に記載の装置。

【請求項 2 3】

変換器は、A C / D C 変換器及び D C / D C 変換器から成る変換器のグループから選択される請求項 2 0 に記載の装置。

【請求項 2 4】

電力制限は、出力電流、出力電力、入力電力、入力電流、出力電圧及び出力インピーダンスから成るパラメータのグループの少なくとも 1 つから選択される回路パラメータを調節することにより達成される請求項 2 2 に記載の装置。

【請求項 2 5】

変換器特性は、スーパー容量性素子の電圧が少なくとも約 2 0 % だけ放電するように選択される請求項 2 0 に記載の装置。

【請求項 2 6】

変換器特性は、スーパー容量性素子の電圧が少なくとも約 5 0 % だけ放電するように選択される請求項 2 0 に記載の装置。

【請求項 2 7】

オーディオ増幅器は可変利得回路を含み、オーディオ増幅器の利得は、変換器によってオーディオ増幅器に供給される電圧の関数である請求項 2 0 に記載の装置。

【請求項 2 8】

時定数は、少なくとも約 5 . 5 秒である請求項 2 0 に記載の装置。

【請求項 2 9】

容量性素子は、スーパー容量性素子である請求項 2 0 に記載の装置。

【請求項 3 0】

変換器のピーク電力需要の減少は、少なくとも約 4 倍である請求項 2 0 に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、電力変換器の制御に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

電力変換器は、負荷に電力を供給するために用いられる。幾つかの電力変換器は、バッテリーのような直流 (D C) 源から直流 (D C) 電力を供給する D C - D C 変換器である。他の電力変換器は、壁のコンセントのような交流 (A C) 源から D C 電力を供給する A C - D C 変換器である。幾つかの場合においては、電力変換器と並列にコンデンサ (例えば、超大型コンデンサ) が、バックアップ源として用いられる。

【発明の開示】

【課題を解決するための手段】

【0 0 0 3】

概して、一態様によれば、本発明は、負荷に電力を出力する変換器の回路パラメータにおける変化にตอบสนองして、該変換器と並列である容量性素子によって負荷に追加の電力を供給するモードで該変換器を動作させる段階を含み、回路パラメータは入力電流以外のパラメータを含む方法の特徴とする。

【0 0 0 4】

10

20

30

40

50

本発明の履行は、以下の特徴の１つまたは２つ以上を含み得る。回路パラメータは、出力電流、入力電力、または変換器の要素の温度の少なくとも１つを含む。負荷は変化する入力インピーダンスを有する。変換器は、第１モードでは電圧源として、そして第２モードでは電流源として動作する。変換器は、切換え電源を含む。

【０００５】

概して、一態様によれば、本発明は、負荷に電力を出力する変換器の回路パラメータにおける変化によって生じるトリガ状態に応答して、該変換器と並列である容量性素子によって負荷に追加の電力を供給するモードで該変換器を動作させる段階を含み、トリガ状態はプログラム可能である方法の特徴とする。

【０００６】

本発明の履行は、以下の特徴の１つまたは２つ以上を含み得る。トリガ状態はマイクロプロセッサにプログラムされる。トリガ状態を生じる回路パラメータは、プログラム可能である。トリガ状態を生じるように回路パラメータが変化する量は、プログラム可能である。負荷は変化する入力インピーダンスを有する。回路パラメータは、出力電流、入力電流、入力電力、または変換器の要素の温度の少なくとも１つを含む。変換器は、第１モードでは電圧源として、そして第２モードでは電流源として動作する。変換器は、切換え電源を含む。

【０００７】

概して、一態様によれば、本発明は、増幅器に電力を出力する変換器の回路パラメータにおける変化に応答して、該変換器と並列である容量性素子によって増幅器に追加の電力を供給するモードで該変換器を動作させる段階を含み、増幅器の利得は、増幅された信号レベルを示すパラメータの関数である方法の特徴とする。

【０００８】

本発明の履行は、以下の特徴の１つまたは２つ以上を含み得る。増幅器の利得は、変換器によって増幅器に供給される電圧の関数である。増幅器は、電圧の値の範囲に渡ってクリッピングすることなく動作することができる。増幅器は、電圧に比例する閾値を有するコンプレッサを含む。増幅器の利得は、電圧の可能な値の範囲の少なくとも部分に渡って電圧に比例する。回路パラメータは、出力電流、入力電流、入力電力、または変換器の要素の温度の少なくとも１つを含む。変換器は、第１モードでは電圧源として、そして第２モードでは電流源として動作する。変換器は、切換え電源を含む。

【０００９】

概して、一態様によれば、本発明は、変換器の電流 - 電圧特性が予め定められた電流値において膝を有するように、負荷に電力を出力する変換器を動作させる段階を含み、それにより、負荷の入力インピーダンスの減少が、変換器と並列である容量性素子によって負荷に追加の電力を供給するために、時定数における増加を生じる方法の特徴とする。

【００１０】

本発明の履行は、以下の特徴の１つまたは２つ以上を含み得る。電流 - 電圧特性は、予め定められた電流値より下の電流値の範囲に渡ってほぼ平坦の電圧を有し、そして予め定められた電流値よりも上では一層低い電圧を有する。電流 - 電圧特性は、予め定められた電流値より下では電流値に対して浅い勾配を有し、そして予め定められた電流値より上では電流値に対して険しい勾配を有する。予め定められた電流値より上の電流 - 電圧特性の電流値は、最大電流値に制限される。負荷の入力インピーダンスの減少は、時定数を１秒及び１０秒の間の値に増加させる。変換器は、切換え電源を含む。

【００１１】

概して、一態様によれば、本発明は、負荷に電力を出力するための装置の特徴とする。該装置は、容量性素子と、変換器の回路パラメータにおける変化に応答して、容量性素子によって負荷に追加の電力を供給するモードで動作させるよう、容量性素子と並列の変換器と、を備え、回路パラメータは入力電流以外のパラメータを含む。

【００１２】

10

20

30

40

50

概して、一態様によれば、本発明は、負荷に電力を出力するための装置を特徴とする。該装置は、容量性素子と、変換器の回路パラメータにおける変化によって生じるトリガ状態に応答して、容量性素子によって負荷に追加の電力を供給するモードで動作させるよう、容量性素子と並列の変換器と、を備え、トリガ状態はプログラム可能である。

【0013】

概して、一態様によれば、本発明は、容量性素子と、該容量性素子と並列の増幅器と、変換器の回路パラメータにおける変化に応答して、容量性素子によって増幅器に電力を供給するモードで動作させるよう、容量性素子及び増幅器と並列の変換器と、を備え、増幅器の利得は、増幅された信号レベルを示すパラメータの関数である装置を特徴とする。

【0014】

概して、一態様によれば、本発明は、負荷に電力を出力するための装置を特徴とする。該装置は、容量性素子と、変換器の電流 - 電圧特性が予め定められた電流値において膝を有するように動作させるよう、容量性素子と並列の変換器と、を含み、それにより、負荷の入力インピーダンスの減少が、容量性素子によって負荷に追加の電力を供給するよう、時定数における増加を生じる。

【発明の効果】

【0015】

以下の1つまたは2つ以上が本発明の長所の中にある。電力がコンデンサにより負荷に供給されるように電力変換器を制御することにより、高いピーク電力が負荷に供給されるのを可能とする。電力変換器がバッテリーから電力を供給する場合、バッテリーからの変換器入力電流を感知することにより電力変換器の電流 - 電圧特性を制御すれば、バッテリーの寿命及び信頼性を高める。変換器出力電流を感知することにより電力変換器の電流 - 電圧特性を制御すれば、変換器出力要素の過負荷が阻止される。

【0016】

本発明の他の特徴及び長所は、以下の説明並びに特許請求の範囲から明瞭となるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

図1は、容量性素子102（例えば、負のリアクタンスを有するインピーダンスを有する回路）と並列に電力変換器100を含む回路を示す。電力変換器100及び容量性素子102は、負荷104の入力抵抗 R_L に基づく電力 P_L の量を要求する負荷104に結合される。電力に対する可変の要求を有する負荷104（可変負荷）に対して、入力抵抗 $R_L(t)$ は、時間 t の関数として変化する。一定電圧 V_S を供給する電力変換器100に対して、負荷104に供給される電力 $P_L(t)$ は、

【数1】

$$P_L(t) = V_S^2 / R_L(t)$$

によって決定される。安定状態（例えば、 $R_L(t)$ が容量性素子102と関連した有効時間定数に対してゆっくり変化する）において、負荷104は、電力変換器100から、約 $I_L(t) = V_S / R_L(t)$ である電流 $I_L(t)$ を引き込む。

【0018】

幾つかの可変負荷（例えば、オーディオ電力増幅器またはモータ）は、平均電力需要よりも何倍も多いピーク電力需要を有する。このような場合において、以下に一層詳細に説明するように、制御された電流 - 電圧特性を有する電力変換器100は、高いピーク電力に対する短時間の需要もしくは要求が、容量性素子102に蓄えられたエネルギーから供給されるようにしつつ、負荷によって要求される平均電力を供給することができる。少なくとも幾つかのピーク電力が容量性素子102から供給されるようにすることによって、電力変換器100は、バッテリーまたはACメインズ（もしくはAC幹線）のような電源から取り込まれる電力量を比較的低く維持することができる。

【 0 0 1 9 】

図 2 A 及び 2 B に示されるように、容量性素子 2 0 2 A と並列の D C - D C 電力変換器 2 0 0 A は、バッテリー 2 0 6 (図 2 A) からオーディオ増幅器 2 0 4 に電力を供給するように用いられることができ、容量性素子 2 0 2 B と並列の A C - D C 電力変換器 2 0 0 B は、A C 幹線 2 0 8 (図 2 B) からオーディオ増幅器 2 0 4 に電力を供給するように用いられることができる。オーディオ増幅器 2 0 4 からの電力需要の変化する性質は、例えば、スピーカ 2 1 2 を駆動するように増幅される音楽信号 2 1 0 によって決定される。電力変換器及び容量性素子は、電力需要が変化し得る他のタイプの装置または装置の組み合わせ (例えば、携帯電話の充電クレードルもしくは受け台であり、ここに、クレードルは、付勢された拡声器及び多くの他の例としても動作する) に電力を供給するために用いられることができる。

10

【 0 0 2 0 】

容量性素子 2 0 2 A は、約 1 - 3 0 ファラッド (F) 及び約 2 . 5 V の最大電圧の範囲の容量を得るために、“スーパー・コンデンサ”または“ウルトラ・コンデンサ”を用いて (例えば、エーロゲル技術を用いて) 履行され得る。もう 1 つの履行においては、容量性素子 2 0 2 B は、2 つの 1 0 F / 2 . 5 V のコンデンサを直列に含んでおり、各コンデンサは、 (例えば、コンデンサ間で一層安定な状態での荷電蓄積を提供するよう) 5 . 1 k の分路抵抗を有する。容量性素子 2 0 2 B の結果の容量は 5 F であり、そして容量性素子 2 0 2 B の最大電圧は 5 V である。他の履行において、容量性素子は、直列に接続された 3 つまたは 4 つ以上のコンデンサを含むことができる。2 0 2 A、2 0 2 B または他を含む容量性素子の種々の履行の幾つかのものは、D C - D C 電力変換器、A C - D C 電力変換器または他を含む種々の電力変換器構成の幾つかのものにおいて用いられ得る。

20

【 0 0 2 1 】

図 3 A は、電圧源 3 0 0 及び負荷抵抗 3 1 0 を有する回路を示す。電圧源 3 0 0 (例えば、L i - I o n または N i M H d バッテリ) は、電圧源 3 0 0 の出力抵抗を表す抵抗 3 0 4 と直列の (一定電圧 V_0 の) 理想電圧源 3 0 2 によってモデル化されている。この電圧源 3 0 0 に対する電流 電圧特性 3 0 6 が、負荷 3 1 0 に対する“負荷ライン” (すなわち、負荷抵抗 3 1 0 の電流 電圧特性) と一緒に図 3 B に示されている。抵抗 3 0 4 によって表される小さい出力抵抗 R_V は、出力電流 I_V の関数として、電圧源 3 0 0 の出力電圧 V_V におけるサグもしくは落ち込み 3 0 8 を生じる。落ち込み 3 0 8 の大きさは、負荷抵抗 R_L (すなわち、負荷ラインの勾配) が減少するにつれて増加する。

30

【 0 0 2 2 】

図 4 A は、電流源 4 0 0 及び負荷抵抗 3 1 0 を有する回路を示す。電流源 4 0 0 は、電流源 4 0 0 の出力抵抗を表す抵抗 4 0 4 と並列の (一定電流 I_0 の) 理想電流源 4 0 2 によってモデル化されている。この電流源 4 0 0 に対する電流 電圧特性 4 0 6 は、負荷抵抗 3 1 0 に対する負荷ラインと一緒に、図 4 B に示されている。この場合、抵抗 4 0 4 によって表された大きい出力抵抗 R_I は、出力電圧 V_I の関数として電流源 4 0 0 の出力電流 I_I におけるサグもしくは落ち込み 4 0 8 を生じる。サグもしくは落ち込み 4 0 8 の大きさは、負荷抵抗 R_L が増加するにつれて減少する。この電流源 4 0 0 は、抵抗 4 0 4 と直列の理想電圧源 4 1 2 によって等価的にモデル化され得、ここに、等価の理想電圧源 4 1 2 の電圧 V_{EQ} は、 $V_{EQ} = I_0 R_I$ である (図 4 C) 。

40

【 0 0 2 3 】

図 5 A は、コンデンサ 5 0 2 と並列の電力変換器 5 0 0 の例を示す。電力変換器及びコンデンサは、協働して、可変負荷 5 0 4 に電力を供給する。この例において、電力変換器 5 0 0 は、図 5 B に示される電流 電圧特性 5 0 6 を有する。電力変換器 5 0 0 は、0 から I_A までの出力電流 I_S の値に対して電圧源 3 0 0 (例えば、低い有効出力抵抗 R_V を有する) の特性を有し、そして電力変換器 5 0 0 から供給され得る電流を制限する、 I_A より大きい出力電流 I_S に対して電流源 4 0 0 (例えば、高い有効出力抵抗 R_I を有する) の特性を有する。一例において、可変負荷 5 0 4 は、時間間隔 $T = t_A - t_B$ の間に (“公称” 負荷ライン 5 1 0 に対応する) R_0 の値から (“ピーク” 負荷ライン 5 1 2 に対

50

応する) $R_0 / 3$ の値まで入力抵抗 $R_L(t)$ を降下させることによって一層大きい電力を一時的に要求し、その後、抵抗は図 5 C のプロットに示されるように値 R_0 に復帰する。

【 0 0 2 4 】

公称負荷ライン 5 1 0 は、電流 I_1 及び電圧 V_1 において、電流 電圧特性 5 0 6 と交差する。ピーク負荷ライン 5 1 2 は、 I_1 よりも大きい電流 I_2 、及び V_1 よりもわずかに小さい電圧 V_2 において電流 電圧特性 5 0 6 と交差する。負荷ラインの、電流 電圧特性 5 0 6 とのこれらの交差は、コンデンサ 5 0 2 に起因する過渡応答の減衰後に電流及び電圧に対する漸近的な“DC 解法”を与える。コンデンサ 5 0 2 は、時間に渡って ($V_s(t)$ に等しい) コンデンサ電圧の変化における連続性を提供する。図 5 D は、時間の関数として、電力変換器 5 0 0、コンデンサ 5 0 2、及び可変負荷 5 0 4 を横切る電圧 $V_s(t)$ を示す。負荷抵抗が時刻 t_A において降下した後、電圧 $V_s(t)$ は、

10

【 数 2 】

$$V_s(t) = V_2 + (V_1 - V_2) \exp(-(t - t_A) / \tau_A)$$

に従って、 t_A 及び t_B から指数関数的に降下し、ここに、 τ_A は (容量 C を有する) コンデンサ 5 0 2 と関連した有効な時定数であり、この例においては、電力変換器 5 0 0 の出力抵抗 R_v が可変負荷 5 0 4 の入力抵抗 $R_0 / 3$ よりも非常に小さいので、

【 数 3 】

20

$$\tau_A = \left[\frac{1}{CR_v} + \frac{3}{CR_0} \right]^{-1} \approx CR_v$$

である。時刻 t_B の後、電圧 $V_s(t)$ は、同じ時定数 τ_A で V_1 に指数関数的に上昇して戻る。コンデンサ電流 $I_c(t)$ 及び負荷電流 $I_L(t)$ のような、時刻 t_A 及び t_B 間の他の回路変数の値は、

【 数 4 】

$$I_c(t) = C \frac{dV_s(t)}{dt} \text{ and } I_L(t) = 3 \frac{V_s(t)}{R_0}$$

30

として $V_s(t)$ から決定される。

【 0 0 2 5 】

この例において、コンデンサ 5 0 2 によって供給される電力

【 数 5 】

$$(I_c(t)V_s(t) = C \frac{dV_s(t)}{dt} V_s(t))$$

40

は、可変負荷 5 0 4 が一層多い電力を要求するときに、コンデンサが深く放電しないので制限される。電圧 $V_s(t)$ における変化が時間間隔 T の小さい部分の間持続するだけであり、

【 数 6 】

$$\frac{dV_s(t)}{dt}$$

従って、コンデンサ 5 0 2 によって供給される電力 $I_c(t) V_s(t)$ が制限されるようにする。可変負荷 5 0 4 に一層多い電力を供給するようコンデンサに深く放電させる (

50

例えば、約 20 % 以上及び幾つかの例においては約 50 %) ために、電流制限が可変負荷 504 の予想されるピーク需要（もしくはピーク要求）に対応するよう下げられ得、それにより、電力変換器 500 は、次の例（図 6 A - 6 D）で説明するように、デュアルモード能力を提供する。

【0026】

図 6 A は、可変負荷 504 に電力を協働的に供給するコンデンサ 502 と並列の電力変換器 500' の例を示す。この例において、電力変換器 500' は、図 6 B に示される電流 - 電圧特性 606 を有する。電力変換器 500' は、0 から I_B までの出力電流 I_S の値に対して電圧源 300 の特性を有し（例えば、低い有効出力抵抗を有し）、そして I_B より上の出力電流 I_S に対して電流源 400 の特性を有する（例えば、高い有効出力抵抗を有する）。再度、一例において、可変負荷 504 は、時間間隔 T に渡って（“公称”負荷ラインに対応する） R_0 の値から（負荷ライン 612 に対応する） $R_0/3$ の値まで入力抵抗 $R_L(t)$ を降下させることにより、一時的に一層多い電力を要求し、その後、抵抗は図 5 C のプロットに示されるように、値 R_0 に復帰する。

【0027】

公称負荷ライン 610 は、先の例（図 5 B）におけるように、電流 I_1 及び電圧 V_1 において電流 - 電圧特性 606 と交差する。しかしながら、この例（図 6 B）においては、ピーク負荷ライン 612 は、 I_1 よりも大きい電流 I_3 、並びに V_1 及び V_2 よりも実質的に小さい電圧 V_3 において、電流 - 電圧特性 606 と交差する。これらの負荷ラインの、電流 - 電圧特性 606 との交差は、また、電流及び電圧に対する漸近 DC 解も与える。図 6 C は、時間の関数として、電力変換器 500'、コンデンサ 502、及び可変負荷 504 にかかる電圧 $V_S(t)$ を示す。負荷抵抗が時間 t_A において降下した後、電圧 $V_S(t)$ は、

【数 7】

$$V_S(t) = V_2 + (V_1 - V_2) \exp(-(t - t_A) / \tau_A)$$

に従って、 t_A 及び t_C から指数関数的に降下する。

【0028】

この例においては、 t_C において、電力変換器 500' は、“電圧源”（例えば、低出力抵抗）モードから、“電流源”（例えば、高出力抵抗）モードにシフトする。従って、電圧 $V_S(t)$ は、

【数 8】

$$V_S(t) = V_3 + (V_S(t_C) - V_3) \exp(-(t - t_C) / \tau_B)$$

に従って、 t_C 及び t_B から指数関数的に降下し、ここに、 τ_B は、電力変換器 500 が電流源モードにあるときのコンデンサ 502 と関連した有効な時定数であり、電流源モードにおける電力変換器 500' の出力抵抗 R_I が可変負荷 504 の入力抵抗 $R_0/3$ よりも非常に大きいので、

【数 9】

$$\tau_B = \left[\frac{1}{CR_I} + \frac{3}{CR_0} \right]^{-1} \approx CR_0/3$$

である。 V_3 は実質的に V_1 よりも小さいので、コンデンサ 502 は、深く放電することができる（例えば、この例においては約 50 % だけ）。時刻 t_B の後、電圧 $V_S(t)$ は、電圧 $V_S(t_C)$ に戻って指数関数的に上昇し、そこで、電力変換器 500' は、時定

数

【数 1 0】

$$\tau_c = \left[\frac{1}{CR_i} + \frac{1}{CR_0} \right]^{-1} \approx CR_0$$

を有するモードに切換わる。時刻 t_D において、電力変換器 500' は、電圧源モードに切換わって戻る。先の例におけるように、コンデンサ電流 $I_C(t)$ 及び負荷電流 $I_L(t)$ のような、時刻 t_A 及び t_B 間の他の回路変数の値は、

【数 1 1】

$$I_C(t) = C \frac{dV_s(t)}{dt} \text{ and } I_L(t) = 3 \frac{V_s(t)}{R_0}$$

として $V_s(t)$ から決定される。

【0029】

この例において、コンデンサ 502 によって供給される電力

【数 1 2】

$$(I_C(t)V_s(t) = C \frac{dV_s(t)}{dt} V_s(t))$$

は、可変負荷 504 が一層大きい電力を要求するときに該コンデンサが深く放電しないので大きい。電圧 $V_s(t)$ における変化は、全時間間隔 T に渡って持続し、

【数 1 3】

$$\frac{dV_s(t)}{dt}$$

従ってコンデンサ 502 によって供給される電力

【数 1 4】

$$I_C(t)V_s(t)$$

が、可変負荷による一層大きい電力に対する短時間の需要（要求）における追加の電力のほとんどを供給するのに充分大きいようにする。

【0030】

これらの例における一層大きい電力に対する要求は、時間間隔 T の間の入力抵抗 $R_L(t)$ の瞬時的減少としてモデル化されたけれども、オーディオ電力増幅器のような可変負荷が、高いピーク電力に対する短時間の要求を表す音楽信号（例えば、ミリ秒または数十秒と同じ位高い程度）に存在する時間スケールに追従する変化を有する一層複雑な時間依存性でもって入力抵抗 $R_L(t)$ における連続変化を呈示する。異なった種類の音楽に対する電力消費の動特性の例が、図 6D - 6F に示されている。図 6D - 6F に示されるプロットは、ここに記載された電力変換器制御を組み込んだ、模擬された代表的なオーディオ・システムに基づいており、異なった音楽タイプの例示的な音楽経過を再生する。

【0031】

図 6D は、ピーク電力要求の間の容量性素子の有効な時定数（例えば、 $\tau = R_{Lp} C$ 、ここに、 C は容量性素子 102 の有効容量であり、 R_{Lp} は、ピーク電力要求における増幅器の抵抗である）の異なった値に対して時間の関数として（電力変換器が電力の幾つかを容量性素子から供給されるようにした後）圧縮解除されたポピュラー・ミュージック

10

20

30

40

50

の例示的経過を再生するために電源から取り込まれた残留電力のプロット 6 2 0 - 6 2 7 を示す。各プロットにおいて、縦軸は、電源から取り込まれた瞬時残留電力をワットで与え、そして横軸は、時間を秒で与える。プロット 6 2 0 - 6 2 7 の各々は、“RC”として表示された異なった時定数に対応する。各プロットに対するピーク残留電力は、点線として示されている。この例において、ピーク残留電力は、RC が 0.01 秒（プロット 6 2 1）から 10 秒（プロット 6 2 7）まで増加するとき、約 40 W（プロット 6 2 1）から約 7 W（プロット 6 2 7）まで徐々に減少する。比較のために、プロット 6 2 0 は、容量性素子の無い（または $RC = 0$ ）電力を示す。

【0032】

図 6 E は、圧縮されたポピュラー・ミュージックの例示的な経過に対する同様のプロット 6 3 0 - 6 3 7 を示す。この例においては、ピーク残留電力は、RC が 0.01 秒（プロット 6 3 1）から 10 秒（プロット 6 3 7）まで増加するときに、約 70 W（プロット 6 3 1）から約 20 W（プロット 6 3 7）まで減少する。

【0033】

図 6 F は、クラシック・ミュージックの例示的な経過に対する同様のプロット 6 4 0 - 6 4 7 を示す。この例においては、ピーク残留電力は、RC が 0.01 秒（プロット 6 4 1）から 10 秒（プロット 6 4 7）まで増加するときに、約 67 W（プロット 6 4 1）から約 20 W（プロット 6 4 7）まで減少する。

【0034】

図 6 D - 6 F におけるこれらのプロットは、種々のタイプのミュージックの電力動特性における違いを表す。圧縮解除されたポピュラー・ミュージックの経過は、比較的短い期間（例えば、約 1 - 100 ms）のたくさんの強いスパイクを有し、圧縮されたポピュラー・ミュージックの経過は、平均で約 12 dB の一層低いピーク対平均（PTA）電力比（もしくは“クレスト・ファクタ（波高率）”）を有し、他方、クラシック・ミュージックの経過は、例えば、多くの秒の間もしくは数 10 秒の間持続し得る非常に音声の大きい経過の期間を呈示する。

【0035】

図 7 A - 7 C に示されるように、DC - DC 電力変換器 200 A（図 2 A）は、上述したデュアルモード能力を履行するために種々のパラメータの幾つかを用いることができる。例えば、図 7 A における回路は、切換え電源 704 の出力電流を感知するための抵抗 702 を含む。抵抗 702 にかかる電圧は、切換え電源 704 にフィードバックされ、そして所望の電流 電圧特性に従って出力電圧を制御するように用いられる。もう 1 つの例において、図 7 B における回路は、所望の電流 電圧特性を達成するよう切換え電源 704 の入力電流を感知するための抵抗 706 を含む。もう 1 つの例においては、図 7 C における回路は、切換え電源 704 の入力電力を感知するための回路 708 を含む。回路 708 は、入力電圧と入力電流に比例した電圧との積であり、従って入力電力に比例している電圧 710 を発生する。入力電力が閾値電力レベルより下であるとき、電源 704 は、第 1 のモードの電流 電圧特性に従って動作し、そして入力電力が閾値電力レベルより上であるとき、電源 704 は第 2 のモードの電流 電圧特性に従って動作する。他のパラメータは、切換え電源 704 の電流 電圧特性を制御するように用いられ得る。電源 704 は、感知されたパラメータに基づいてモードを切換えるよう制御モジュール 705 を含む。このような制御モジュールの 1 つの可能な履行を、以下に一層詳細に説明する（例えば、図 8 における制御モジュール 814）。

【0036】

システムの高い効率を達成するために、電力変換器 200 A における損失は、無視し得るほどであるべきである。切換え電源 704 は、種々の低損失変換技術のいずれか（例えば、ブースト・コンバータ、バック・コンバータ、フライバック・コンバータ、またはシングルエンド形一次誘導コンバータ）を用いることができる。

【0037】

同様に、AC - DC 電力変換器 200 B（図 2 B）は、上述のデュアルモード能力を履

10

20

30

40

50

行するために種々のパラメータのいずれかを用いることができる。AC - DC電力変換器200Bは、上述のものと同様の技術を用いることができる。代替的には、図7Dに示されるように、AC - DC変換器712は、AC変圧器コア716の温度を感知するための回路714を含む。AC - DC変換器712は、感知された温度を閾値温度と比較することに基づいて、異なった電流 電圧特性（すなわち、異なったモード）間で切替わる。幾つかの履行において、温度は、他の制御パラメータ（例えば、出力電流、入力電力、入力電流、等）と共に任意選択的に用いられ得る。幾つかの履行においては、温度は、（例えば、 I_B を温度の関数にすることによって）電流 電圧特性を修正する。他のパラメータは、切替え変換器712の電流 電圧特性を制御するために用いられ得る。変換器712は、また、感知されたパラメータに基づいてモードを切替えるために制御モジュール705をも含む。

10

【0038】

幾つかの履行において、制御モジュール705にモードを切替えさせるトリガ条件は、プログラム可能である（例えば、マイクロプロセッサにトリガ状態をプログラムすることにより）。例えば、変換器712は、種々の回路パラメータ（例えば、入力電力、出力電流、温度、等）を感知し、そしてモードを切替えるために制御モジュール705によって用いられる回路パラメータは、プログラム可能である。代替的には、モードにおける変化をトリガする回路パラメータの値は、プログラム可能であり得る。

【0039】

図8は、図7Aの感知技術を履行するブースト（Boost）型の電力変換器回路800を示す。回路800の入力は、電圧 V_B を有するバッテリー802に接続され、そして回路800の出力は、可変負荷806と並列のコンデンサ804に結合される。回路800は、インダクタ808と、ダイオード810と、感知抵抗816における出力電流 $I_{out}(t)$ に基づいて制御モジュール814によって制御されるスイッチ812とを含む。回路800は、また、切替え周波数の多くをフィルタリングするための比較的小さい容量を有するコンデンサ818をも含み、出力電圧上のリップルを減少する。幾つかの履行において、制御モジュール814は、感知された出力電流の関数として切替え動作を制御するためのマイクロプロセッサを含む。感知抵抗816の抵抗値 R_S は、負荷抵抗 $R_L(t)$ に比較して小さい。

20

【0040】

回路800は、ブースト型であるので、出力電圧 $V_{out}(t)$ は、一定入力電圧 V_B よりも高い。出力電圧は、スイッチ812の開閉のデューティ・サイクル D によって決定される。図9に示されるように、スイッチ812は、時間 T_{on} の間閉じられ、時間 T_{off} の間開かれ、それ故、デューティ・サイクルは、 $D = T_{on} / (T_{on} + T_{off})$ である。定常状態における（そしてインダクタ808及びダイオード810における損失を無視した）出力電圧 $V_{out}(t)$ は、

30

【数15】

$$V_{out}(t) = V_B / (1 - D) \quad (1)$$

40

である。

【0041】

制御モジュール814が、閾値電流 I_{th} よりも小さい出力電流 $I_{out}(t)$ を感知すると、制御モジュール814は、回路800を電圧源モードに設定する。電圧源モードにおいて、目標出力電圧は、ほぼ一定の $V_{out}(t) = V_0$ である。この電圧を発生するために、制御モジュール814は、デューティ・サイクル D を

【数16】

$$D = D_0 = 1 - V_B / V_0 \quad (2)$$

50

に設定する。

【 0 0 4 2 】

制御モジュール 8 1 4 が、閾値電流 I_{th} よりも大きい出力電流 $I_{out}(t)$ を感知すると、制御モジュール 8 1 4 は、回路 8 0 0 を電流源モードに設定する。電流源モードにおいて、目標出力電圧は、目標電流電圧特性

【 数 1 7 】

$$V_{out}(t) = V_0 - (I_{out}(t) - I_{th})R_{out} \quad (3)$$

に従って出力電流と共に変化し、ここに、 R_{out} は、制御モジュール 8 1 4 によって制御される回路 8 0 0 のための模擬された出力抵抗パラメータである。高出力インピーダンス源を履行するために、制御モジュール 8 1 4 は、 R_{out} (例えば、 $R_{out} \gg R_L(t)$) の大きい値を選択する。 R_{out} の値は、一定であって良く、もしくは代替的には R_{out} の値は、感知された出力電流 $I_{out}(t)$ と共に変化しても良い。式 (1) - (3) は、電流源モードにおける感知された出力電流 $I_{out}(t)$ に応答してスイッチ 8 1 2 を制御するために制御モジュール 8 1 4 が用いるデューティ・サイクル D の以下の値をもたらす。

【 数 1 8 】

$$D = D_0 + \frac{1 - D_0}{1 - V_B / [(I_{out}(t) - I_{th})R_{out}(1 - D_0)]} \quad (4)$$

【 0 0 4 3 】

他の制御パラメータを用いる制御モジュールが同様の方法で履行され得る。例えば、ブースト型または他の型の切換え電力変換器のデューティ・サイクルは、入力電力が閾値の値と交差するとき、入力電力の関数であり得る。

【 0 0 4 4 】

図 1 0 A 及び 1 0 B は、可変負荷に一層大きい電力を供給するために容量性素子に深く放電させるよう用いられ得る電力変換器のための例示的な電流 電圧特性を示す。図 1 0 A において、特性 1 0 0 2 は、電圧対電流プロットの浅い勾配によって特性付けられる第 1 のモード 1 0 0 4 と、遷移電圧 V_T より下の電圧 V_S に対して電流 I_S を最大電流 I_{th} に制限する第 2 のモード 1 0 0 6 とを有する。例えば、図 8 の履行において、第 1 のモード 1 0 0 4 は、式 (4) における R_{out} を、 I_{th} よりも小さい I_S の値に対して小さい値に設定することによって達成され得、第 2 のモード 1 0 0 6 は、式 (4) における R_{out} を、 I_{th} 以上の I_S の値に対して大きい値に設定することによって達成され得る。

【 0 0 4 5 】

図 1 0 B において、特性 1 0 0 8 は、電圧対電流プロットの浅い勾配によって特性付けられる第 1 のモード 1 0 1 0 と、電圧電流プロットの険しい勾配によって特性付けられる第 2 のモード 1 0 1 2 とを有する。第 1 及び第 2 のモード間で、特性 1 0 0 8 は、電圧対電流プロットにおける“膝” 1 0 1 6 を有する“遷移領域” 1 0 1 4 を有する。例えば、図 8 の履行において、第 1 のモード 1 0 1 0 は、式 (4) における R_{out} を、 I_{th} よりも小さい I_S の値に対して小さい値に設定することによって達成され得る。遷移領域 1 0 1 4 及び第 2 のモード 1 0 1 2 は、式 (4) における R_{out} を、 I_{th} 以上の I_S の値に対して I_S の関数として増加された値に設定することによって達成され得る。1 つの履行において、式 (4) における D の値は、プログラム可能装置 (例えば、マイクロプロセッサ) を用いて制御され得る。この履行において、式 (4) における R_{out} の値は、例えば、ルックアップ・テーブルまたは多数公称曲線適合 (polynomial curve fit) を用いてソフトウェアで (I_S の関数として) 履行され得る。

【 0 0 4 6 】

電流 - 電圧特性の他の特徴が、種々の履行において制御され得る。例えば、モードと電圧対電流プロットの勾配との間の遷移は、最小動作電圧（例えば、オーディオ増幅器に対する）が与えられたピーク需要（例えば、最小負荷抵抗）に対して維持されるのを確実にするように選択され得る。モード間の遷移は、任意選択的に調整可能であり得る。

【 0 0 4 7 】

オーディオ増幅器（例えば、電力変換器 2 0 0 A または 2 0 0 B）に電力を供給する電力変換器に対して、オーディオ増幅器の特徴は、電力変換器の動作に依存したものであり得る。例えば、電力変換器によって供給された電圧が降下するとき（例えば、電流供給モードに切替わった後）、オーディオ増幅器の利得は、増幅器またはスピーカにおいて（例えば、信号クリッピングに起因する）音楽信号 2 1 0 におけるひずみを回避するために減少され得る。図 1 0 C に示される、1 つの履行において、オーディオ増幅器 1 1 0 0 は、電力変換器 1 0 0 及び容量性素子 1 0 2 によって供給される電圧でスケールリングする閾値を有したコンプレッサ 1 1 0 2 を含む。この可変閾値コンプレッサ 1 1 0 2 は、スピーカ 1 1 0 6 に渡って再生される音楽のひずみを減少する。図 1 0 D に示される、もう 1 つの履行において、オーディオ増幅器 1 1 0 8 は、電力変換器 1 0 0 及び容量性素子 1 0 2 によって供給される電圧 $V_s(t)$ が所定の関数に従って減少するときに利得を減少する可変利得回路 1 1 1 0 を含む。これらまたは他の技術（例えば、幾つかの種類の広帯域または多数帯域振幅コンプレッサを有するシステム）が、与えられた最小動作電圧より大きい任意の電力変換器電圧で信号クリッピングの可能性を減少するように用いられ得る。コンプレッサは、電力変換器及びコンデンサによって供給される電圧に基づいて、または電力変圧器温度、拡声器温度、拡声器変位、または増幅された信号レベルを示す任意の他のパラメータのような他のパラメータに基づいて動作し得る。

【 0 0 4 8 】

電力に対する増加された要求の幾つかが容量性素子から供給されるようにすることによって、電源から要求された残留ピーク電力が減少される。残留ピーク電力要求における減少の量は、有効時定数、及び増幅されている音楽の型に依存する。残留ピーク電力要求における減少に影響を与える音楽の 1 つの特性は、P T A 電力比である。高い P T A 電力比を有する音楽（例えば、圧縮されないポピュラー・ミュージック）は、低い P T A 電力比を有する音楽（例えば、放送 A M ミュージック）よりも、大きい時定数の一体化された影響によって一層影響される。

【 0 0 4 9 】

図 1 1 は、圧縮されないポピュラー・ミュージック（プロット 1 1 0 2）、圧縮されたポピュラー・ミュージック（プロット 1 1 0 4）、及びクラシック音楽（プロット 1 1 0 6）の 3 つの異なった型のための、容量性素子（dB で）対有効時定数（秒で）に起因するピーク電力要求における減少 R の片対数プロットを示す。ピーク電力要求における減少 R は、ゼロの時定数を有する電力変換器のためのピーク電力の、与えられた有効な時定数を有する電力変換器のためのピーク電力に対する比として定量化され、 $R = P_{peak}(\tau) / P_{peak}(0)$ である。これらの経験的に導出されたプロットは、その高い P T A 電力比及び振幅スパイクの相対的に短い期間に起因する、この例において用いられる圧縮されないポピュラー・ミュージックが、電力変換器の有効時定数によって最も影響されるということを示す。例えば、 $\tau \sim 5.5$ 秒（図 1 1、プロット 1 1 0 2）に対し、残留ピーク電力要求の減少は、1 0 dB（もしくは 1 0 倍）である。

【 0 0 5 0 】

他方、圧縮されたポピュラー・ミュージック（例えば、F M または A M 放送のタイプ）は、（平均で一層大きい音声を出すために）一層低い P T A 電力比を有し、有効時定数の影響は一層低く言明される。例えば、同じ時定数 $\tau \sim 5.5$ 秒（図 1 1、プロット 1 1 0 4）に対し、残留ピーク電力要求の減少は、8.7 dB（もしくは 7.5 倍）である。

【 0 0 5 1 】

クラシック音楽は、代表的には、圧縮された及び圧縮されないポピュラー・ミュージック

クのもの間のP T A電力比を有するが、振幅スパイクは非常に長い期間を有する。従って、この例において用いられるクラシック音楽は、最も少ない電源の有効時定数によって影響される。例えば、同じ時定数 ~ 5.5 秒(図11、プロット1106)に対し、残留ピーク電力要求の減少は、単に、6 dB(もしくは4倍)である。

【0052】

図11を見るためのもう1つの方法は、制限された電力能力を有する電源を有するシステムが、ピーク電力要求の幾つかを提供するよう容量性素子を用いることによって一層大きい音で再生することができるということである。 ~ 5.5 秒を有する圧縮されないポピュラー・ミュージックに対する上述の例から、音楽を再生するために利用可能なピーク電力は、ピーク電力が容量性素子から供給されないようにしたシステムからよりも、ピーク電力が容量性素子から供給されるようにしたシステムからの方が10 dB高い。

【0053】

図12に示された1つの履行において、AC幹線(メインズ)から付勢された電源1202(ヒューレット・パカード・モデル6253AのDC電源)は、6個の33 F / 2.5 Vのエーロゲル・スーパー・コンデンサを直列にして成る容量性素子1204と並列に接続され、各コンデンサは、5.1 k の分路抵抗を有し、合計で5.5 Fの容量及び15 Vの最大電圧を提供する。電源1202及び容量性素子1204は、スピーカ1208を駆動する切換えオーディオ増幅器1206(Bose 100W 切換えオーディオ増幅器、Bose Corporation)を付勢する。音楽信号1210が、増幅器1206に入力される。電源1202が、約3.2 Aにセットされた出力電流限界、及び15 V(48 Wの最大出力電力に対して)にセットされた公称出力電圧(すなわち、負荷が無い)を有するとき、電源1202及び容量性素子1204は、一緒になって、検査した全ての音楽に対して9 V以上のままの出力電圧を有して増幅器1206に98.7 Wのピーク電力を提供した。

【0054】

図13に示されるもう1つの履行において、6個の1.2 Vバッテリー(全体で7.2 Vの入力電圧を提供する)から付勢される電源1302(Linear TechnologyモデルLT C1624 切換え調整コントローラに基づくDC-DCブースト変換器)は、6個の10 F / 2.5 Vのエーロゲル・スーパー・コンデンサを直列にして成る容量性素子1304と並列に接続され、各コンデンサは、5.1 k の分路抵抗を有し、合計で1.67 Fの容量及び15 Vの最大電圧を提供する。電源1302及び容量性素子1304は、各々がスピーカ1308 A及び1308 Bをそれぞれ駆動する一対のオーディオ増幅器1306 A及び1306 Bを付勢する。音楽信号1310 A及び1310 Bは、それぞれ、増幅器1306 A及び1306 Bに入力される。電源1302が、約0.6 Aにセットされた出力電流限界、及び14 V(8.4 Wの最大出力電力に対して)にセットされた公称出力電圧を有するとき、電源1302及び容量性素子1304は、一緒になって、検査した全ての音楽に対して9.5 V以上のままの出力電圧を有して増幅器1306 A及び1306 Bに22.5 Wのピーク電力を提供した。

【0055】

図14に示されるもう1つの履行において、AC-DC変換器1403(Apple Computer 12 V / 1 A wall pack)を介してAC幹線(mainsメインズ)から付勢される電源1402(Linear TechnologyモデルLT C1624 切換え調整コントローラに基づくDC-DCバック(buck)変換器)は、5個の4 F / 2.5 Vのエーロゲル(aerogel)・スーパー・コンデンサを直列にして成る容量性素子1404と並列に接続され、各コンデンサは、20 k の分路抵抗を有し、合計で0.8 Fの容量及び12.5 Vの最大電圧を提供する。電源1402及び容量性素子1404は、各々がスピーカ1408 A及び1408 Bをそれぞれ駆動する一対のオーディオ増幅器1406 A及び1406 Bを付勢する。音楽信号1410 A及び1410 Bは、それぞれ、増幅器1406 A及び1406 Bに入力される。電源1402が、約0.8 Aにセットされた入力電流限界、及び12 V(9.6 Wの最大入力電力に対して)にセット

された公称出力電圧を有するとき、電源 1 4 0 2 及び容量性素子 1 4 0 4 は、一緒になって、検査した全ての音楽に対して最小の動作電圧以上のままの出力電圧を有して増幅器 1 4 0 6 A 及び 1 4 0 6 B に 2 5 W のピーク電力を提供した。

他の実施形態も特許請求の範囲内にある。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 5 6 】

【図 1】負荷に結合された容量性素子と並列の電力変換器を示す回路図である。

【図 2 A】オーディオ増幅器に結合された容量性素子と並列の D C - D C 電力変換器を示す回路図である。

【図 2 B】オーディオ増幅器に結合された容量性素子と並列の A C - D C 電力変換器を示す回路図である。 10

【図 3 A】負荷を駆動する電圧源を示す回路図である。

【図 3 B】図 3 A の回路に対する電流 - 電圧特性を示す図である。

【図 4 A】負荷を駆動する電流源の等価回路を示す図である。

【図 4 B】図 4 A 及び図 4 C の回路に対する電流 - 電圧特性を示す図である。

【図 4 C】負荷を駆動する電流源の等価回路を示す図である。

【図 5 A】負荷に結合されたコンデンサと並列の電力変換器を示す回路図である。

【図 5 B】図 5 A の回路に対する電流 - 電圧特性を示す図である。

【図 5 C】図 5 A の回路の回路変数に対する時間プロットを示す図である。

【図 5 D】図 5 A の回路の回路変数に対する時間プロットを示す図である。 20

【図 6 A】負荷に結合されたコンデンサと並列の電力変換器を示す回路図である。

【図 6 B】図 6 A の回路に対する電流 - 電圧特性を示す図である。

【図 6 C】図 6 A の回路の回路変数に対する時間プロットを示す図である。

【図 6 D】異なったタイプの音楽の 1 つに対する電力消費動特性のプロットを示す図である。

【図 6 E】異なったタイプの音楽の 1 つに対する電力消費動特性のプロットを示す図である。

【図 6 F】異なったタイプの音楽の 1 つに対する電力消費動特性のプロットを示す図である。

【図 7 A】異なった感知技術の 1 つを示す回路図である。 30

【図 7 B】異なった感知技術の 1 つを示す回路図である。

【図 7 C】異なった感知技術の 1 つを示す回路図である。

【図 7 D】異なった感知技術の 1 つを示す回路図である。

【図 8】図 7 A の感知技術の履行に対する回路図である。

【図 9】時間の関数として変換器のスイッチ動作のプロットを示す図である。

【図 1 0 A】例示的な電流 - 電圧特性を示す図である。

【図 1 0 B】例示的な電流 - 電圧特性を示す図である。

【図 1 0 C】電力変換器動作に依存する利得を有するオーディオ増幅器を含む例を示す図である。

【図 1 0 D】電力変換器動作に依存する利得を有するオーディオ増幅器を含む例を示す図である。 40

【図 1 1】異なったタイプの音楽に対するピーク電力要求における減少対有効時定数のプロットを示す図である。

【図 1 2】オーディオ増幅器に結合された容量性素子と並列の電力変換器の履行のための回路図である。

【図 1 3】オーディオ増幅器に結合された容量性素子と並列の電力変換器の履行のための回路図である。

【図 1 4】オーディオ増幅器に結合された容量性素子と並列の電力変換器の履行のための回路図である。

【符号の説明】

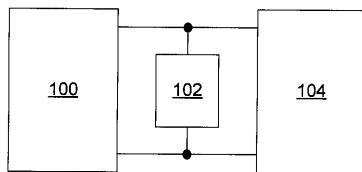
【 0 0 5 7 】

- 1 0 0 電力変換器
- 1 0 2 容量性素子
- 1 0 4 負荷
- 2 0 0 A D C - D C 電力変換器
- 2 0 0 B A C - D C 電力変換器
- 2 0 2 A 容量性素子
- 2 0 2 B 容量性素子
- 2 0 4 オーディオ増幅器
- 2 0 6 バッテリ
- 2 0 8 A C 幹線 (メインズ)
- 3 0 0 電圧源
- 3 0 4 抵抗
- 3 1 0 負荷抵抗
- 4 0 0 電流源
- 4 0 4 抵抗
- 5 0 0 電力変換器
- 5 0 2 コンデンサ
- 5 0 4 可変負荷

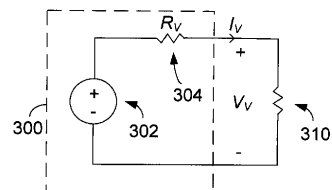
10

20

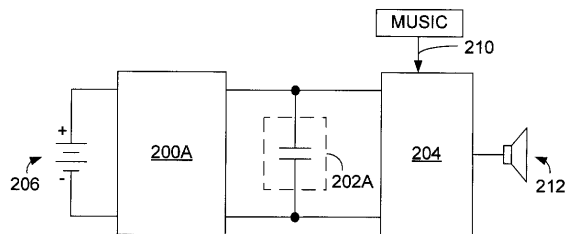
【 図 1 】



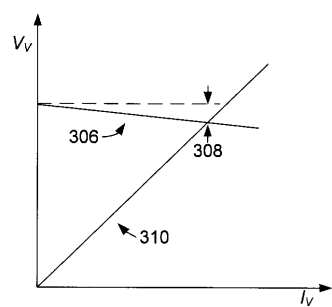
【 図 3 A 】



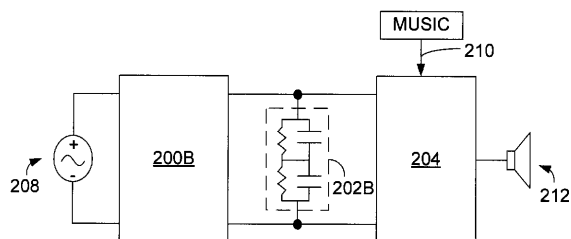
【 図 2 A 】



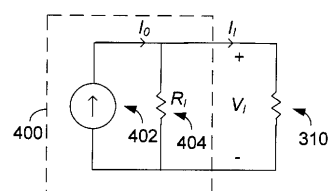
【 図 3 B 】



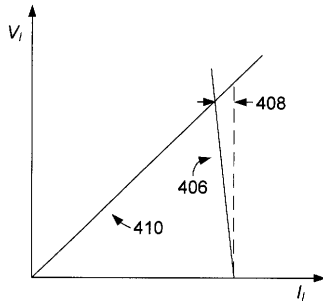
【 図 2 B 】



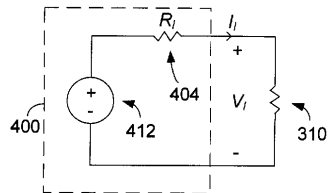
【 図 4 A 】



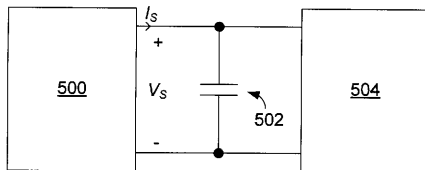
【図 4 B】



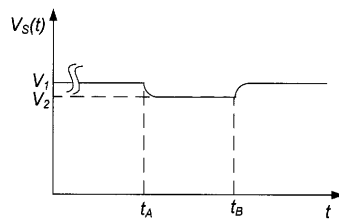
【図 4 C】



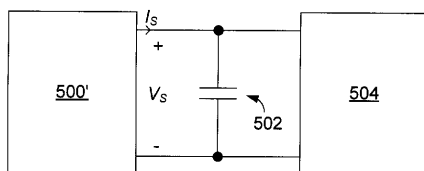
【図 5 A】



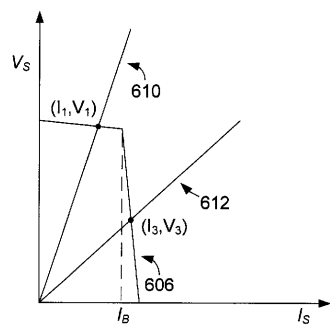
【図 5 D】



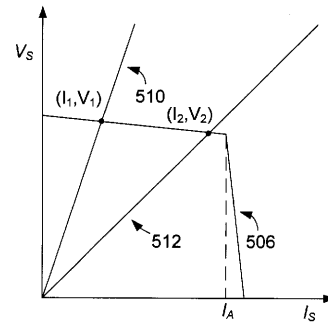
【図 6 A】



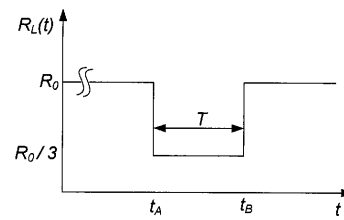
【図 6 B】



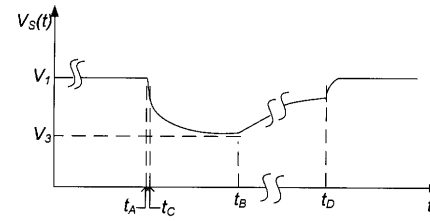
【図 5 B】



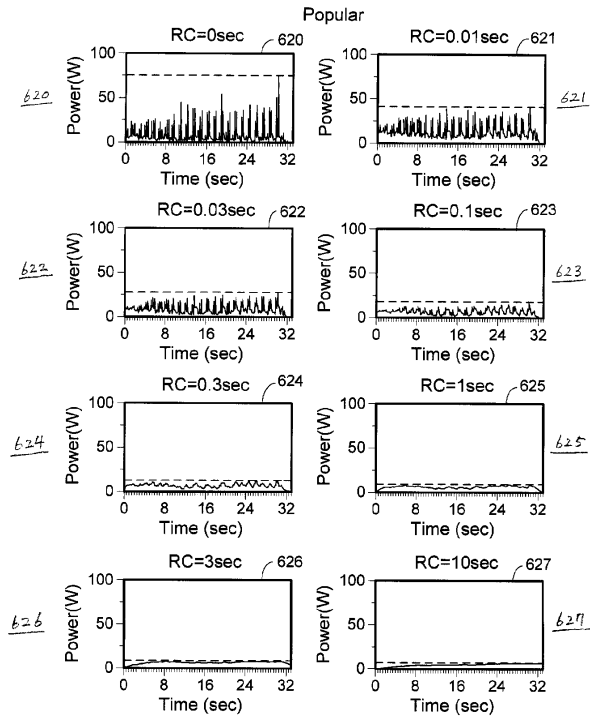
【図 5 C】



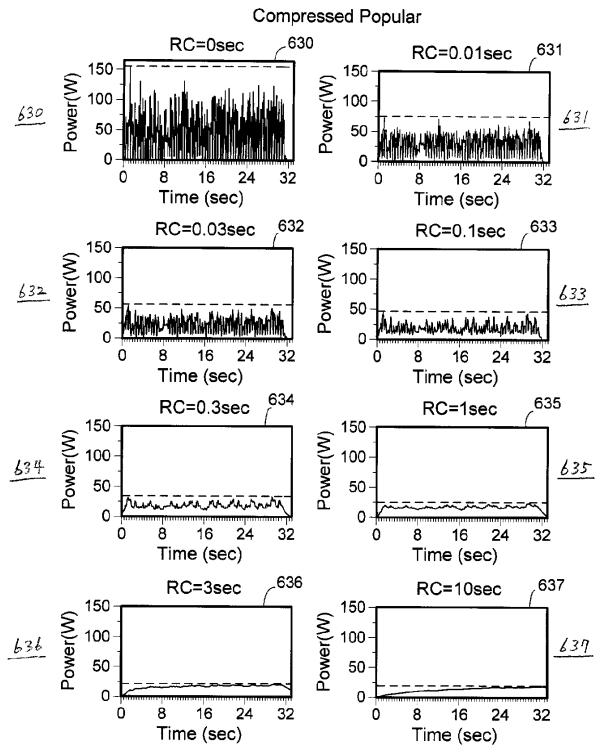
【図 6 C】



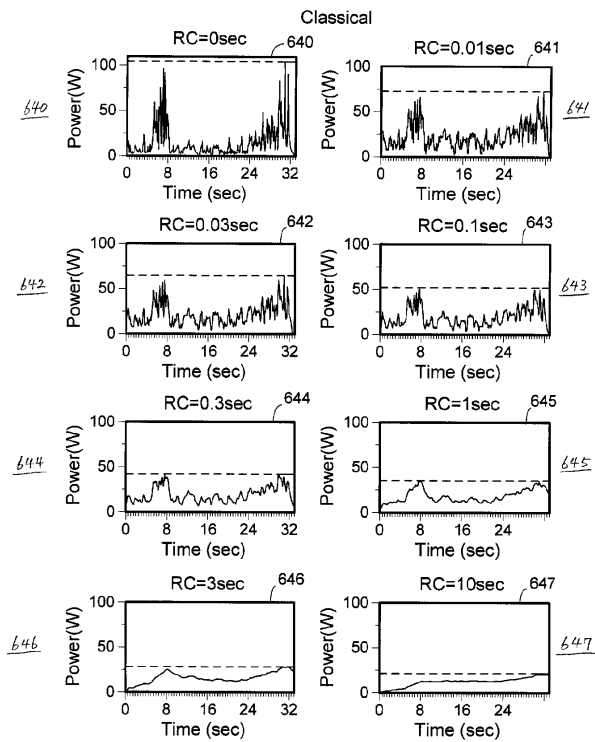
【図 6 D】



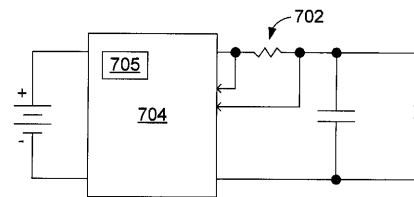
【図 6 E】



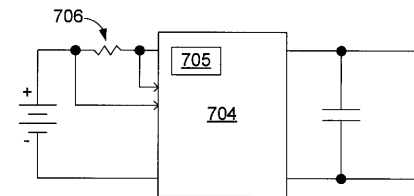
【図 6 F】



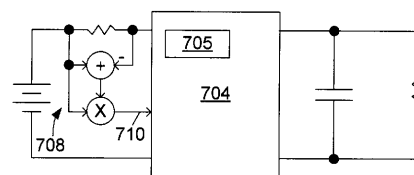
【図 7 A】



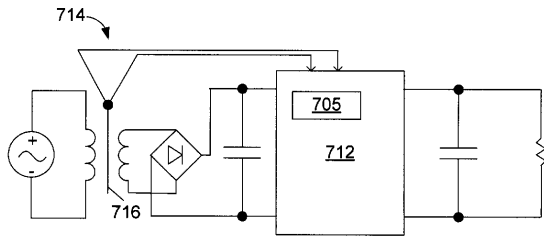
【図 7 B】



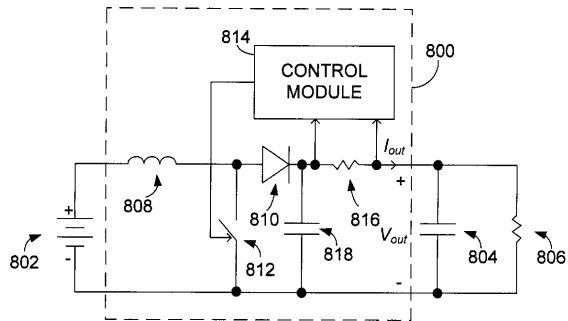
【図 7 C】



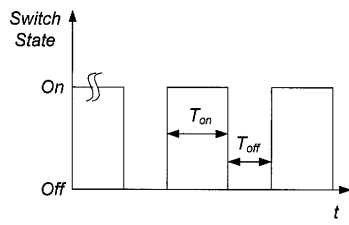
【図 7 D】



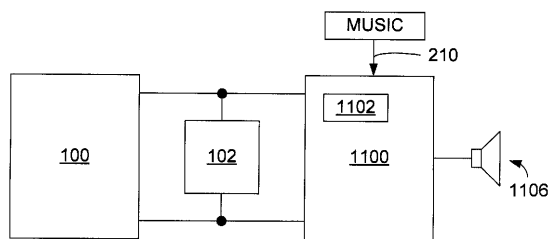
【図 8】



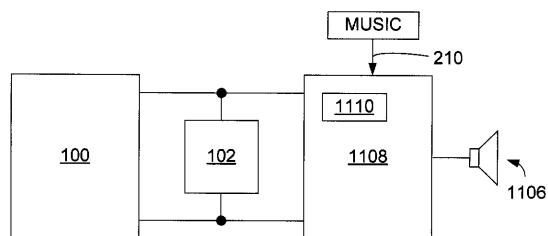
【図 9】



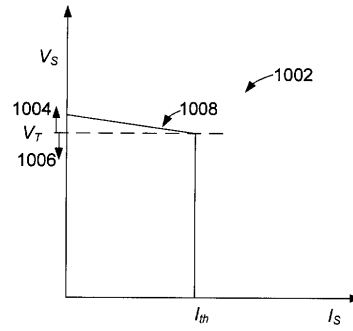
【図 10 C】



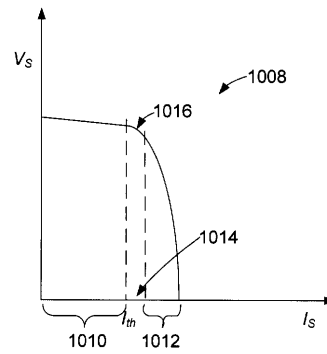
【図 10 D】



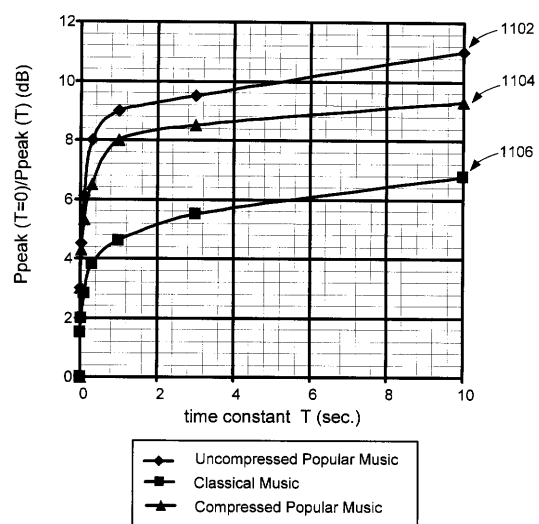
【図 10 A】



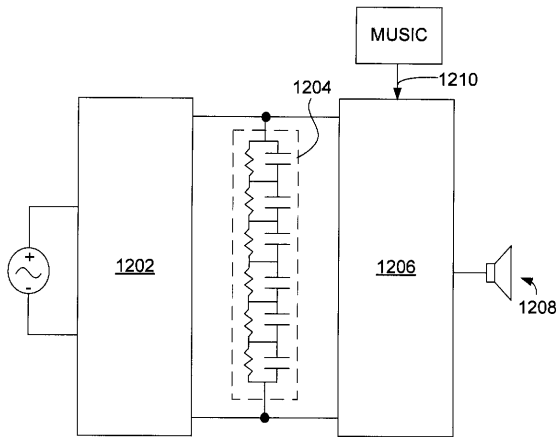
【図 10 B】



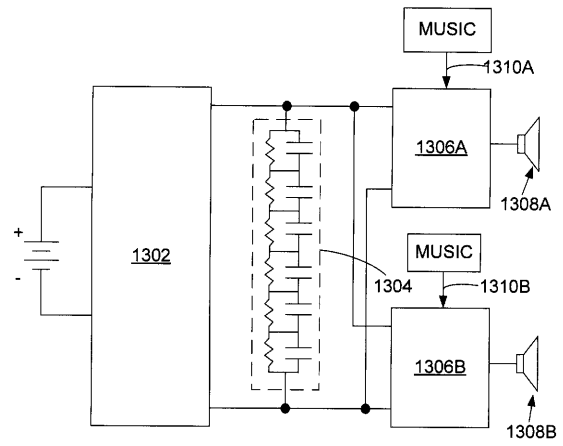
【図 11】



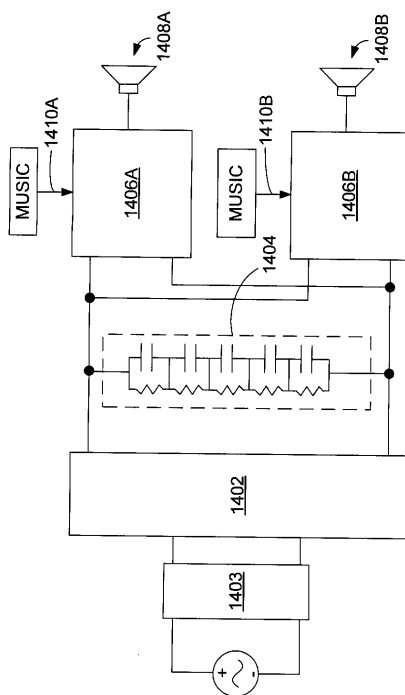
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



フロントページの続き

- (72)発明者 ローマン・リトブスキー
アメリカ合衆国・マサチューセッツ・02460・ニュートン・カリフォルニア・ストリート・5
21
- (72)発明者 ウィリアム・アール・ショート
アメリカ合衆国・マサチューセッツ・サウスボロ・(番地なし)

審査官 天坂 康種

- (56)参考文献 特開2002-215248(JP,A)
特開平01-284117(JP,A)
特開平10-304081(JP,A)
特開2001-275271(JP,A)
特開平02-073752(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/00