

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5606158号  
(P5606158)

(45) 発行日 平成26年10月15日 (2014. 10. 15)

(24) 登録日 平成26年9月5日 (2014. 9. 5)

(51) Int. Cl.

H02M 3/28 (2006.01)

F I

H02M 3/28

H

請求項の数 19 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2010-125447 (P2010-125447)	(73) 特許権者	501315784
(22) 出願日	平成22年6月1日 (2010. 6. 1)		パワー・インテグレーションズ・インコーポレーテッド
(65) 公開番号	特開2010-284073 (P2010-284073A)		アメリカ合衆国・95138・カリフォルニア州・サン ホゼ・ヘリヤー アベニュー・5245
(43) 公開日	平成22年12月16日 (2010. 12. 16)		
審査請求日	平成25年5月21日 (2013. 5. 21)	(74) 代理人	100064746
(31) 優先権主張番号	12/477, 010		弁理士 深見 久郎
(32) 優先日	平成21年6月2日 (2009. 6. 2)	(74) 代理人	100085132
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 森田 俊雄
		(74) 代理人	100083703
			弁理士 仲村 義平
		(74) 代理人	100096781
			弁理士 堀井 豊

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源コントローラ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電源コントローラであって、

電源の DC 入力電圧を表わす入力電圧検出信号を受けるように結合される第 1 の入力と

、  
電源の DC 出力電圧を表わす出力電圧検出信号を受けるように結合される第 2 の入力と、  
電源の入力電流を表わす入力電流検出信号を受けるように結合される第 3 の入力と、  
遅延ランプ信号を生成するように結合された遅延ランプ発生器と、前記入力電流検出信号の積分および前記入力電圧検出信号と前記出力電圧検出信号の比  
に応じた入力充電制御信号を生成するように結合された入力充電制御信号発生器と、前記遅延ランプ信号および前記入力充電制御信号を受けるように、かつ電源の出力を調整するように結合された駆動信号発生器とを備え、前記駆動信号発生器は、前記入力充電制御信号および前記遅延ランプ信号に応答して駆動信号を発生させ、前記駆動信号は、電源のスイッチを制御するように結合される、電源コントローラ。

【請求項 2】

前記入力充電制御信号発生器は、前記入力電流検出信号を積分して、入力充電信号を発生させるように結合された積分器をさらに含む、請求項 1 に記載の電源コントローラ。

【請求項 3】

前記入力充電制御信号発生器は、前記入力電圧検出信号、前記出力電圧検出信号および

10

20

前記入力充電信号を乗算、除算またはスケーリングして、前記入力充電制御信号を生成するように結合された算術演算子回路をさらに含む、請求項 2 に記載の電源コントローラ。

【請求項 4】

前記入力充電制御信号発生器は、前記入力電圧検出信号、前記出力電圧検出信号および前記入力電流検出信号を乗算、除算またはスケーリングして、前記入力電圧検出信号と前記出力電圧検出信号の比で乗算された前記入力電流検出信号に応答するスケーリングされた電流信号を発生させるように結合された算術演算子回路をさらに含む、請求項 1 に記載の電源コントローラ。

【請求項 5】

前記入力充電制御信号発生器は、前記スケーリングされた電力信号を積分して、前記入力充電制御信号を生成するように結合された積分器をさらに含む、請求項 4 に記載の電源コントローラ。

【請求項 6】

電源コントローラであって、

電源の DC 入力電圧を表わす入力電圧検出信号を受けるように結合される第 1 の入力と

、  
電源の DC 出力電圧を表わす出力電圧検出信号を受けるように結合される第 2 の入力と

、  
電源の入力電流を表わす入力電流検出信号を受けるように結合される第 3 の入力と、  
遅延ランプ信号を生成するように結合された遅延ランプ発生器と、  
前記入力電流検出信号を積分して、入力充電信号を生成するように結合された積分器と

、  
前記入力充電信号および前記入力電圧検出信号と前記出力電圧検出信号の比に応じた入力充電制御信号を生成するように結合された算術演算子回路と、

前記遅延ランプ信号および前記入力充電制御信号を受けるように、かつ電源の出力を調整するように結合された駆動信号発生器とを備え、前記駆動信号発生器は、前記入力充電制御信号および前記遅延ランプ信号に応答して駆動信号を発生させ、前記駆動信号は、電源のスイッチを制御するように結合される、電源コントローラ。

【請求項 7】

電源コントローラであって、

電源の DC 入力電圧を表わす入力電圧検出信号を受けるように結合される第 1 の入力と

、  
電源の DC 出力電圧を表わす出力電圧検出信号を受けるように結合される第 2 の入力と

、  
電源の入力電流を表わす入力電流検出信号を受けるように結合される第 3 の入力と、  
遅延ランプ信号を生成するように結合された遅延ランプ発生器と、

入力電流検出信号および前記入力電圧検出信号と前記出力電圧検出信号の比に応じたスケーリングされた電流信号を生成するように結合された算術演算子と、

前記スケーリングされた電流信号を積分して、入力充電制御信号を生成するように結合された積分器と、

前記遅延ランプ信号および前記入力充電制御信号を受けるように、かつ電源の出力を調整するように結合された駆動信号発生器とを備え、前記駆動信号発生器は、前記入力充電制御信号および前記遅延ランプ信号に応答して駆動信号を発生させ、前記駆動信号は、電源のスイッチを制御するように結合される、電源コントローラ。

【請求項 8】

前記遅延ランプ信号は、複数の区分線形セグメントを含む、請求項 1、6 または 7 に記載の電源コントローラ。

【請求項 9】

前記複数の区分線形セグメントは、実質的に傾きがゼロの第 1 のセグメントを含み、続いて傾きが有限で線形の第 2 のセグメントを含む、請求項 8 に記載の電源コントローラ。

10

20

30

40

50

## 【請求項 10】

クロック信号を生成するように結合された発振器をさらに備え、前記遅延ランプ信号は、前記クロック信号に応答して生成される、請求項 1、6 または 7 に記載の電源コントローラ。

## 【請求項 11】

前記スケールリングされた電流信号は、前記入力電流検出信号を前記入力電圧検出信号と前記出力電圧検出信号の比で乗算した積をさらにスケールリング因子で乗算した積である、請求項 4 または 7 に記載の電源コントローラ。

## 【請求項 12】

前記駆動信号発生器は、電源の前記スイッチを制御して、電源の出力電流を調整するように結合される前記駆動信号を発生させる、請求項 1、6 または 7 に記載の電源コントローラ。

10

## 【請求項 13】

前記スイッチおよび前記コントローラは、単一のモノリシック集積装置に組み込まれている、請求項 1、6 または 7 に記載の電源コントローラ。

## 【請求項 14】

電源において力率補正および定電流出力を提供する方法であって、前記方法は、  
遅延ランプ信号を生成することと、  
入力電流を表わす入力電流検出信号を積分し、それに応答して入力充電信号を生成することと、

20

入力電圧検出信号と出力電圧検出信号との比を決定することと、  
前記入力充電信号および前記入力電圧検出信号と前記出力電圧検出信号との比に応じた入力充電制御信号を生成することと、  
前記入力充電制御信号を前記遅延ランプ信号と比較して、駆動信号を生成して電源のスイッチを制御することとを備える、方法。

## 【請求項 15】

電源において力率補正および定電流出力を提供する方法であって、前記方法は、  
遅延ランプ信号を生成することと、  
入力電圧検出信号と出力電圧検出信号との比を決定することと、  
入力電流検出信号および前記入力電圧検出信号と前記出力電圧検出信号との比に応じたスケールリングされた電流信号を生成することと、  
前記スケールリングされた電力信号を積分して、それに応答して入力充電制御信号を生成することと、  
前記入力充電制御信号を前記遅延ランプ信号と比較して、駆動信号を生成して電源のスイッチを制御することとを備える、方法。

30

## 【請求項 16】

電源において力率補正および定電流出力を提供するためのコントローラであって、前記コントローラは、  
遅延ランプ信号を生成するための手段と、  
入力電流を表わす入力電流検出信号を積分し、それに応答して入力充電信号を生成するための手段と、  
入力電圧検出信号と出力電圧検出信号との比を決定し、前記入力充電信号および前記入力電圧検出信号と前記出力電圧検出信号との比に応じた入力充電制御信号を生成するための手段と、  
前記入力充電制御信号を前記遅延ランプ信号と比較して、駆動信号を生成して電源のスイッチを制御するための手段とを備える、コントローラ。

40

## 【請求項 17】

電源において力率補正および定電流出力を提供するためのコントローラであって、前記コントローラは、  
遅延ランプ信号を生成するための手段と、

50

入力電圧検出信号と出力電圧検出信号との比を決定し、入力電流検出信号および前記入力電圧検出信号と前記出力電圧検出信号との比に応じたスケールリングされた電流信号を生成するための手段と、

前記スケールリングされた電力信号を積分して、それに応答して入力充電制御信号を生成するための手段と、

前記入力充電制御信号を前記遅延ランプ信号と比較して、駆動信号を生成して電源のスイッチを制御するための手段とを備える、コントローラ。

【請求項 18】

電源コントローラであって、

遅延ランプ信号を生成するように結合された遅延ランプ発生器と、

入力電流を表わす入力電流検出信号を積分するように、かつそれに応答して入力充電信号を生成するように結合された積分器とを備え、前記入力電流は、電源のスイッチのスイッチング周期である周期を備えた脈動波形を有し、さらに、

前記入力充電信号および入力電圧検出信号と出力電圧検出信号との比に応じた入力充電制御信号を生成するように結合された算術演算子回路を備え、前記入力電圧検出信号は電源の整流入力電圧を表わし、前記出力電圧検出信号は電源の D C 出力電圧を表わし、さらに、

前記遅延ランプ信号および前記入力充電制御信号を受けるように、かつそれに応答して駆動信号を発生させ、前記スイッチを制御して電源の出力を調整するように結合された駆動信号発生器を備える、電源コントローラ。

【請求項 19】

電源コントローラであって、

遅延ランプ信号を生成するように結合された遅延ランプ発生器と、

入力電流検出信号および入力電圧検出信号と出力電圧検出信号との比に応じたスケールリングされた電流信号を生成するように結合された算術演算子回路とを備え、前記入力電流検出信号は入力電流を表わし、前記入力電流は、電源のスイッチのスイッチング周期である周期を備えた脈動波形を有し、前記入力電圧検出信号は電源の整流入力電圧を表わし、前記出力電圧検出信号は電源の D C 出力電圧を表わし、さらに、

前記スケールリングされた電流信号を積分して、入力充電制御信号を生成するように結合された積分器と、

前記遅延ランプ信号および前記入力充電制御信号を受けるように、かつそれに応答して駆動信号を発生させ、前記スイッチを制御して電源の出力を調整するように結合された駆動信号発生器を備える、電源コントローラ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

背景情報

開示の分野

この発明は、概して電源に関し、より具体的には、この発明は、電源の出力を調整する制御回路に関する。

【背景技術】

【0002】

背景

典型的なスイッチモード電源用途において、A C - D C 電源は、実効値（2乗平均平方根）で100～240ボルトの入力を通常のA C 電気コンセントから受ける。電源中のスイッチは、オンとオフとに制御回路によって切換えられて、たとえば照明のための発光ダイオード（L E D）に電流を提供するのに適していてもよい調整された出力を提供する。調整された出力は、典型的に、調整されたD C 電流であり、L E Dでの電圧は、典型的に、40ボルト未満である。

【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0003】

調整された電流をLEDに提供するAC-DC電源は、典型的に、以下に説明されるように、力率、ガルバニック絶縁、および効率に対する要件を満たさなければならない。満足のいく結果を低コストで提供することは、設計者の課題である。

## 【0004】

電気コンセントは、大きさ、周波数および高調波成分の規格に準拠している波形を有するAC電圧を提供する。しかしながら、コンセントから引き込まれる電流は、AC電圧を受ける電源の特性によって決定される。多くの用途において、監督機関は、AC電気コンセントから引き込まれてもよい電流の特定の特性に対する規格を設ける。たとえば、規格は、AC電流の特定の周波数成分の大きさに制限を設けてもよい。別の例において、規格は、コンセントが提供する電力の量に従って電流の実効値を制限してもよい。この文脈における電力は、エネルギーが消費される速度であり、典型的にはワットの単位で測定される。

10

## 【0005】

AC電流に対するすべてのそのような規格の全般的な目的は、電力網と呼ばれることがあるAC電力を分配するシステムに係る負担を軽減することである。高調波成分と呼ばれることがあるAC電圧の基本周波数以外の周波数の電流の成分は、有益な働きをしないが、それにもかかわらず電力網は、この成分を提供する能力を有さなくてはならず、この成分に関連する損失に耐えなければならない。高調波成分は、一般に、理想的な電流波形を歪ませ、そのため波形は、必要な電力を供給するのに必要な値よりも大幅に高い最大値を有する。送電網が高調波成分を提供する能力を有さない場合、電圧の波形は、電流の歪められた波形のピークと一致するときに容認できない値まで垂下するであろう。最も望ましいAC電流は、AC電圧の基本周波数である単一の周波数成分を有する。理想的な電流は、電圧の実効値で割ったコンセントからの電力の値と等しい実効値を有するであろう。言い換えれば、実効電圧と実効電流との積は、電流が理想的な特性を有するとき、コンセントからの電力に等しいであろう。

20

## 【0006】

力率は、AC電流が理想にどれくらい近く接近するかの尺度である。力率は、単純に、実効電流と実効電圧との乗算の積で除算されたコンセントからの電力である。100%の力率が理想的である。AC電圧の基本周波数以外の周波数成分を有する電流は、100%未満の力率をもたらすであろう。なぜならば、そのような成分は、実効値を増大させるが、出力電力に貢献しないためである。AC電圧の基本周波数は、典型的に、世界の異なる地域で50Hzか60Hzかのいずれかである。例として、AC電圧の基本周波数は、北米および台湾で定格60Hzであるが、欧州および中国では50Hzである。

30

## 【0007】

AC電圧を受ける電源がAC電流の特性を決定するため、高い力率を維持するために、電源は、その入力で特別な能動回路を用いることが多い。通常の受動整流器回路のみをその入力で用いる電源の力率は、典型的に低く、50%未満になる例もあるが、たとえば国際電気標準会議(IEC)規格IEC 61000-3-2などの入力電流に対する規格を満たすためには、典型的に、90%よりも実質的に大きい力率が必要とされる。地域によっては監督機関が規格を課すこともあるが、消費者用機器の製造業者は、彼らの製品が力率に対する規格を満たすかまたは超えて、競争力のある利点を得るように自発的に設計することが多い。したがって、たとえばLEDのためのAC-DC電源は、典型的に力率補正を含まなくてはならない。

40

## 【0008】

安全機関は、一般に、電源が入力と出力との間にガルバニック絶縁を提供することを要求する。ガルバニック絶縁は、DC電流が電源の入力と出力との間を流れないようにする。言い換えれば、ガルバニック絶縁を備えた電源の入力端子と出力端子の間に印加された高いDC電圧は、電源の入力端子と出力端子の間にDC電流を発生させない。ガルバニッ

50

ク絶縁の要件は、電源のコストの一因となる問題である。

【0009】

ガルバニック絶縁を備えた電源は、入力を出力から電氣的に分離する絶縁障壁を維持しなくてはならない。エネルギーは、絶縁障壁にわたって伝達されて、電力を出力に供給しなくてはならず、多くの場合フィードバック信号の形態を取る情報は、絶縁障壁にわたって伝達されて、出力を調整する。ガルバニック絶縁は、典型的に、電磁装置と電気光学装置とで得られる。変圧器および結合インダクタなどの電磁装置は、一般に、エネルギーを入力と出力との間に伝達して出力電力を提供するために用いられるが、電気光学装置は、一般に、信号を出力と入力の間で伝達して入力と出力の間でのエネルギーの伝達を制御するために用いられる。

10

【0010】

ガルバニック絶縁を備えたAC-DC電源に高い力率を提供するための一般的な解決法は、2段の電力変換を用いる。ガルバニック絶縁のない一方の段は、AC入力電流を整形して、高い力率を維持して、最終出力を調整する制御回路を備えたガルバニック絶縁を有する第2段の電力変換に中間出力を提供する。1段以上の電力変換を用いることは、システムのコストおよび複雑さを増大される。

【0011】

電源のコストを削減する努力は、電気光学装置および電気光学装置の関連する回路をなくすことに焦点を当ててきた。代替的な解決法は、一般に、たとえば変圧器またはたとえば結合インダクタなどの多数の巻線を備えた単一のエネルギー伝達要素を用いて、エネルギーを出力に提供し、また出力を制御するのに必要な情報を得る。最も低コストの構成は、典型的に、制御回路と高電圧スイッチとを絶縁障壁の入力側に設置する。コントローラは、出力についての情報をエネルギー伝達要素の巻線の電圧の観察から間接的に得る。情報を提供する巻線も、絶縁障壁の入力側にある。コストと複雑さを一層削減するために、コントローラは、エネルギー伝達要素の同じ巻線を用いて、エネルギーをコントローラに提供し、また電源への入力についての情報を得ることもできる。

20

【0012】

絶縁障壁の入力側は、1次側と称されることがあり、絶縁障壁の出力側は、2次側と称されることがある。1次側からガルバニック絶縁されていないエネルギー伝達要素の巻線も、1次側巻線であり、1次基準巻線と呼ばれることがある。入力電圧に結合され、入力電圧からエネルギーを受ける1次側にある巻線は、単に1次巻線と称されることがある。エネルギーを1次側にある回路に供給する他の1次基準巻線は、それらの主な機能を説明する名前を有してもよく、たとえばバイアス巻線またはたとえば検出巻線などである。1次側巻線からガルバニック絶縁されている巻線は、2次側巻線であり、出力巻線と呼ばれることがある。

30

【0013】

絶縁障壁の入力側にある巻線を用いて、ガルバニック絶縁された出力電圧についての情報を間接的に得ることは非常に簡単明瞭であるものの、ガルバニック絶縁された出力電流についての情報を間接的に得ることは別の難題である。多くの電源トポロジにおいて、入力巻線中の電流の測定単独では、出力電流を決定するのに不十分である。出力電流を測定するための従来の解決法は、通常、電流-電圧変換を含み、この変換は、電力を無駄にし、信号を絶縁障壁にわたって伝達するためにコストのかかる構成部品を用いる。したがって、従来の解決法は、AC-DCコンバータにおける低コストで高効率と高力率とを備えたガルバニック絶縁という目標を達成するには満足に行かないものである。

40

【0014】

図面の簡単な説明

この発明の非限定的かつ非網羅的な実施例および例を以下の図面を参照して説明する。図中、同様の参照番号は、特に指定がない限りさまざまな図面を通して同様の部品を指す。

【図面の簡単な説明】

50

## 【 0 0 1 5 】

【図 1】この発明の教示に従った、出力電流を調整しながら高力率を維持するためのコントローラを含む AC - DC 電源の機能ブロック図である。

【図 2】この発明の教示に従った、出力電流を調整しながら高力率を維持するための代替的なコントローラを含む AC - DC 電源の機能ブロック図である。

【図 3】この発明の教示に従った算術演算子回路例を説明する概略図である。

【図 4】図 1 および図 2 の回路からの信号の波形を示すタイミング図である。

【図 5】この発明の教示に従った、出力電流を調整しながら高力率を提供する代替的なコントローラを含む AC - DC フライバック電源例を説明する機能ブロック図である。

【図 6】この発明の教示に従った、出力電流を調整しながら高力率を提供する単段 AC - DC 電源の制御方法を説明するフロー図である。

10

【発明を実施するための形態】

## 【 0 0 1 6 】

詳細な説明

以下の説明において、この発明の十分な理解を与えるために数多くの特定の詳細が述べられる。しかしながら、当業者にとっては、この発明を実施するためにはその特定の詳細を採用する必要はないことは明らかであるであろう。他の例では、周知の材料または方法は、この発明を曖昧にしないために、詳細には説明されていない。

## 【 0 0 1 7 】

この明細書全体を通して、「1つの実施例」、「ある実施例」、「1つの例」または「ある例」の記載は、その実施例または例に関連して説明された特定の特徵、構造、または特性が、この発明の少なくとも1つの実施例に含まれることを意味する。よって、「1つの実施例において」、「ある実施例において」、「1つの例において」または「ある例において」という表現がこの明細書全体を通してさまざまな場所に表われても、必ずしもすべてが同じ実施例または例を参照しない。さらに、特定の特徵、構造、または特性は、1つ以上の実施例または例において任意の適切な組合せおよび/または下位の組合せで組合されてもよい。加えて、この明細書とともに提供される図面は、当業者への説明を目的とするものであり、図面は、必ずしも一律の縮尺に従わずに描かれていることが理解される。

20

## 【 0 0 1 8 】

図 1 の機能ブロック図には、AC ライン周期である周期  $T_L$  を備えた実質的に正弦波状の波形を有する AC 入力電圧  $V_{AC}$  102 を受ける AC - DC 電源 100 の 1 つの例が示されている。図 1 の電源例 100 は、AC 入力電流  $I_{AC}$  104 を有する。

30

## 【 0 0 1 9 】

図 1 の電源例において、全波ブリッジ整流器 106 は、DC - DC コンバータ 116 によって受けられる DC 整流電圧  $V_{RECT}$  112 を発生させる。整流電圧  $V_{RECT}$  112 は、入力帰線 108 に対して正である。DC - DC コンバータ 116 は、スイッチング周期である周期  $T_S$  を備えた脈動波形を有する入力電流  $I_{IN}$  114 を有する。スイッチング周期  $T_S$  は、ライン周期  $T_L$  よりもはるかに短い。スイッチング周期  $T_S$  は、スイッチング周波数の逆数であり、AC ライン周期  $T_L$  は、ライン周波数の逆数である。1つの例において、スイッチング周期  $T_S$  は、約 15 マイクロ秒であり、AC ライン周期  $T_L$  は、約 20 ミリ秒である。言い換えれば、AC ライン周期  $T_L$  は、典型的に、スイッチング周期  $T_S$  よりも約 1000 倍大きく、そのため、典型的に、1つの AC ライン周期内に約 1000 スwitchング周期がある。

40

## 【 0 0 2 0 】

図 1 の電源例において、ブリッジ整流器 106 の DC 端子にわたって結合された小さなキャパシタ C1 110 は、低インピーダンス源を入力電流  $I_{IN}$  114 のパルスに対して提供する。キャパシタ C1 110 は、任意の瞬間の AC 入力電流  $I_{AC}$  104 の大きさが DC 入力電流  $I_{IN}$  114 の平均に実質的にあるよう、入力電流  $I_{IN}$  114 の高周波数成分にフィルタをかけ、この平均は、スイッチング周期  $T_S$  にわたって取られたものである。

50

キャパシタ  $C_{1110}$  は、整流電圧  $V_{RECT112}$  が AC ライン周期  $T_L$  ごとに 2 度実質的に 0 になることを可能にするのに十分に小さい。

【0021】

図 1 の例における DC - DC コンバータ 116 は、出力電圧  $V_O126$  を負荷 128 で発生させる実質的に直流の出力電流  $I_O124$  を調整するコントローラ 132 によって制御される。出力電圧  $V_O126$  は、出力帰線 130 に対して正である。1 つの例において、負荷 128 は、LED 配列である。

【0022】

DC - DC コンバータ 116 は、典型的に、少なくとも 1 つのスイッチ 118 と、少なくとも 1 つの結合インダクタ 120 と、少なくとも 1 つのキャパシタ 122 とを含む。たとえばフライバックコンバータおよびたとえばバックコンバータの多くの変形例などの、ガルバニック絶縁された出力を提供するために典型的に用いられる脈動入力電流を備えたすべての標準的なコンバータ構成は、図 1 の例において DC - DC コンバータブロック 116 によって表わされるスイッチと、結合インダクタと、キャパシタとの配置によって実現化されてもよい。

【0023】

DC - DC コンバータ 116 およびコントローラ 132 の機能とともに識別されたさまざまな構成部品は、図 1 の電源例 100 に描かれる枠で示唆される境界内に制限される必要はない。個々の構成部品は、この発明の説明を助けるためにこの開示において簡単に識別可能な領域内に離隔されている。したがって、たとえば、スイッチ 118 などの構成部品は、スイッチ 118 が異なる機能と関連付けられた回路とともに物理的に位置しているとき、依然として DC - DC コンバータ 116 の要素として考えられてもよい。たとえば、スイッチ 118 は、ブリッジ整流器 106 とともにまとめられてもよく、またはスイッチ 118 は、ハイブリッド集積回路かモノリシック集積回路かのいずれかとして製造された集積回路中のコントローラ 132 の回路とともに含まれてもよい。

【0024】

図 1 の例において、コントローラ 132 は、DC 入力電流  $I_{IN114}$  を表す入力電流検出信号  $U_{IN134}$  を受ける。コントローラ 132 は、整流入力電圧  $V_{RECT112}$  を表す入力電圧検出信号  $U_{RECT136}$  も受ける。コントローラ 132 は、出力電圧  $V_O126$  を表わす出力電圧検出信号  $U_{OSENSE}$  も受ける。

【0025】

この開示において説明される実施例は、入力電流  $I_{IN114}$  を電流検出信号  $U_{IN134}$  として検出する多くの技術を用いてもよい。たとえば、入力電流は、個別抵抗器上の電圧として、または変流器からの電流として、または入力電流がトランジスタ中の電流と同じとき金属酸化物半導体電界効果トランジスタ (MOSFET) のオン抵抗にかかる電圧として、または電流検出電界効果トランジスタ (sense FET) の検出出力として検出されてもよい。したがって、この開示は、DC 入力電流  $I_{IN114}$  を検出する技術の具体例を省略する。

【0026】

図 1 の例において、DC - DC コンバータ 116 に含まれるスイッチ 118 は、コントローラ 132 から受けた駆動信号 160 に応答する。図 1 の例において、駆動信号 160 は、スイッチング周期  $T_s$  内でハイまたはローである論理信号である。1 つの例において、スイッチ 118 は、駆動信号 160 がハイのとき閉じており、スイッチ 118 は、駆動信号 160 がローのとき開いている。閉じたスイッチは、オン状態であると称されることがある。開いたスイッチは、オフ状態であると称されることがある。言い換えれば、オンになるスイッチは閉じ、オフになるスイッチは開く。図 1 の例において、DC 入力電流  $I_{IN114}$  は、駆動信号 160 がローのとき実質的にゼロである脈動電流である。

【0027】

入力電流検出信号  $U_{IN134}$ 、入力電圧検出信号  $U_{RECT136}$ 、および出力電圧検出信号  $U_{OSENSE138}$  は、それぞれ DC 入力電流  $I_{IN114}$ 、整流入力電圧  $V_{RECT112}$ 、お

10

20

30

40

50



よび出力電圧  $V_{O126}$  と既知の関係を有する任意の信号であってもよいことが理解される。たとえば、電圧は、電流信号として検出されてもよく、電流は、電圧信号として検出されてもよい。

#### 【0028】

コントローラ 132 は、たとえばスイッチング周期  $T_s$  の継続時間を設定するクロック信号 152 などのタイミング信号を提供し、かつ図 1 に示されていない他のタイミング信号も提供してもよい発振器 144 を含む。算術演算子回路 140 は、入力電流検出信号  $U_{IN134}$  と、入力電圧検出信号  $U_{RECT136}$  と、出力電圧検出信号  $U_{OSENSE138}$  とを受けて、スケーリングされた電流信号 146 を発生させ、この信号は、入力電流検出信号  $U_{IN134}$  を入力電圧検出信号  $U_{RECT136}$  と出力電圧検出信号  $U_{OSENSE138}$  の比で乗算し、一定のスケーリング因子  $K_1$  で再び乗算した積である。

10

#### 【0029】

コントローラ 132 は、リセット可能な積分器 148 も含む。リセット可能な積分器 148 は、スケーリングされた電流信号 146 を積分して、入力充電制御信号  $U_Q158$  を発生させる。よって、算術演算子回路 140 とリセット可能な積分器 148 とは、入力充電制御信号発生器を構成する。入力充電制御信号  $U_Q158$  は、スイッチング周期中に DC - DC コンバータ 116 が受ける電荷に正比例する。入力充電制御信号  $U_Q158$  は、追加の一定のスケーリング因子  $K_2$  によってスケーリングされてもよい。図 1 の例において、リセット可能な積分器 148 は、積分器をリセットし、かつ積分を開始させるクロック信号 152 を受ける。

20

#### 【0030】

1 つの例において、リセット可能な積分器 148 は、キャパシタと、電流源と、スイッチとを含んでもよい。電流源は、積分される信号を表わす値により、積分の時間中キャパシタを充電する。スイッチは、積分器がリセットされると、キャパシタを放電させる。リセット可能な積分器 148 の他の例は、積分の時間中のキャパシタの充電がキャパシタの線形動作範囲内で起こるよう、必ずしもゼロではない既知の値に積分器をリセットすることを含めて、一層高度化された機能も含んでもよい。別の例において、リセット可能な積分器 148 は、2 方向積分器であってもよい。つまり、リセット可能な積分器 148 は、あるスイッチング周期  $T_s$  中にキャパシタを充電することによって積分してもよく、次に後続のスイッチング周期においてキャパシタを放電させることによって積分してもよい。そのような 2 方向積分器は、駆動信号 160 に対して高い最大デューティ比（たとえば 99% - 100%）が所望される用途において有用であってもよい。

30

#### 【0031】

図 1 の例において、コントローラ 132 に含まれた遅延ランプ発生器 142 は、遅延ランプ信号  $U_{DR154}$  を提供する。遅延ランプ信号  $U_{DR154}$  は、典型的に、特定の DC - DC コンバータからの所望の力率を得るように選択された特性を備えた区分線形セグメントを含む信号である。フライバックコンバータについては、たとえば、遅延ランプ信号  $U_{DR154}$  の波形は、ゼロよりも大きい大きさの短い水平セグメントをスイッチング周期の始めで有し、続いて一定の傾きで次のスイッチング周期の前にゼロまで減少するはるかに長いセグメントを有してもよい。バックコンバータについては、たとえば、遅延ランプ信号  $U_{DR154}$  の波形は、この短い水平セグメントに続いて、異なる傾きで線形に減少する 2 つのセグメントを有してもよい。1 つの例において、遅延ランプ信号  $U_{DR154}$  は、実質的に傾きがゼロの第 1 のセグメントを含み、続いて傾きが有限で線形の第 2 のセグメントを含む。遅延ランプ信号の生成は、典型的に、このために生成されたかまたはコントローラ中の他の回路から容易に入手可能かのいずれかである三角波形の一部を加算することによって達成される。

40

#### 【0032】

図 1 の例のコントローラ 132 中の駆動信号発生器（すなわち比較器 156）は、入力充電制御信号  $U_Q158$  を遅延ランプ信号  $U_{DR154}$  と比較して、駆動信号 160 を発生させる。1 つの例において、駆動信号 160 は、入力充電制御信号  $U_Q158$  が、遅延ラ

50

ンプ信号  $U_{DR154}$  未満であるときハイ状態であり、駆動信号 160 は、入力充電制御信号  $U_{Q158}$  が、遅延ランプ信号  $U_{DR154}$  よりも大きいとき、ロー状態である。

【0033】

図1の例におけるコントローラ132内の機能ブロックは、図2の例に示されるように、異なった配置をされて、異なった順序で信号に作用して、同じ結果を生じさせてもよい。図2には、コントローラ132内の機能の代替的な配置が示されている。図2の例において、入力電流検出信号  $U_{IN134}$  は、まず、リセット可能な積分器148によって積分され、スケーリングされて、入力充電信号  $U_{INQ205}$  を発生させる。次に、算術演算子回路140は、入力充電信号  $U_{INQ205}$  を受けて、入力充電制御信号  $U_{Q158}$  を発生させ、この信号は、図1の例におけるように、比較器156によって遅延ランプ信号  $U_{DR154}$  と比較される。

10

【0034】

図1および図2の例におけるコントローラ132内の個々の信号は、組合せおよび配置が異なって、同じ結果を生じさせてもよい。たとえば、遅延ランプ信号  $U_{DR154}$  と入力充電制御信号  $U_{Q158}$  との直接比較の代替的な配置として、遅延ランプ信号  $U_{DR154}$  が入力充電制御信号  $U_{Q158}$  から減算され、差が一定のレベルと比較されてもよい。数学的には、この代替例は、比較器156の両方の入力から同じ信号（遅延ランプ信号  $U_{DR154}$ ）をただ減算するだけである。

【0035】

図3には、図1および図2の算術演算子回路の機能を果たしてもよい回路例300が示されている。

20

【0036】

図3の回路において、バイポーラNPNトランジスタ330、320、325、および355は整合されている。非常に良好な近似で、バイポーラトランジスタのベース・エミッタ電圧は、コレクタ電流の自然対数に正比例する。つまり、関心領域における実用値（practical value）は、

【0037】

【数1】

$$V_{BE} \approx V_T \ln \left( \frac{I_C}{I_S} \right)$$

方程式1

30

【0038】

であり、式中、 $V_{BE}$  は、ベース・エミッタ電圧であり、 $V_T$  は、物理定数によって定められる熱電圧であり、 $I_C$  は、コレクタ電流であり、 $I_S$  は、トランジスタのベース・エミッタ接合の逆飽和電流である。図3中の回路について、

【0039】

【数2】

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE3} + V_{BE4}$$

方程式2

40

【0040】

である。したがって、全トランジスタのベース電流が無視できるものである条件下で、方程式(1)の関係は、電流  $I_{X305}$  と  $I_{Y360}$  とが、式

【0041】

【数3】

$$I_Y = \frac{I_{C2}}{I_{C3}} I_X$$

方程式3

【0042】

50

による関係があることを必要とする。

言い換えれば、方程式(1)の対数関係の図3の回路への適用により、入力電流 $I_{X305}$ が、電流源310および335の値 $I_{C2}$ によって乗算されることが示される。入力電流 $I_{X305}$ が、電流源315および340の値 $I_{C3}$ によって除算されることも示される。したがって、 $I_{X305}$ が第1の信号に比例し、電流源310および335が第2の信号に比例するとき、2つの信号の乗算は、図3中の回路によって得られてもよい。電流源315および340が第3の信号に比例するとき、第3の信号の逆数による乗算も、得られてもよい。図3の回路例の多くの適切な変形例がこの技術分野において知られている。

#### 【0043】

1つの例において、電流源 $I_{C2310}$ および335は、入力電圧検出信号 $U_{RECT136}$ によって制御される可変電流源であり、電流源 $I_{C3315}$ および340は、出力電圧検出信号 $U_{OSENSE}$ によって制御される可変電流源である。よって、入力電流 $I_X$ が入力充電検出信号 $U_{INQ205}$ に正比例するので、出力電流 $I_Y$ は、図2の例に従った入力充電制御信号 $U_Q158$ を表わす。

#### 【0044】

図4は、図1および図2のコントローラ132における信号の、2つの完全なスイッチング周期405および410の間のタイミング図400である。タイミングをとるための便利な基準信号は、クロック信号152である。タイミング図例400において、クロック信号152の立下がり、スイッチング周期が始まる印となる。たとえば、スイッチング周期405は、時間 $t_{0415}$ で開始し、時間 $t_{3430}$ で終了し、スイッチング周期410は、時間 $t_{3430}$ で開始し、時間 $t_{4435}$ で終了する。

#### 【0045】

図4のタイミング図例400において、駆動信号(「ゲート」)160は、スイッチング周期405の始めでハイになって、DC-DCコンバータ116中のスイッチ118を閉じる。DC-DCコンバータ116は、スイッチ118が閉じている間、DC入力電流 $I_{IN114}$ を受けてもよい。タイミング図400には、遅延ランプ信号 $U_{DR154}$ がスイッチング周期405の開始後、遅延時間 $T_D440$ の間、一定の正の値であり、次にクロック信号152の立上がりにある時間 $t_{2425}$ でのゼロまで線形に減少することが示されている。図4に示されるように、遅延ランプ信号 $U_{DR154}$ は、実質的に傾きがゼロの第1のセグメント445を含み、続いて傾きが有限で線形の第2のセグメント450を含む。

#### 【0046】

図4の例において、クロック信号152の立上がりは、時間 $t_{0415}$ 、 $t_{3430}$ および $t_{4435}$ でリセット可能な積分器148をリセットして、入力充電制御信号 $U_Q158$ をゼロの値にする。DC-DCコンバータ116は、入力電流検出信号 $U_{IN134}$ によって示されるように、駆動信号160がハイのときDC入力電流 $I_{IN114}$ を受ける。入力充電制御信号 $U_Q158$ は、リセット可能な積分器が入力電流検出信号 $U_{IN134}$ を積分するにつれて増大する。

#### 【0047】

タイミング図例400には、駆動信号160は、入力充電制御信号 $U_Q158$ が、遅延ランプ信号 $U_{DR154}$ 未満のときハイのままであることが示されている。駆動信号160は、図4において、入力充電制御信号 $U_Q158$ が、遅延ランプ信号 $U_{DR154}$ と等しくなった後ローになる。言い換えれば、スイッチ118は、スイッチング周期 $T_S405$ の始めにある時間 $t_{0415}$ から、入力充電制御信号 $U_Q158$ が上昇して、時間 $t_{1420}$ で遅延ランプ信号 $U_{DR154}$ の値に達するまで閉じている。入力充電制御信号 $U_Q$ が時間 $t_{1420}$ で遅延ランプ信号 $U_{DR154}$ の値に達すると、スイッチ118は、スイッチング周期 $T_S405$ の残りの間、開いている。

#### 【0048】

遅延ランプ信号 $U_{DR154}$ は、時間 $t_{1420}$ で減少しているので、入力充電信号 $U_Q158$ は、時間 $t_{1420}$ とスイッチング周期 $T_S405$ の終わりとの間で遅延ランプ信号 $U$

10

20

30

40

50

$U_{DR}$  1 5 4 よりも大きくなる。したがって、コントローラ 1 3 2 は、入力充電信号  $U_Q$  1 5 8 が遅延ランプ信号  $U_{DR}$  1 5 4 の値よりも大きくなると、スイッチ 1 1 8 を開く。

【 0 0 4 9 】

図 5 には、フライバックコンバータとして知られる特定の DC - DC コンバータを含む電源 5 0 0 中の集積回路コントローラ 5 8 5 の 1 つの例が示されている。図 5 のフライバックコンバータ例は、インダクタ  $T_1$  5 3 5 に結合された、変圧器と称されることがあるエネルギー伝達要素を含む。結合インダクタ  $T_1$  5 3 5 は、一方の端部が整流入力電圧  $V_{RECT}$  1 1 2 に結合された 1 次巻線 5 2 5 を有する。結合インダクタ  $T_1$  5 3 5 は、一方の端部が出力帰線 1 3 0 に結合された 2 次巻線 5 3 0 を有する。結合インダクタ  $T_1$  5 3 5 は、一方の端部が入力帰線 1 0 8 に結合された検出巻線 5 5 0 を有する。

10

【 0 0 5 0 】

図 5 の電源例 5 0 0 は、集積回路コントローラ 5 8 5 に含まれた DC - DC コンバータのスイッチ  $S_1$  1 1 8 を有する。図 5 の例におけるスイッチ  $S_1$  1 1 8 は、1 次巻線 5 2 5 の一方の端部に結合されている。スイッチ  $S_1$  1 1 8 は、駆動信号 1 6 0 に応答して開閉する。1 つの例において、スイッチ  $S_1$  1 1 8 は、金属酸化物半導体電界効果トランジスタ (MOSFET) であってもよい。別の例において、スイッチ  $S_1$  1 1 8 は、バイポーラ接合トランジスタ (BJT) であってもよい。さらに別の例において、スイッチ  $S_1$  1 1 8 は、絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (IGBT) であってもよい。クランプ回路 5 2 0 は、1 次巻線 5 2 5 の両端間に結合されて、スイッチ  $S_1$  1 1 8 が開いているとき、1 次巻線 5 2 5 にかかる電圧を制限する。

20

【 0 0 5 1 】

図 5 の電源例 5 0 0 において、コントローラ 5 8 5 は、入力電圧検出信号 1 3 6、出力電圧検出信号 1 3 8 および入力電流検出信号 1 3 4 に応答して駆動信号 1 6 0 を生成する。スイッチ中の電流を検出するこの技術分野において実施されたいくつかの方法のうち任意のものが、電流検出信号 1 3 4 を提供してもよい。図 5 の電源例において、入力電流検出信号 1 3 4 は、スイッチ  $S_1$  1 1 8 中の電流  $I_D$  5 9 5 の値を表わす電流  $I_S$  5 6 5 である。図 5 の電源例において、電流  $I_D$  5 9 5 は、スイッチ  $S_1$  1 1 8 が閉じているとき、DC 入力電流  $I_{IN}$  1 1 4 と同じである。

【 0 0 5 2 】

図 5 の電源例 5 0 0 におけるコントローラ 5 8 5 は、整流入力電圧  $V_{RECT}$  1 1 2 のピーク値を表わす電流  $I_{RECT}$  5 9 0 として入力電圧検出信号  $U_{RECT}$  1 3 6 を受ける。キャパシタ  $C_2$  5 1 0 は、ダイオード 5 0 5 を通して整流電圧  $V_{RECT}$  1 1 2 のピーク値まで充電される。キャパシタ  $C_2$  5 1 0 は、AC ライン周期  $T_L$  の半分の間、抵抗器  $R_1$  5 1 5 を通して電流  $I_{RECT}$  5 9 0 の無視できる変化を可能にする速度で放電する。したがって、図 5 の電源例 5 0 0 におけるコントローラ例 5 8 5 は、整流入力電圧  $V_{RECT}$  1 1 2 のピークに応答する。

30

【 0 0 5 3 】

図 5 の電源例 5 0 0 において、スイッチ  $S_1$  1 1 8 の切換は、2 次巻線 5 3 0 中に脈動電流を発生させる。2 次巻線 5 3 0 中の電流は、ダイオード  $D_1$  5 4 0 によって整流され、キャパシタ  $C_3$  5 4 5 によってフィルタをかけられて、図 5 に示されない負荷に提供される実質的に直流の出力電圧  $V_O$  1 2 6 および出力電流  $I_O$  1 3 5 を発生させる。

40

【 0 0 5 4 】

図 5 の電源例 5 0 0 における結合インダクタ  $T_1$  5 3 5 は、バイパス巻線 5 5 0 を含む。バイパス巻線 5 5 0 中の電流は、ダイオード 5 5 5 によって整流され、キャパシタ 5 7 0 によってフィルタをかけられて、出力電圧  $V_O$  1 2 6 を表わす実質的に直流の電圧  $V_B$  5 7 0 を発生させる。

【 0 0 5 5 】

図 5 の電源例 5 0 0 におけるコントローラ 5 8 5 は、出力電圧  $V_O$  1 2 6 を表わす出力電圧検出信号  $U_{OSENSE}$  1 3 8 を、フィードバック電流  $I_{FB}$  5 7 5 としてフィードバック抵抗器  $R_{FB}$  5 8 0 を通して受ける。入力電流検出信号  $U_{IN}$  1 3 4、入力電圧検出信号  $U_{RECT}$

50

136 および出力電圧検出信号  $U_{\text{OSENSE}}$  138 について説明されたこれらの入力で、図5の電源例500におけるコントローラ585は、図1のコントローラ例132と同じように動作する。

【0056】

図6は、調整された出力電流とともに高力率を生じさせる電源の制御方法を説明するフローチャート600である。

【0057】

ステップ605における開示後、ステップ615において、入力電圧および出力電圧を検出する。ステップ620は、積分ステップのための初期値を設定する。次に、ステップ625においてスイッチを閉じて、入力電流が流れることを可能にする。スイッチが閉じている間、ステップ630において入力電流を検出する。ステップ635において、検出入力電流を、検出入力電圧と検出出力電圧の比でスケーリングする。ステップ640において、遅延ランプ信号を生成する。

【0058】

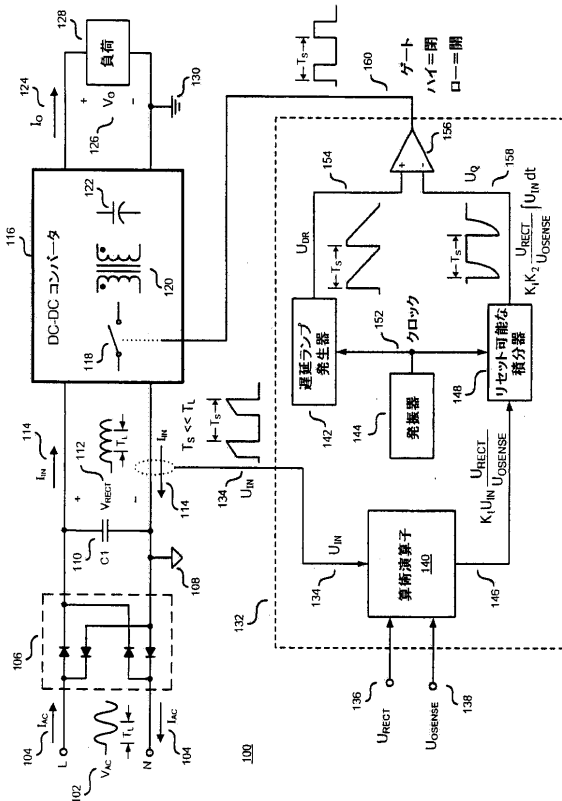
ステップ645において、スケーリングされた入力電流を積分する。ステップ650において、スケーリングされた入力電流の積分を、遅延ランプと比較する。スケーリングされた入力電流の積分が遅延ランプ信号未満の場合、入力電流を流れ続けさせ、積分は、ステップ625から650まで継続する。スケーリングされた入力電流の積分が遅延ランプ信号未満でない場合、ステップ655において入力電流を終了させ、プロセスは、ステップ615へと続く。

【符号の説明】

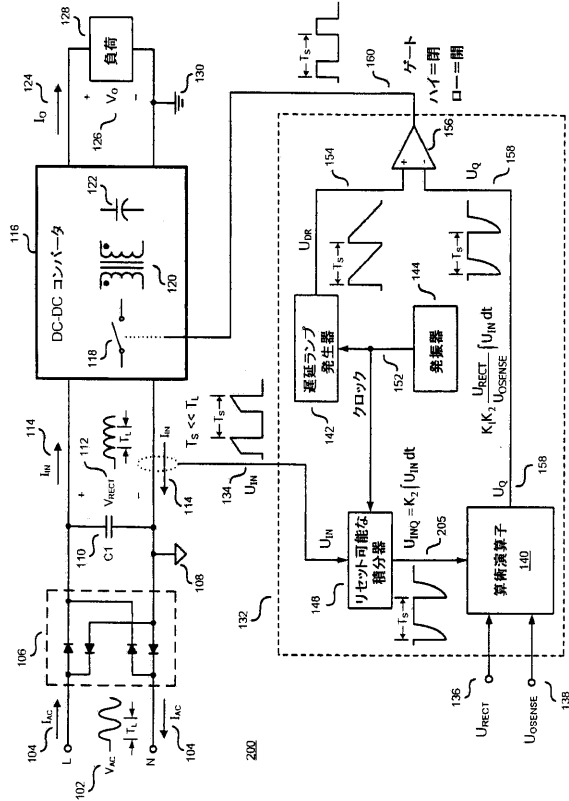
【0059】

100 電源、104 AC入力電流  $I_{\text{AC}}$ 、106 全波ブリッジ整流器、108 入力帰線、110 キャパシタC1、114 入力電流  $I_{\text{IN}}$ 、116 DC-DCコンバータ、118 スイッチ、120 結合インダクタ、122 キャパシタ、124 実質的に直流の出力電流  $I_{\text{O}}$ 、126 出力電圧  $V_{\text{O}}$ 、128 負荷、130 出力帰線、132 コントローラ、134 入力電流検出信号  $U_{\text{IN}}$ 、136 入力電圧検出信号  $U_{\text{RECT}}$ 、138 出力電圧検出信号  $U_{\text{OSENSE}}$ 、140 算術演算子回路、142 遅延ランプ発生器、144 発振器、146 スケーリングされた電流信号、148 リセット可能な積分器、152 クロック信号、154 遅延ランプ信号  $U_{\text{DR}}$ 、156 比較器、158 入力充電制御信号  $U_{\text{Q}}$ 、160 駆動信号。

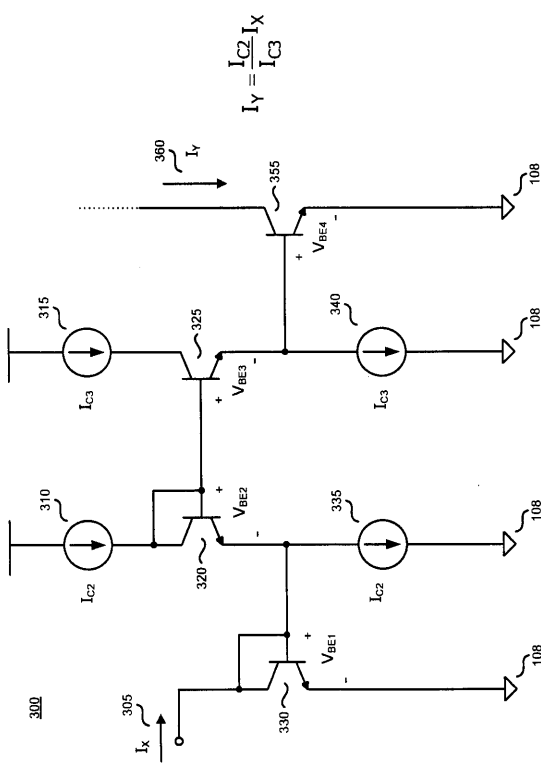
【 図 1 】



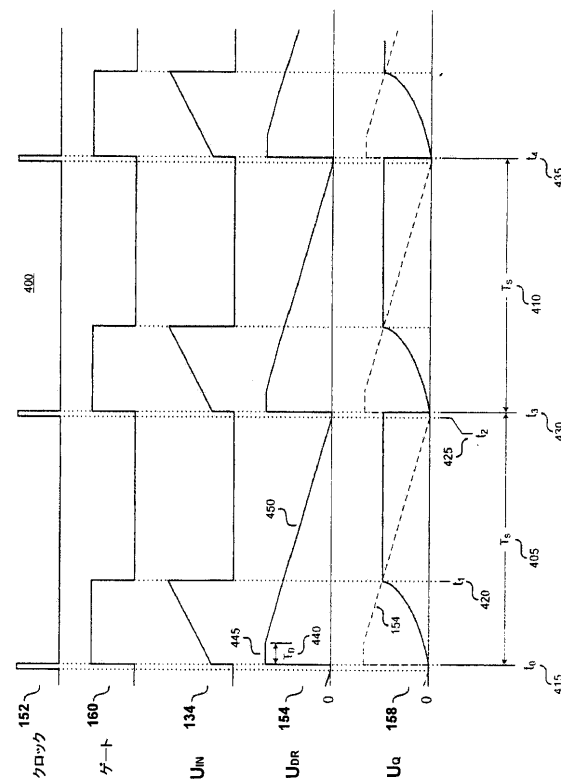
【 図 2 】



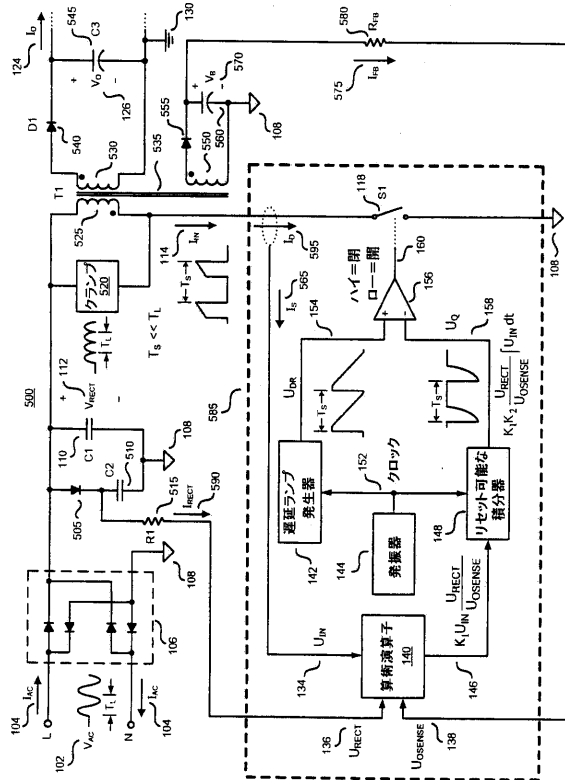
【 図 3 】



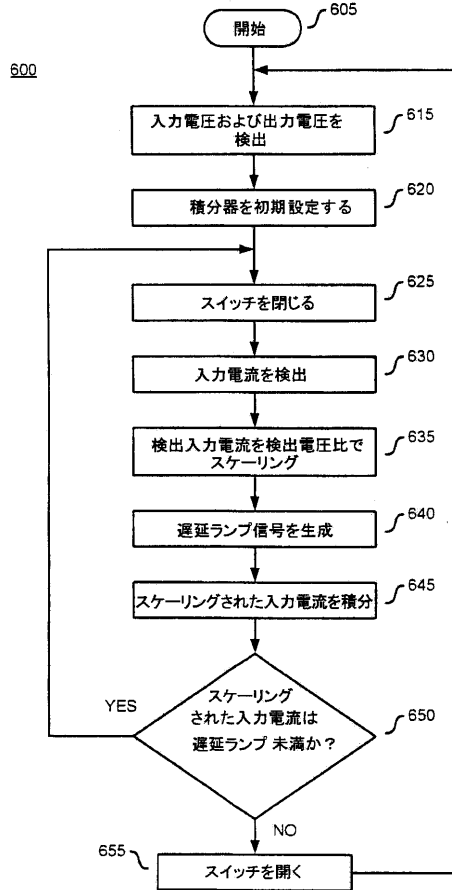
【 図 4 】



【図 5】



【図 6】



---

フロントページの続き

(74)代理人 100109162

弁理士 酒井 将行

(74)代理人 100111246

弁理士 荒川 伸夫

(74)代理人 100124523

弁理士 佐々木 真人

(72)発明者 ローランド・エス・セイント・ピエール

アメリカ合衆国、9 5 1 3 5 カリフォルニア州、サン・ノゼ、リトルワース・ウェイ、4 2 3 3

審査官 下原 浩嗣

(56)参考文献 特開平02-084060(JP,A)

特開2006-353048(JP,A)

特開2008-259415(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/28