

(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2011-50236
(P2011-50236A)

(43) 公開日 平成23年3月10日(2011.3.10)

(51) Int.Cl.

HO2M 3/155 (2006.01)
HO2M 7/12 (2006.01)

F

HO2M 3/155
HO2M 7/12

F
Q

テーマコード（参考）

(P2011-50236A)
成23年3月10日(2011.3.10)

(21) 出願番号 特願2010-182057 (P2010-182057)
(22) 出願日 平成22年8月17日 (2010. 8. 17)
(31) 優先権主張番号 12/550, 268
(32) 優先日 平成21年8月28日 (2009. 8. 28)
(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 501315784
パワー・インテグレーションズ・インコーポレーテッド
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

(74) 代理人 110001195
特許業務法人深見特許事務所

(72) 発明者 チャオージュン・ワン
アメリカ合衆国・95132 カリフォルニア州、サン・ノゼ、モリル・アベニュー、
1281

最終頁に続く

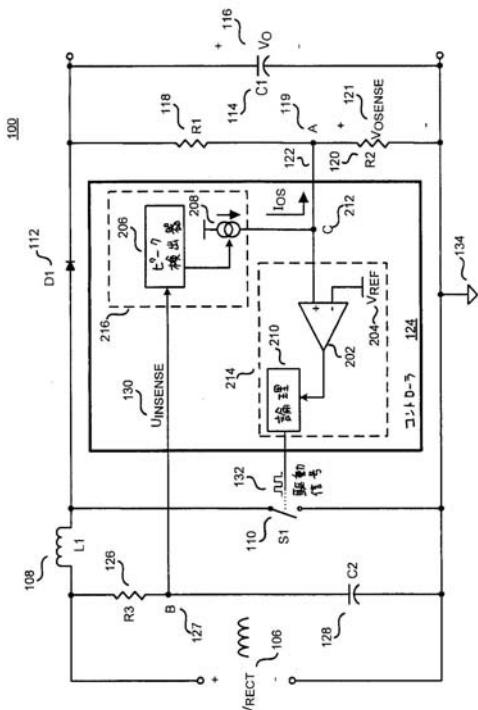
(54) 【発明の名称】 電源用コントローラおよび電源

(57)【要約】

【課題】入力電圧よりも出力電圧が大きい電源を提供する。

【解決手段】電源 100 用の例示的なコントローラ 124 は、駆動信号生成器 214 と補償回路 216 とを含む。駆動信号生成器 214 は、検知された出力電圧に応答して、電源 100 に含まれるスイッチ S1 110 のスイッチングを制御して、電源 100 の出力電圧が電源 100 の入力電圧よりも大きくなるように電源 100 の出力電圧を調整するように結合されるものである。補償回路 216 は、駆動信号生成器 214 に結合され、電源 100 の入力電圧に応答して、検知された出力電圧を調節するためのオフセット電流を出力するようにも結合される。

【選択図】図 2



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

電源用コントローラであって、

検知された出力電圧に応答して、駆動信号を与えて前記電源に含まれるスイッチのスイッチングを制御して、前記電源の出力電圧が前記電源の入力電圧よりも大きくなるように前記電源の前記出力電圧を調整するように結合されるべき駆動信号生成器と、

前記駆動信号生成器に結合され、かつ前記電源の前記入力電圧に応答して前記検知された出力電圧を調節するためのオフセット電流を出力するように結合される補償回路とを備える、コントローラ。

【請求項 2】

前記補償回路は、前記入力電圧の増大に応答して前記オフセット電流を減少させるように適合される、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 3】

前記オフセット電流は、前記入力電圧の増大に応答して線形に減少する、請求項 2 に記載のコントローラ。

【請求項 4】

前記オフセット電流は、前記入力電圧が第 1 の入力しきい値未満である場合は一定の非ゼロの値であり、前記オフセット電流は、前記入力電圧が前記第 1 の入力しきい値以上である場合は前記入力電圧の増大に応答して減少する、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 5】

前記オフセット電流は、前記入力電圧が第 2 の入力しきい値未満である場合は前記入力電圧の増大に応答して減少し、前記オフセット電流は、前記入力電圧が前記第 2 の入力しきい値以上である場合は実質的に 0 である、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 6】

前記オフセット電流は、前記入力電圧が第 1 の入力しきい値に減少するまでは実質的に 0 であり、前記オフセット電流は、前記入力電圧が第 2 の入力しきい値に増大するまでは実質的に一定の非ゼロの値であり、前記第 2 の入力しきい値は前記第 1 の入力しきい値よりも大きい、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 7】

前記スイッチおよび前記コントローラは单一のモノリシック集積装置に集積される、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 8】

電源用コントローラであって、

駆動信号生成器を備え、前記駆動信号生成器は、

検知された出力電圧を受けるように結合されるべき増幅器と、

前記増幅器に結合され、前記増幅器に応答して駆動信号を与えて前記電源に含まれるスイッチのスイッチングを制御して、前記電源の出力電圧が前記電源の入力電圧よりも大きくなるように前記電源の前記出力電圧を調整するように結合されるべき論理回路とを含み、さらに

前記駆動信号生成器に結合される補償回路を備え、前記補償回路は、前記電源の前記入力電圧に応答して前記検知された出力電圧を調節するためのオフセット電流を出力するように結合されるべき電流源を含む、コントローラ。

【請求項 9】

前記補償回路は、前記電流源に結合され、かつ前記電源の前記入力電圧を表わす入力電圧検知信号を受けるように結合されるべきピーク検出器をさらに含む、請求項 8 に記載のコントローラ。

【請求項 10】

前記ピーク検出器は、前記入力電圧検知信号から前記電源の前記入力電圧のピーク電圧を定めるように適合される、請求項 9 に記載のコントローラ。

【請求項 11】

10

20

30

40

50

前記ピーク検出器は、前記入力電圧検知信号から前記電源の前記入力電圧の平均電圧を定めるように適合される、請求項 9 に記載のコントローラ。

【請求項 1 2】

前記入力電圧検知信号は前記電源の前記入力電圧を表わす電流である、請求項 9 に記載のコントローラ。

【請求項 1 3】

前記電流源は、前記入力電圧の増大に応答して前記オフセット電流を減少させるように適合される、請求項 8 に記載のコントローラ。

【請求項 1 4】

前記オフセット電流は、前記入力電圧の増大に応答して線形に減少する、請求項 1 3 に記載のコントローラ。 10

【請求項 1 5】

前記オフセット電流は、前記入力電圧が第 1 の入力しきい値未満である場合は一定の非ゼロの値であり、前記オフセット電流は、前記入力電圧が前記第 1 の入力しきい値以上である場合は前記入力電圧の増大に応答して減少する、請求項 8 に記載のコントローラ。

【請求項 1 6】

前記オフセット電流は、前記入力電圧が第 2 の入力しきい値未満である場合は前記入力電圧の増大に応答して減少し、前記オフセット電流は、前記入力電圧が前記第 2 の入力しきい値以上である場合は実質的に 0 である、請求項 8 に記載のコントローラ。 20

【請求項 1 7】

前記オフセット電流は、前記入力電圧が第 1 の入力しきい値に減少するまでは実質的に 0 であり、前記オフセット電流は、前記入力電圧が第 2 の入力しきい値に増大するまでは実質的に一定の非ゼロの値であり、前記第 2 の入力しきい値は前記第 1 の入力しきい値よりも大きい、請求項 8 に記載のコントローラ。

【請求項 1 8】

前記增幅器に結合される参照電圧をさらに備え、前記論理回路は、前記検知された出力電圧が前記参照電圧に実質的に等しくなるように前記出力電圧を調整するように構成される、請求項 8 に記載のコントローラ。 30

【請求項 1 9】

前記增幅器は、前記検知された出力電圧と前記参照電圧との間の差に比例する信号を前記論理回路に与えるように結合される、請求項 1 8 に記載のコントローラ。

【請求項 2 0】

前記增幅器は比較器であり、前記比較器は、前記検知された出力電圧が前記参照電圧よりも大きいかまたはそれ未満であるかを示す論理信号を前記論理回路に与えるように結合される、請求項 1 8 に記載のコントローラ。 30

【請求項 2 1】

前記スイッチおよび前記コントローラは单一のモノリシック集積装置に集積される、請求項 8 に記載のコントローラ。

【請求項 2 2】

電源であって、 40

前記電源の出力電圧を表わす検知された出力電圧を与えるように結合されるフィードバック回路と、

前記フィードバック回路に結合されるコントローラとを備え、前記コントローラは、

前記検知された出力電圧に応答して、前記電源に含まれるスイッチのスイッチングを制御して、前記電源の出力電圧が前記電源の入力電圧よりも大きくなるように、前記電源の前記出力電圧を調整するように結合される駆動信号生成器と、

前記駆動信号生成器に結合され、前記電源の前記入力電圧に応答して前記検知された出力電圧を調節するためのオフセット電流を前記フィードバック回路に出力するように結合される補償回路とを含む、電源。

【請求項 2 3】

50

前記フィードバック回路は、

前記コントローラの外部の、前記補償回路に結合されかつ前記駆動信号生成器に結合されるノードと、

前記ノードに結合される第1の抵抗と、

前記ノードに結合される第2の抵抗とをさらに含み、前記検知された出力電圧は、前記電源の入力帰線に対する、前記ノードにおける電圧である、請求項22に記載の電源。

【請求項24】

前記補償回路は、前記入力電圧の増大に応答して前記オフセット電流を減少させ、前記入力電圧の減少に応答して前記オフセット電流を増大させるように適合される、請求項22に記載の電源。 10

【請求項25】

前記オフセット電流は、前記入力電圧が第1の入力しきい値未満である場合は一定の非ゼロの値であり、前記オフセット電流は、前記入力電圧が前記第1の入力しきい値以上である場合は前記入力電圧の増大に応答して減少する、請求項22に記載の電源。

【請求項26】

前記オフセット電流は、前記入力電圧が第2の入力しきい値未満である場合は前記入力電圧の増大に応答して減少し、前記オフセット電流は、前記入力電圧が前記第2の入力しきい値以上である場合は実質的に0である、請求項22に記載の電源。

【請求項27】

前記オフセット電流は、前記入力電圧が第1の入力しきい値に減少するまでは実質的に0であり、前記オフセット電流は、前記入力電圧が第2の入力しきい値に増大するまでは実質的に一定の非ゼロの値であり、前記第2の入力しきい値は前記第1の入力しきい値よりも大きい、請求項22に記載の電源。 20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は一般的に電源に関し、より具体的には、出力電圧が入力電圧よりも大きい電源に関する。

【背景技術】

【0002】

背景情報

電子機器を設計する際、規制当局は満たすべきいくつかの規格または基準を設定している。電源コンセントは、大きさ、周波数および高調波成分の基準に準拠する波形を有する交流電圧を電気機器に与える。しかしながら、コンセントから取入れられる電流は、交流電圧を受ける電気機器の特性によって決まる。規制当局は、交流電源コンセントから取入れられ得る電流の特定的な特性についての基準を設定している。たとえば、基準は、交流電流の具体的な周波数成分の大きさに対する限定を設定し得る。別の例では、基準は、コンセントが与える電力量に従って電流の実効値を限定し得る。たとえば国際電気標準会議(IEC)基準IEC61000-2-2などの1つの基準は、電子装置について含まれるべき力率改善(PFC)に対する限定を課す。力率は電力分配システムに特に重要である。(電源などの)電子機器の力率が力率1未満である場合、電力会社は電気機器に力率1の電気機器よりも多くの電流を与える必要がある。PFCを用いることにより、電力会社は電流を送出する余分な容量の必要性を回避し得る。 40

【0003】

力率は、二乗平均(rms)電圧とrms電流との積に対するあるサイクルにわたる平均電力の比率である。力率は、力率1を理想的な場合として、0から1の間の値を有する。一般的に、PFC回路は、力率1を達成しようとして、入力電圧波形にできるだけ近づけて入力電流波形を整形する。

【0004】

PFC回路を利用し得る電気機器の一例は、スイッチモード電源である。典型的なスイ

ツチモード電源において、電源は通常の電源コンセントから入力を受ける。電源のスイッチは制御回路によってスイッチオンおよびオフされて調整された出力を与える。交流電圧を受ける電源によって交流電流の特性が決まるので、電源はしばしばそれらの入力で能動回路を用いて高い力率を維持する。従来の力率改善された電源は二段階で設計され得る。第1の段階は、入力電流波形を整形して力率1を達成しようとするPFC回路である。第2の段階は、調整された出力を与えるスイッチモード電源である。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

一般的に、昇圧(step-up)コンバータをPFC回路として利用し得る。特に、ブースト電力変換器をPFC回路として利用し得る。しかしながら、ブーストコンバータは典型的に、電力会社が送出する電圧の値に関係なく、または換言するとライン入力電圧に関係なく、固定された出力電圧を有する。一般的に、送出される交流電圧量の基準は国によって異なる。交流ライン電圧は85から265V交流にわたって変化し得、PFCに利用される典型的な昇圧コンバータは380から400V直流の出力を有し得る。しかしながら、交流ライン電圧がより低い国については、PFC回路が380から400V直流未満の出力電圧を与えることが望ましいことがある。

【0006】

発明の非限定的かつ非網羅的な実施例が以下の図を参照して説明される。さまざまな図を通して、特に明記されなければ、同じ参照符号は同じ部分を指す。

10

20

30

40

【図面の簡単な説明】

【0007】

【図1】本発明の実施例に従う電源を図示する概略図である。

【図2】本発明の実施例に従う図1の電源のコントローラを図示する概略図である。

【図3A】本発明の一実施例に従う図2のコントローラの例示的なオフセット電流の関係を図示するグラフである。

【図3B】本発明の一実施例に従う図3Aの例示的なオフセット電流の関係とともに、電源の例示的な入力電圧に対する出力電圧の関係を図示するグラフである。

【図3C】本発明の一実施例に従う図2のコントローラの別の例示的なオフセット電流の関係を図示するグラフである。

【図3D】本発明の一実施例に従う図2のコントローラのさらなる例示的なオフセット電流の関係を図示するグラフである。

【発明を実施するための形態】

【0008】

詳細な説明

以下の説明では、本発明の完全な理解のため、数多くの具体的な詳細を述べる。しかしながら、具体的な詳細を本発明の実践に用いる必要がないことが当業者には明らかであろう。他の例では、本発明を曖昧にすることを回避するため、周知の材料または方法を詳細に説明していない。

【0009】

この明細書を通じて、「一実施例」、「ある実施例」、「一例」、または「ある例」に対する参照は、実施例または例と関連して説明される特定的な特徴、構造、または特性が本発明の少なくとも1つの実施例に含まれることを意味する。したがって、「一実施例では」、「ある実施例では」、「一例」、または「ある例」という、この明細書を通じてさまざまな場所に現われる文言は、必ずしも同じ実施例または例をすべて指しているわけではない。さらに、特定的な特徴、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好適な組合せおよび/または副次的組合せで組合されてもよい。さらに、ここで与えられる図は当業者への説明目的のためのものであり、図面は必ずしも縮尺通りに描かれているわけではないことが認められる。

【0010】

50

一般的に、ブーストコンバータがPFC回路として利用され得る。しかしながら、本発明の実施例とともに他の昇圧コンバータ形態を利用してもよいことが認められるべきである。特に、入力電圧よりも大きな出力電圧を与える昇圧コンバータ形態を本発明の実施例とともに利用し得る。ブーストコンバータなどの昇圧コンバータは伝統的に、電力分配システムが送出する電圧の値に関係なく、または換言すると交流入力ライン電圧に関係なく、固定された出力電圧を与える。しかしながら、ブーストコンバータの入力電圧とともにその出力電圧が変化するブーストコンバータを利用することによって、低減されたブーストイナクタのサイズおよびより低いスイッチング損失などのいくつかの利点が得られ得る。または、換言すると、ブーストコンバータの出力電圧はピーク交流入力ライン電圧の変化に追従する。そのようなコンバータは一般的にブーストフォロワ(boost follower)として公知である。

10

【0011】

ブーストフォロワは典型的に、コントローラによって制御されてオン状態とオフ状態との間で切換わる電力スイッチを含む。一般的に、「オン」と考えられるスイッチは閉じているとしても公知であり、スイッチは電流を導通することができる。「オフ」であるスイッチは開放されているとしても公知であり、実質的に電流を導通することができない。コントローラは、ブーストフォロワによって供給される出力電圧、ブーストフォロワの入力電圧、または出力電圧と入力電圧との間の所望の比率に関する情報などの、ブーストフォロワの状態についてのさまざまな入力を受け得る。ブーストフォロワの典型的なコントローラは、典型的に、上述のさまざまな入力用に別個の端子を含む。具体的に、典型的なコントローラは、出力電圧についてのフィードバック用の1つの端子と、出力電圧と入力電圧との間の所望の比率のための別の別個の端子とを含む。

20

【0012】

一般的に、送出される交流電圧の量についての基準は国によって異なる。電力線電圧は85から265V交流にわたって変化し得る。上述のように、出力電圧が固定されたブーストコンバータよりもむしろ、(本明細書中ではブーストフォロワとも称される)その出力電圧が入力電圧とともに変化するブーストコンバータを利用することによっていくつの利点が得られ得る。PFCに利用される典型的なブーストコンバータは、380から400Vの間の出力を有し得る。しかしながら、ブーストコンバータは、ブーストコンバータの出力電圧がブーストコンバータの入力電圧の2倍以下である場合はより効率的である。(それぞれ交流入力が140ピークV交流であり、160ピークV交流である)日本または米国のような電力要件がより低い国については、出力電圧を380から400V直流未満にブーストする(または換言すると増大させる)ことが望ましいことがある。一例では、入力電圧のほぼ2倍の出力電圧を与えることが望ましいことがある。電力要件が異なる国についてブーストフォロワをPFC回路として利用するため、各国毎に別個のPFC回路が設計されるであろう。なぜなら、出力電圧と入力電圧との間の所望の比率が固定されているからである。しかしながら、要件が異なる各国毎に別個のPFC回路を設計することは一般的には望ましくない。本発明の実施例は、本明細書中ではそれ以外では昇圧比または入力・出力変換比として論じられる、出力電圧と入力電圧との間の調節可能な所望の比率を有するブーストコンバータ形態を含む。さらに、本発明の実施例に従うブーストコンバータのコントローラはまた、有利には、単一の端子を利用してフィードバックを受けるとともに、出力電圧と入力電圧との間の所望の比率も設定する。

30

【0013】

まず図1を参照して、電源100の概略図が図示される。電源100は、交流入力電圧 $V_{AC\ 102}$ 、ブリッジ整流器104、整流された電圧 $V_{RECT\ 106}$ 、インダクタL1 108、スイッチS1 110、出力ダイオードD1 112、出力コンデンサC1 114、出力電圧 $V_o\ 116$ 、フィードバック回路(すなわち、抵抗器R1 118、ノードA 119および抵抗器R2 120)、検知された出力電圧 $V_{ONSENSE\ 121}$ 、入力信号122、コントローラ124、抵抗器R3 126、ノードB 127、コンデンサC2 128、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 130}$ 、駆動信号132、ならびに入力帰線(in

40

50

ut return) 134 を含む。図1は、昇圧比が調節可能な電源100の一例である。図1に図示される例示的な電源100は、ブーストフォロワ能力を有するブーストコンバータである。しかしながら、本発明の実施例とともに他のコンバータ形態を利用してもよいことが認められるべきである。

【0014】

電源100は、未調整入力電圧から出力電圧 V_o 116を与える。一実施例では、入力電圧は交流入力電圧 V_{AC} 102である。別の実施例では、入力電圧は、整流された電圧 V_{RECT} 106などの整流された交流入力電圧である。示されるように、ブリッジ整流器104は交流入力電圧 V_{AC} 102を受け、整流された電圧 V_{RECT} 106を発生する。¹⁰ブリッジ整流器104は、インダクタL1 108、スイッチS1 110、インダクタL1 108に結合された出力ダイオード112、出力コンデンサC1 114およびコントローラ124などのエネルギー転送素子を含むブーストフォロワにさらに結合する。インダクタL1 108はブリッジ整流器104の出力および出力ダイオードD1 112に結合する。スイッチS1 110の一方端もインダクタL1 108と出力ダイオードD1 112との間に結合し、スイッチS1 110の他方端は入力帰線134に結合する。一実施例では、スイッチS1 110は、金属酸化物半導体電界効果トランジスタ(MOSFET)などのトランジスタであり得る。別の例では、コントローラ124は、モノリシック集積回路として実現されてもよく、または離散的な電気的構成要素もしくは離散的および集積された構成要素の組合せによって実現されてもよい。コントローラ124およびスイッチ110は、ハイブリッドまたはモノリシック集積回路のいずれかとして製造される集積回路の一部を形成し得る。²⁰

【0015】

入力帰線134は最も低い電位の点、または換言すると、電源100の入力に対して最も低い電圧の点を設ける。出力ダイオードD1 112は、出力コンデンサC1 114および電力変換器の出力にさらに結合する。抵抗器R1 118およびR2 120はフィードバック回路を形成し、コンデンサC1 114の両端および電力変換器の出力に結合される。抵抗器R1 118の一方端は出力ダイオードD1 112に結合し、抵抗器R1 118の他方端は抵抗器R2 120の一方端に結合する。また抵抗器R2 120の他方端は入力帰線134に結合する。抵抗器R1 118およびR2 120はともにノードA 119に結合する。図示される実施例では、ノードA 119はコントローラ124外部のノードである。抵抗器R2 120の両端およびノードA 119の電圧は検知された出力電圧 $V_{ONSENSE}$ 121として知られる。³⁰

【0016】

コントローラ124は、さまざまな信号を授受するためのいくつかの端子を含む。1つの端子では、コントローラ124はノードA 119で抵抗器R1 118とR2 120との間に結合され、入力信号122を受ける。別の端子では、コントローラ124はノードB 127で抵抗器R3 126とコンデンサC2 128との間に結合され、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130を受ける。抵抗器R3 126の一方端はインダクタL1 108に結合する一方で、抵抗器R3 126の他方端はコンデンサC2 128の一方端に結合する。またコンデンサC2 128の他方端は、入力帰線134に結合される。コントローラ124はさらに、駆動信号132をスイッチS1 110に与えて、スイッチS1 110のターンオンおよびターンオフを制御する。⁴⁰

【0017】

動作の際、電源100は、交流入力電圧 V_{AC} 102などの未調整入力電圧から出力電圧 V_o 116を与える。交流入力電圧 V_{AC} 102はブリッジ整流器によって受けられ、整流された電圧 V_{RECT} 106を発生する。電源100は、インダクタL1 108、スイッチS1 110、出力ダイオードD1 112、出力コンデンサC1 114およびコントローラ124を含むエネルギー転送素子を利用して、電源の出力で直流出力電圧 V_o 116を発生する。抵抗器R1 118およびR2 120は、出力電圧 V_o 116用の分圧器としてともに結合される。出力電圧 V_o 116は検知され調整される。いくつかの実施例

10

20

30

40

50

では、入力信号 122 は、出力電圧 V_o 116 を表わすフィードバック信号である。入力信号 122 は電圧信号または電流信号であってもよいことが認められるべきである。抵抗器 R1 118 および R2 120 は出力電圧 V_o 116 の分圧器を形成するので、いくつかの実施例では、入力信号 122 は、分圧値が抵抗器 R1 118 と R2 120 との間の比率に基づく出力電圧 V_o 116 の分圧値である。コントローラ 124 は、入力信号 122 によって与えられた出力電圧 V_o 116 の分圧値を利用して、出力電圧 V_o 116 を所望の値に調整する。いくつかの実施例では、入力信号 122 は検知された出力電圧 V_{osense} 121 であり、出力電圧 V_o 116 の分圧値を含む。さらに説明されるように、コントローラ 124 は入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130 も利用して、出力電圧 V_o 116 を所望の値に調整する。

10

【0018】

さらに、説明されるように、抵抗器 R1 118 および R2 120 の値も利用して、それ以外では電源 100 の昇圧比または入力 - 出力変換比として知られる、電源の入力電圧と出力電圧 V_o 116 との間の比を設定し得る。いくつかの実施例では、抵抗器 R1 118 および R2 120 は、出力電圧 V_o がピーク入力電圧よりも大きくなるように電源のピーク入力電圧と出力電圧 V_o 116 との間の比を設定し得る。他の実施例では、抵抗器 R1 118 および R2 120 は、出力電圧 V_o が平均入力電圧よりも大きくなるように電源の平均入力電圧と出力電圧 V_o 116 との間の比を設定し得る。R1 118 と R2 120 との値を変化させることにより、電源 100 の昇圧比を調節し得る。さらなる実施例では、ピーク入力電圧は、整流された電圧 V_{RECT} 106 のピーク値であり得る。コントローラ 124 は、電源 100 の入力電圧を表わす入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130 も受ける。いくつかの実施例では、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130 が与える入力電圧は、整流された電圧 V_{RECT} 106 のピーク値である。他の実施例では、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130 が与える入力電圧は、整流された電圧 V_{RECT} 106 の平均値である。抵抗器 R3 126 およびコンデンサ C2 128 を利用して、入力電圧を検知し、かつコントローラに入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130 を与える。入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130 は電圧信号または電流信号であってもよいことが認められるべきである。

20

【0019】

上述のように、抵抗器 R3 126 およびコンデンサ C2 128 は入力電圧を検知し、コントローラに入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130 を与える。一実施例では、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130 は電流信号であり、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130 を受けるコントローラ 124 の端子の電圧は固定されている。換言すると、ノード B 127 の電圧は固定されている。このように、抵抗器 R3 126 を通る電流は整流された電圧 V_{RECT} 106 に比例し、コンデンサ C2 128 はノイズフィルタとして用いられる。

30

【0020】

入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130 ならびに抵抗器 R1 118 および R2 120 の値を利用して、コントローラ 124 は、出力電圧 V_o 116 を調整すべき所望の値を定める。さらに、コントローラ 124 は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130 が与えるライン入力電圧の値に応答して、検知された出力電圧 V_{osense} 121 の電圧を修正し得る。コントローラ 124 は、さまざまなシステム入力に応答して駆動信号 132 を出力してスイッチ S1 110 を動作させて、出力電圧 V_o 116 を実質的に調整する。コントローラ 124 とともに抵抗器 R1 118 および R2 120 を用いて、電源 100 の出力は閉ループで調整される。本発明の実施例では、抵抗器 R1 118 および R2 120 は、コントローラ 124 とともに、コントローラ 124 が、フィードバックのためおよび所望の昇圧比を設定するための従来のコントローラの 2 つ以上の別個の端子よりもむしろ单一の端子を利用できるようにする。

40

【0021】

次に図 2 を参照して、電源 100 のコントローラ 124 の概略図が図示される。電源 100 は、整流された電圧 V_{RECT} 106、インダクタ L1 108、スイッチ S1 110、出力ダイオード D1 112、出力コンデンサ C1 114、出力電圧 V_o 116、フ

50

ィードバック回路（すなわち、抵抗器 R₁ 118、ノード A 119 および抵抗器 R₂ 120）、入力信号 122、コントローラ 124、抵抗器 R₃ 126、ノード B 127、コンデンサ C₂ 128、入力電圧検知信号 U_{INSENSE} 130、駆動信号 132、入力帰線 134、駆動信号生成器 214（すなわち、増幅器 202、参照電圧 V_{REF} 204 および論理ブロック 210）、補償回路 216（すなわち、ピーク検出器 206、オフセット電流 I_{OS} を発生する電流源 208）、ならびにノード C 212 を含む。

【0022】

コントローラ 124、整流された電圧 V_{RECT} 106、インダクタ L₁ 108、スイッチ S₁ 110、出力ダイオード D₁ 112、出力コンデンサ C₁ 114、出力電圧 V_o 116、抵抗器 R₁ 118、抵抗器 R₂ 120、入力信号 122、コントローラ 124、抵抗器 R₃ 126、コンデンサ C₂ 128、入力電圧検知信号 U_{INSENSE} 130、駆動信号 132、および入力帰線 134 は、図 1 に関して以上で論じられたように結合し、機能する。さらに、コントローラ 124 は、増幅器 202、参照電圧 V_{REF} 204、ピーク検出器 206、（オフセット電流 I_{OS} を発生する）電流源 208、および論理ブロック 210 をさらに含む。コントローラ 124 は、上述のように入力信号 122 および入力電圧検知信号 U_{INSENSE} 130 を受ける。一実施例では、入力信号 122 は、コントローラ 124 のためのフィードバック信号を与えて、電源 100 の出力電圧 V_o 116 を所望の量に調整し得る。しかしながら、コントローラ 124 は、電源 100 の出力電流、または出力電流と出力電圧 V_o 116 との両者の組合せも調整してもよいことが認められるべきである。増幅器 202 は、入力信号 122 を受けるコントローラ 124 の端子および参照電圧 V_{REF} 204 に結合される。一実施例では、増幅器 202 の非反転入力はノード A 119 で結合され、入力電圧信号 122 を受ける。参照電圧 V_{REF} 204 は増幅器 202 の反転入力に結合される。図示されるように、電流源 208 もノード C 212 で増幅器 202 に結合する。さらに論じられるように、電流源 208 からのオフセット電流 I_{OS} は入力信号 122 を修正し得る。次に増幅器 202 は修正された入力信号 122 を受ける。しかしながら、一実施例では、オフセット電流 I_{OS} は実質的に 0 に等しいものであり得、修正された入力信号 122 は元の入力信号 122 である。増幅器 202 の出力はさらに論理ブロック 210 に結合する。増幅器 202 の出力およびさまざまな他のパラメータを利用して、論理ブロック 210 はスイッチ S₁ 110 を動作させる駆動信号 132 を出力して、出力電圧 V_o 116 を所望の値に調整する。

【0023】

ピーク検出器 206 は、入力電圧検知信号 U_{INSENSE} 130 を受けるコントローラ 124 の端子に結合する。ピーク検出器 206 は入力電圧検知信号 U_{INSENSE} 130 を受け、次にオフセット電流 I_{OS} を有する電流源 208 に結合する。一実施例では、オフセット電流 I_{OS} の値は入力電圧検知信号 U_{INSENSE} 130 によって決まる。入力電圧検知信号 U_{INSENSE} 130 は入力電圧を表わすので、オフセット電流 I_{OS} の値は入力電圧によって決まり得る。すなわち、オフセット電流 I_{OS} の値は入力電圧の変更に応答して変わり得る。上述のように、いくつかの実施例では、入力電圧検知信号 U_{INSENSE} 130 が与える入力電圧は、整流された電圧 V_{RECT} 106 のピーク値である。他の実施例では、入力電圧検知信号 U_{INSENSE} 130 が与える入力電圧は、整流された電圧 V_{RECT} 106 の平均値である。さらに、入力電圧検知信号 U_{INSENSE} 130 は電圧信号または電流信号であり得る。電流源 208 はノード C 212 で増幅器 202 にさらに結合する。図 2 の例では、電流源 208 は増幅器 202 の非反転入力に結合する。電流源 208 が発生するオフセット電流 I_{OS} は、図 2 に図示されるノード C 212 からノード A 119 へ流れる。ノード C 212 は、コントローラ 124 の内部ノードである一方で、ノード A 119 はコントローラ 124 の外部ノードである。一般的に、内部ノードはコントローラ 124 の集積回路（IC）内にある一方で、外部ノードはコントローラ 124 の IC の外部にある。換言すると、電流源 208 が発生するオフセット電流 I_{OS} はコントローラ 124 の内部のノードからコントローラ 124 の外部のノードへ流れる。図 2 に示される例では、ノード B 127 はコントローラ 124 の外部ノードである。

10

20

30

40

50

【0024】

コントローラ124は、入力信号122、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}130$ およびさまざまな他のパラメータを利用して、スイッチS1 110を動作させる駆動信号132を発生する。駆動信号132はスイッチS1 110のターンオンおよびターンオフを制御する。一例では、駆動信号132は、論理ハイおよび論理ローの期間の長さが異なる矩形パルス波形であり得る。論理ハイの値が閉じたスイッチに対応し、論理ローが開いたスイッチに対応する。スイッチS1 110がnチャネルMOSFETである場合、駆動信号132はトランジスタのゲート信号に類似し得、論理ハイの値は閉じたスイッチに対応し、論理ローの値は開いたスイッチに対応する。一実施例では、スイッチS1 110は、コントローラ124のIC内に含まれ得る。

10

【0025】

コントローラ124はピーク検出器206で入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}130$ を受ける。上述のように、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}130$ は電源100の入力電圧を表わす。一実施例では、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}130$ は、電源100の整流された電圧 $V_{RECT}106$ を表わす。ピーク検出器206は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}130$ から電源100の入力電圧のピーク値を定める。しかしながら、いくつかの実施例では、検出器206は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}130$ から電源100の入力電圧の平均値を定める。一例では、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}130$ は電流信号である。次に電流源208は、ピーク検出器206から、定められたピーク入力電圧を受ける。一実施例では、ピーク検出器は、交流入力電圧 $V_{AC}102$ の半サイクル毎に整流された電圧 $V_{RECT}106$ のピーク値をリフレッシュし、これを定める。換言すると、ピーク検出器は、ピーク毎に整流された電圧 $V_{RECT}106$ のピーク値を定める。一実施例では、交流入力電圧 $V_{AC}102$ の半サイクルの長さは8から10ミリ秒(ms)の間である。または、換言すると、整流された電圧 $V_{RECT}106$ の各ピーク間の時間は約8から10msである。さらに、ピーク検出器は、ピーク値が検出されていなければピーク検出器が強制的にリフレッシュする、プログラムされたリフレッシュ期間を有する。一実施例では、プログラムされたリフレッシュ期間は実質的に15msである。

20

【0026】

図3A、図3Cおよび図3Dに図示されるように、電流源208は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}130$ から定められる電源100のピーク入力電圧の値からオフセット電流 I_o を発生する。他の実施例では、電流源208は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}130$ から定められる電源100の入力電圧の平均値の値からオフセット電流 I_{oS} を発生する。いくつかの実施例では、電流源208は、電圧コントローラ電流源または電流コントローラ電流源であり得る。

30

【0027】

コントローラ124も入力信号122を受ける。しかしながら、上述のように、入力信号122はオフセット電流 I_{oS} によって修正され得る。ノードAの入力信号122(オフセット電流 I_{oS} によって修正される、ただしオフセット電流 I_{oS} は実質的に0に等しいものであり得る)は、参照電圧 $V_{REF}204$ とともに増幅器202によって受けられる。次に増幅器202は、ノードAの入力信号122と参照電圧 $V_{REF}204$ との間の差に比例した値を出力する。別の実施例では、比較器で増幅器202を置き換えてよく、ノードAの入力信号122が参照電圧 $V_{REF}204$ よりも大きいか小さいかに依存して、論理ハイの値または論理ローの値を出力する。増幅器202の出力は論理ブロック210によって利用されてスイッチS1 110を制御し、電源100の出力電圧 V_{o116} を調整する。換言すると、コントローラ124は、増幅器202の出力が実質的に0になって、ノードAの入力信号122が参照電圧 $V_{REF}204$ と実質的に等しいことを示すように、出力電圧 V_{o116} を調整する。

40

【0028】

しかしながら、コントローラ124は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}130$ に依存して、出力電圧 V_{o116} が調整されるべき値を調節し得る。上述のように、その出力電圧が

50

入力電圧とともに変化するブーストコンバータを利用することによっていくつかの利点が得られ得る。コントローラ 1 2 4 は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE} 1 3 0$ が与える入力電圧の検知された値に基づいてオフセット電流 I_{OS} を調節することにより、 $V_o 1 1 6$ が調整されるべき所望の値を調節する。たとえば、ノード A 1 1 9 の電圧、または換言すると検知された出力電圧 $V_{OSENSE} 1 2 1$ は、以下のとおりである。

【 0 0 2 9 】

【 数 1 】

$$V_{OSENSE} = V_o \frac{R2}{R1+R2} + I_{OS} \frac{R2R1}{R1+R2} \quad (1)$$

10

【 0 0 3 0 】

しかしながら、一般的に、 R_1 は R_2 よりもはるかに大きく、式(1)は以下のように近似することができる。

【 0 0 3 1 】

【 数 2 】

$$V_{OSENSE} \approx V_o \frac{R2}{R1} + I_{OS} R2 \quad (2)$$

【 0 0 3 2 】

$R_1 1 1 8$ と $R_2 1 2 0$ との間の比が、どのくらい出力電圧 $V_o 1 1 6$ を分圧すべきかを決める。たとえば、 $R_1 1 1 8$ と $R_2 1 2 0$ との間の比が 5 0 である場合 ($R_1 1 1 8$ が $R_2 1 2 0$ よりも 5 0 倍大きい)、出力電圧 $V_o 1 1 6$ は、出力電圧 $V_o 1 1 6$ により、検知される出力電圧 $V_{OSENSE} 1 2 1$ の部分よりも 5 0 倍大きくなるであろう。または、換言すると、出力電圧 $V_o 1 1 6$ は、オフセット電流 I_{OS} による修正の前は、入力信号 1 2 2 の検知される出力電圧 $V_{OSENSE} 1 2 1$ よりも 5 0 倍大きい。入力信号 1 2 2 もオフセット電流 I_{OS} によって修正され得る。式(1)および(2)の両者に示されるように、検知された出力電圧 $V_{OSENSE} 1 2 1$ もオフセット電流 I_{OS} および抵抗器 $R_2 1 2 0$ によって部分的に決まる。オフセット電流 I_{OS} を利用して、コントローラ 1 2 4 は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE} 1 3 0$ が与える入力電圧の値に依存して、出力電圧 $V_o 1 1 6$ が調整されるべき所望の値を変化させ得る。上述のようにコントローラ 1 2 4 は、(検知された出力電圧 $V_{OSENSE} 1 2 1$ としても知られる)ノード A の電圧が参照電圧 $V_{REF} 2 0 4$ と実質的に等しくなるように電源 1 0 0 を調整する。オフセット電流 I_{OS} が増大すると、コントローラ 1 2 4 は、ノード A の検知された出力電圧 $V_{OSENSE} 1 2 1$ が参照電圧 $V_{REF} 2 0 4$ と実質的に等しくなるまで出力電圧 $V_o 1 1 6$ が減少するように電源を調整する。式(2)から、出力電圧 $V_o 1 1 6$ は以下によって与えられる。

20

【 0 0 3 3 】

【 数 3 】

$$V_o \approx \frac{R1}{R2} (V_{OSENSE} - I_{OS} R2) \quad (3)$$

30

【 0 0 3 4 】

上述のように、コントローラ 1 2 4 は、検知された出力電圧 $V_{OSENSE} 1 2 1$ が参照電圧 $V_{REF} 2 0 4$ と実質的に等しくなるように電源 1 0 0 を調整する。検知された出力電圧 $V_{OSENSE} 1 2 1$ に参照電圧 $V_{REF} 2 0 4$ を代入することにより、式(3)を以下のように書き換え得る。

【 0 0 3 5 】

【 数 4 】

$$V_o \approx \frac{R1}{R2} (V_{REF} - I_{OS} R2) \quad (4)$$

40

【0036】

式(3)および(4)に示されるように、オフセット電流 I_{OS} の増大の結果、出力電圧 V_{O116} が減少する。オフセット電流 I_{OS} は(図3A、図3Cおよび図3Dに図示されるような)入力電圧検知信号からの入力電圧によって決まるので、電源100の出力電圧 V_{O116} は入力電圧とともに変化する。さらに、R1 118およびR2 120の値は最大出力電圧 V_{O116} を設定する一方で、R2 120の値は入力電圧と出力電圧 V_{O116} との間の比を設定する。一実施例では、入力電圧はピークの整流された電圧 $V_{RECT106}$ である。別の実施例では、入力電圧は平均の整流された電圧 $V_{RECT106}$ である。オフセット電流を利用することにより、コントローラ124は単一の端子を利用してフィードバックを受けかつコントローラの昇圧比を設定し得る。

10

【0037】

図3Aを参照して、コントローラ124のオフセット電流 I_{OS} の関係のグラフが図示される。このグラフは、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ 、オフセット電流 I_{OS} 、第1の入力しきい値 U_{TH1302} および第2の入力しきい値 U_{TH2304} を含む。

【0038】

入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ が与える入力電圧の値が低い場合、オフセット電流 I_{OS} は実質的に非ゼロの値である。オフセット電流 I_{OS} は、入力電圧の値が第1の入力しきい値 U_{TH1302} に達するまでは実質的に一定の非ゼロの値である。入力電圧の値が一旦第1の入力しきい値 U_{TH1302} に達すると、オフセット電流 I_{OS} は減少し始める。オフセット電流 I_{OS} は、入力電圧の値が第2の入力しきい値 U_{TH2304} に達するまで減少する。入力電圧の値が第2の入力しきい値 U_{TH2304} よりも大きくなると、オフセット電流 I_{OS} は実質的に0である。この例では、第1の入力しきい値 U_{TH1302} は、第2の入力しきい値 U_{TH2304} よりも低い入力電圧の値に対応する。

20

【0039】

換言すると、入力電圧の値が第1の入力しきい値 U_{TH1302} と第2の入力しきい値 U_{TH2304} との間にある場合、オフセット電流 I_{OS} は、入力電圧の値が増大するにつれて減少する。図3Aに示される例では、オフセット電流 I_{OS} は、入力電圧の値が増大するとともに実質的に線形に減少する。オフセット電流 I_{OS} は、入力電圧の値が第2の入力しきい値 U_{TH2304} よりも大きい場合は実質的に0である。オフセット電流 I_{OS} は、入力電圧の値が第1の入力しきい値 U_{TH1302} 未満である場合は実質的に非ゼロの値にある。

30

【0040】

次に図3Bを参照して、電源の例示的な入力電圧に対する出力電圧の関係を図示するグラフが図示される。このグラフは、出力電圧 V_{O116} 、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ 、第1の入力しきい値 U_{TH1302} 、第2の入力しきい値 U_{TH2304} 、第1の出力電圧レベル $V_{OUT1303}$ 、および第2の出力電圧レベル $V_{OUT2305}$ を含む。図3Bのグラフは、図3Aのオフセット電流 I_{OS} の関係を利用した場合の出力電圧 V_{O116} を図示する。

【0041】

入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ が与える値入力電圧の値が低い場合、オフセット電流 I_{OS} は、入力電圧の値が第1の入力しきい値 U_{TH1302} に達するまでは実質的に一定の非ゼロの値である。入力電圧の値が第1の入力しきい値 U_{TH1302} 未満である間は、出力電圧 V_{O116} も第1の出力電圧レベル $V_{OUT1303}$ の実質的に一定の非ゼロの値である。入力電圧の値が一旦第1の入力しきい値 U_{TH1302} に達すると、オフセット電流 I_{OS} は、入力電圧の値が第2の入力しきい値 U_{TH2304} に達するまで減少し始める。出力電圧 V_{O116} は、入力電圧が第1の入力しきい値 U_{TH1302} と第2の入力しきい値 U_{TH2304} との間にある場合はオフセット電流 I_{OS} が減少するにつれて増大する。入力電圧が第2の入力しきい値 U_{TH2304} よりも大きい場合、オフセット電流 I_{OS} は実質的に0であり、出力電圧 V_{O116} は、第2の出力電圧レベル $V_{OUT2305}$ の実質的に一定の非ゼロの値である。本発明の一実施例では、第1の出力電圧レベル $V_{OUT1303}$ は、第2の出力電圧レベル $V_{OUT2305}$ よりも低い出力電圧 V_{O116} の値に対応する。

40

50

【0042】

以上論じたように、オフセット電流 I_{OS} と出力電圧 V_{O116} との間の関係が式(1)、(2)、(3)および(4)に示される。図3Aおよび図3Bに示されるように、オフセット I_{OS} 電流が減少するにつれて出力電圧 V_{O116} は増大する。オフセット電流 I_{OS} が増大するにつれて、出力電圧 V_{O116} はその後減少する。図3Aおよび図3Bに示される例では、オフセット電流 I_{OS} は実質的に線形に減少し、出力電圧 V_{O116} は、第1の入力しきい値 U_{TH1302} と第2の入力しきい値 U_{TH2304} との間で入力電圧の値が増大するにつれて実質的に線形に増大する。

【0043】

次に図3Cを参照して、コントローラ124のオフセット電流 I_{OS} の関係の別の例のグラフが図示される。このグラフは、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ 、オフセット電流 I_{OS} 、第1の入力しきい値 U_{TH1302} および第2の入力しきい値 U_{TH2304} を含む。図3Cのグラフは、ヒステリシスを追加した、オフセット電流 I_{OS} の関係を図示する。

10

【0044】

入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ が与える入力電圧の値が第1の入力しきい値 U_{TH1302} 未満である場合、オフセット電流 I_{OS} は実質的に一定の非ゼロの値である。入力電圧の値が第2の入力しきい値 U_{TH2304} よりも大きい場合、オフセット電流 I_{OS} は実質的に0である。オフセット電流 I_{OS} が実質的に非ゼロの値から実質的に0に減少するためには、入力電圧の値は第2の入力しきい値 U_{TH2304} よりも大きいかまたは実質的にこれと等しい。しかしながら、オフセット電流 I_{OS} が実質的に0の値から実質的に非ゼロに増大するためには、入力電圧の値は第1のしきい値入力 U_{TH1302} 未満であるかまたは実質的にこれと等しい。図3Cの例では、第1の入力しきい値 U_{TH1302} は、第2の入力しきい値 U_{TH2304} よりも低い入力電圧の値に対応する。オフセット電流 I_{OS} と入力電圧の値との間の関係にヒステリシスを加えることにより、電源100は、ノイズなどの他の要因による入力電圧の変動を補う。

20

【0045】

図3Dは、コントローラ124のさらなる例示的なオフセット電流 I_{OS} の関係のグラフである。このグラフは、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ 、オフセット電流 I_{OS} 、入力しきい値 U_{TH1302} から $U_{TH2(N-1)312}$ 、およびオフセット電流レベル I_{1314} から I_{N322} を含む。図3Dは、ヒステリシスおよび複数のオフセット電流レベルとともに、オフセット電流 I_{OS} の関係を図示する。

30

【0046】

以上論じたように、図3Cは、一定の非ゼロの値および実質的に0の値の2つのオフセット電流レベルについてヒステリシスを追加した、オフセット電流 I_{OS} を図示した。図3Dは、N個のオフセット電流レベル I_{1314} 、 I_{2316} から I_{N-2318} 、 I_{N-1320} 、および I_{N322} についてヒステリシスを追加した、オフセット電流 I_{OS} の関係をさらに図示する。図3Dに示される例では、電流レベル I_{1314} は、電流レベル I_{2316} から I_{N-2318} 、 I_{N-1320} および I_{N322} が、次の電流レベルがその前の電流レベルよりも大きい実質的に非ゼロの値である間は実質的に0である。または、換言すると、電流レベル I_{N322} の値は、電流レベル I_{1314} の実質的に0の値までは電流レベル I_{N-2318} 以降の値よりも大きな電流レベル I_{N-1320} の値よりも大きい。N個のオフセット電流レベルについては、 $2(N-1)$ 個の入力しきい値が存在する。これらの入力しきい値は、図3Dに、 U_{TH1302} 、 U_{TH2304} 、 U_{TH3306} 、 U_{TH4308} 、 $U_{TH2(N-1)-1310}$ および $U_{TH2(N-1)312}$ として示される。入力しきい値 U_{TH1302} 、 U_{TH2304} 、 U_{TH3306} 、 U_{TH4308} 、 $U_{TH2(N-1)-1310}$ 、および $U_{TH2(N-1)312}$ は、次の入力しきい値がその前の入力しきい値よりも大きい実質的に非ゼロの値である。または、換言すると、入力しきい値 $U_{TH2(N-1)312}$ は、第1の入力しきい値 U_{TH1302} までは入力しきい値 $U_{TH2(N-1)-1310}$ などよりも大きい。

40

【0047】

入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ が与える入力電圧の値が第1の入力しきい値 U_{TH1302}

50

0.2未満である場合、オフセット電流 I_{OS} は、電流レベル $I_N 3 2 2$ の実質的に一定の非ゼロの値である。オフセット電流 I_{OS} は、入力電圧の値が第2の入力しきい値 $U_{TH2} 3 0 4$ よりも大きくかつ第3の入力電圧値 $U_{TH3} 3 0 6$ 未満である場合は、電流レベル $I_{N-1} 3 2 0$ の実質的に一定の非ゼロの値である。オフセット電流 I_{OS} が電流レベル $I_N 3 2 2$ の実質的に非ゼロの値から電流レベル $I_{N-1} 3 2 0$ の実質的に一定の非ゼロの値に減少するためには、入力電圧の値は第2の入力しきい値 $U_{TH2} 3 0 4$ よりも大きいかまたはこれと実質的に等しい。しかしながら、オフセット電流 I_{OS} が電流レベル $I_{N-1} 3 2 0$ の実質的に一定の非ゼロの値から電流レベル $I_N 3 2 2$ の実質的に非ゼロの値に増大するためには、入力電圧の値は、第1のしきい値入力 $U_{TH1} 3 0 2$ 未満であるかまたはこれと実質的に等しい。電流レベル $I_2 3 1 6$ の非ゼロの値と電流レベル $I_1 3 1 4$ の実質的に0の値との間の遷移まで、1つのオフセット電流レベルから別のオフセット電流レベルへの遷移のパターンが繰返される。入力電圧検知信号 $U_{INSENSE} 1 3 0$ が与える入力電圧の値が入力しきい値 $U_{TH2(N-1)} 3 1 2$ よりも大きい場合、オフセット電流 I_{OS} は電流レベル $I_1 3 1 4$ で実質的に0である。

10

【0048】

本明細書中に開示された発明が、その具体的な実施例、例および適用例によって説明されたが、請求項に述べた発明の範囲から逸脱することなく、当業者によって本発明に対して数多くの修正および変形がなされ得る。

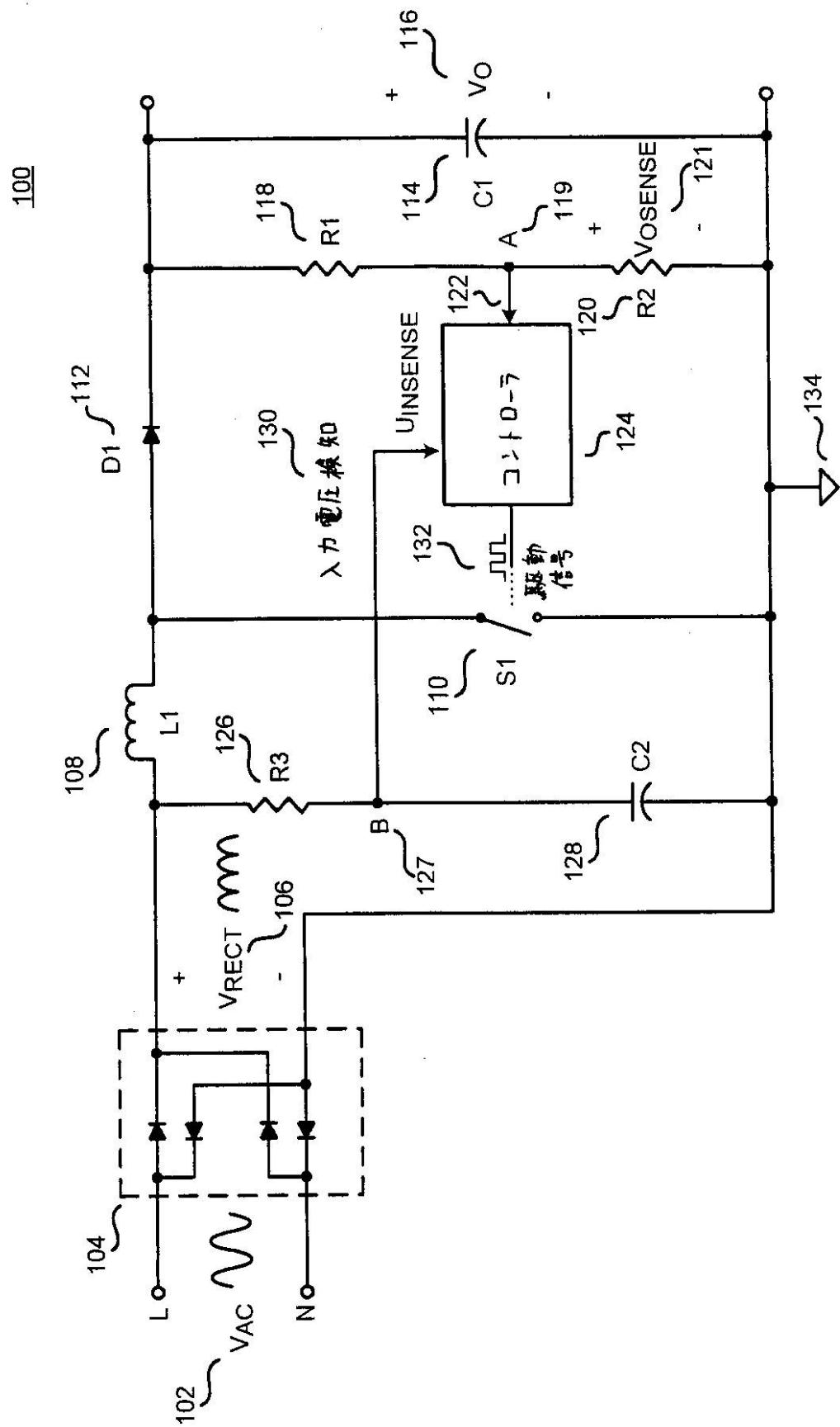
20

【符号の説明】

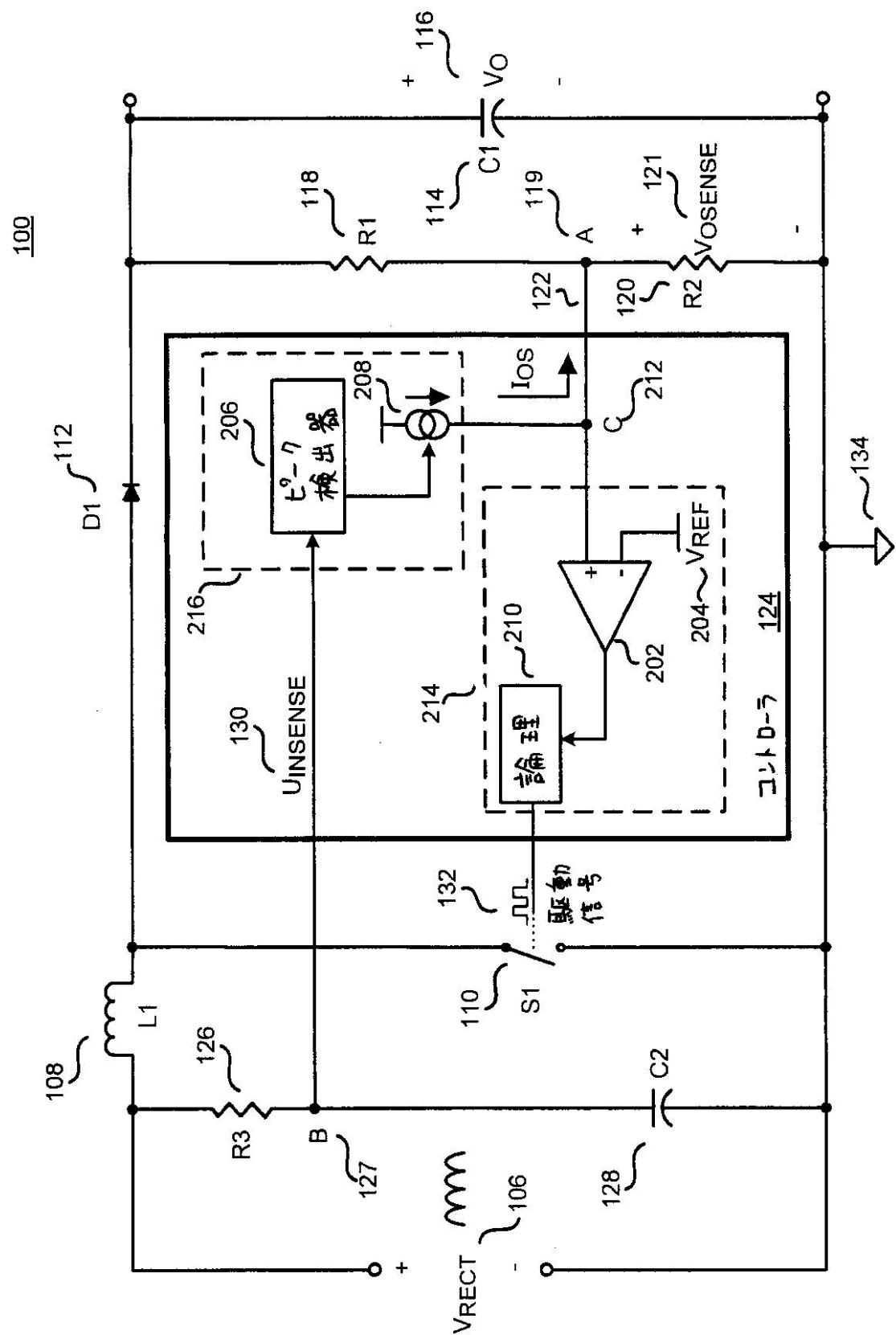
【0049】

100 電源、124 コントローラ、214 駆動信号生成器、216 補償回路。

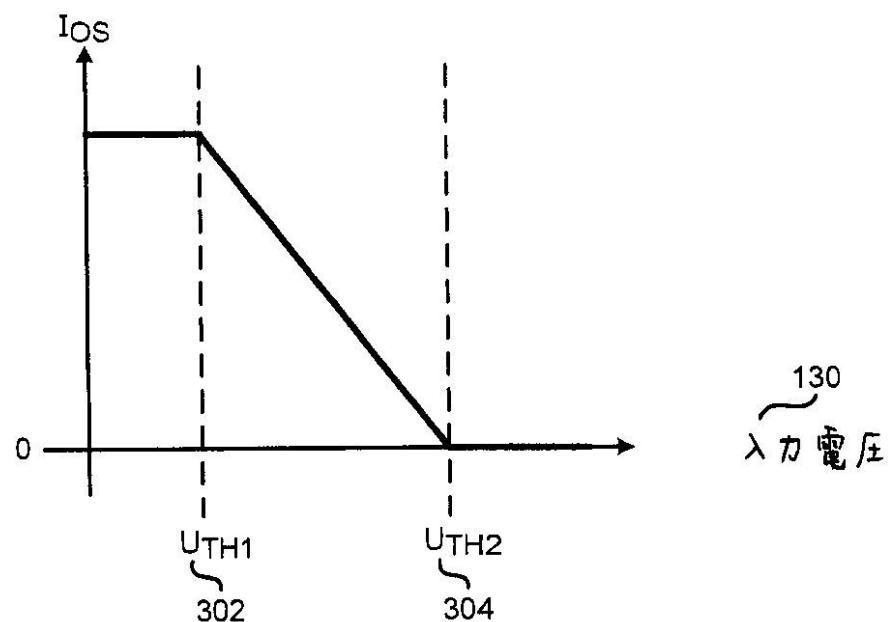
【図1】



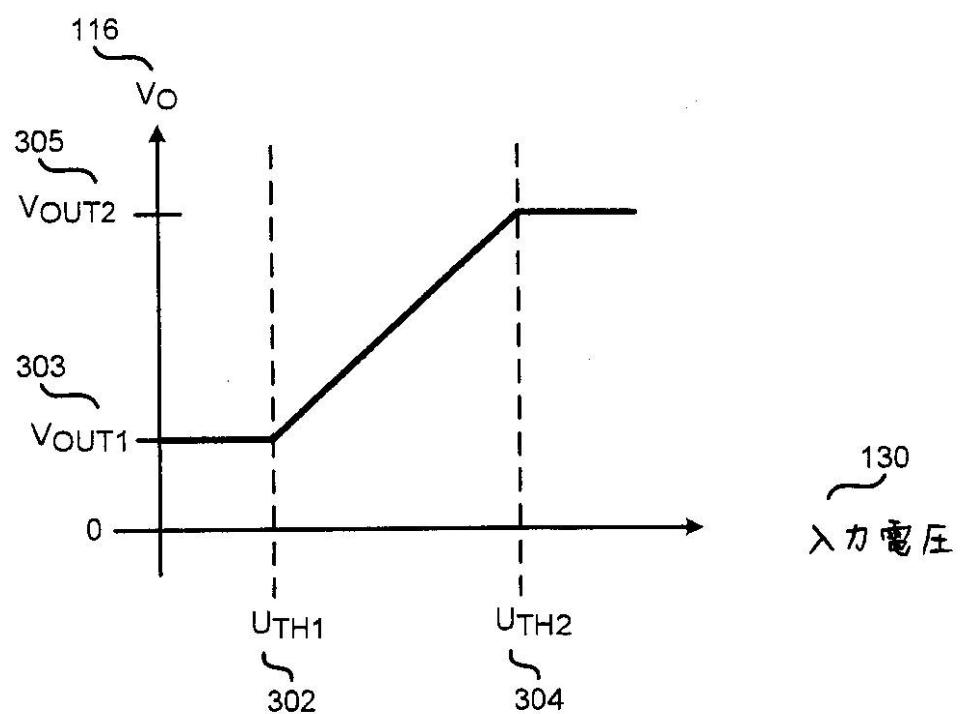
【図2】



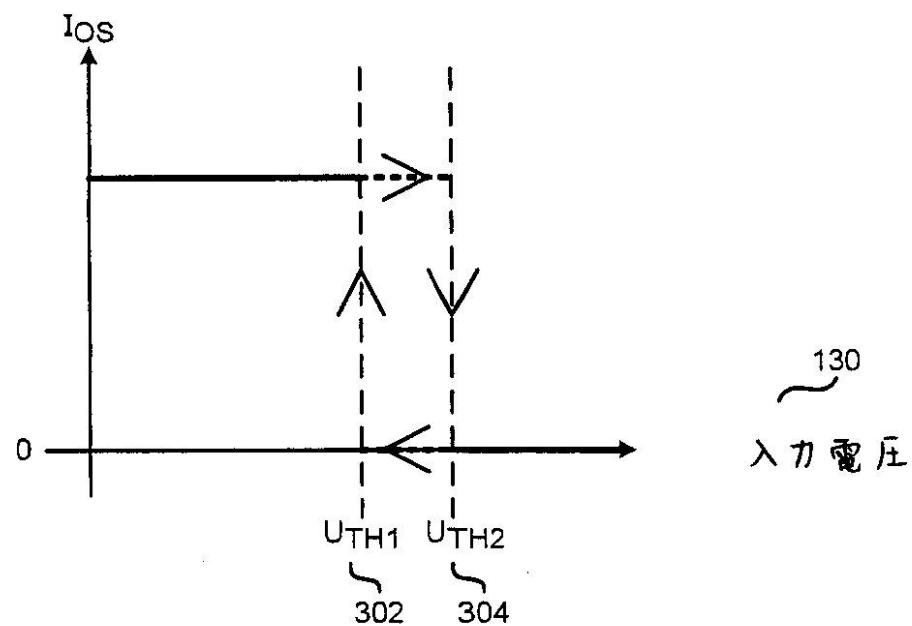
【図 3 A】



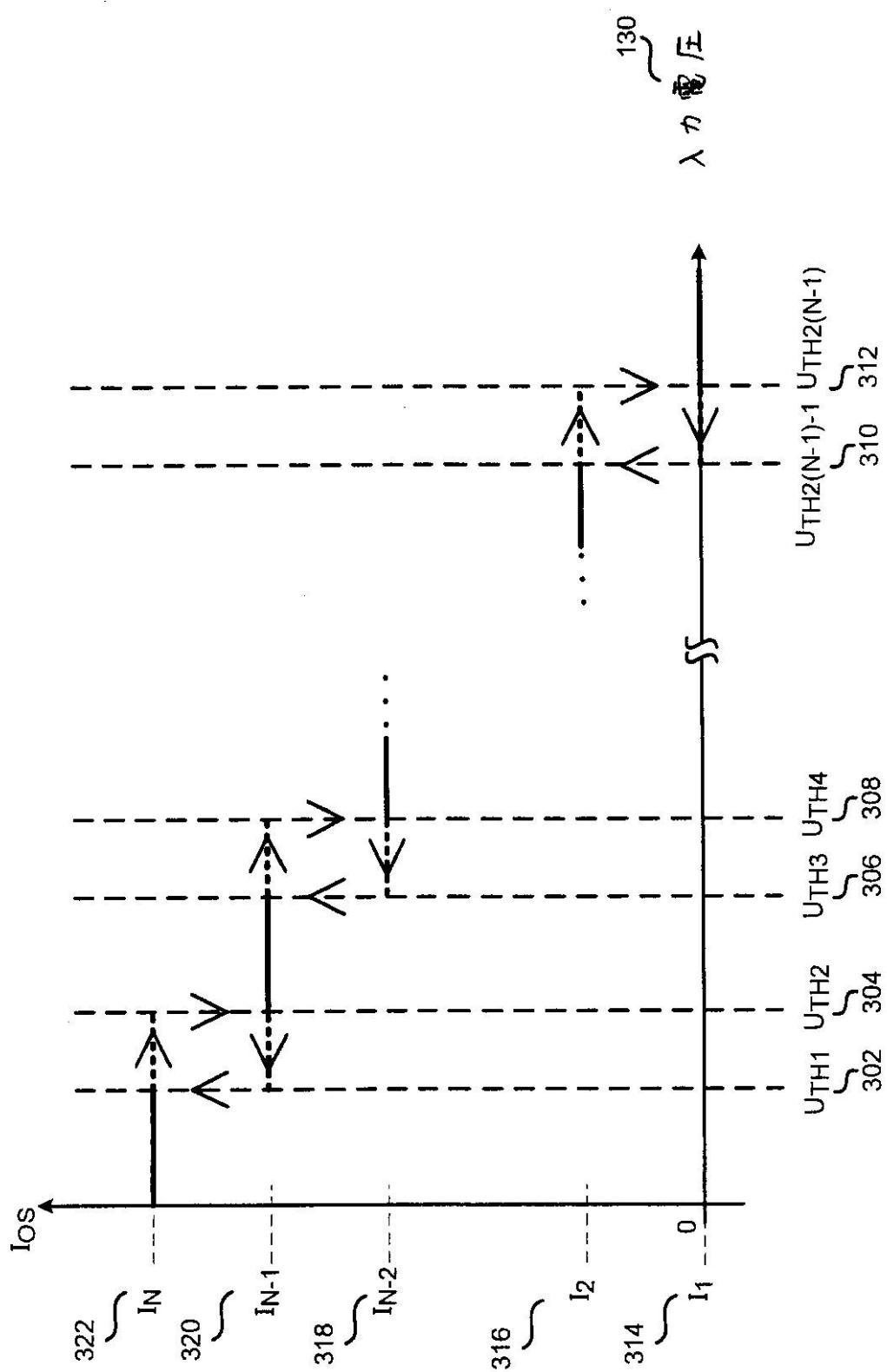
【図 3 B】



【図 3 C】



【図 3 D】



フロントページの続き

(72)発明者 ジャオ・エム・ファム

アメリカ合衆国、95035 カリフォルニア州、ミルピタス、エッジウォーター・ドライブ、2
10

Fターム(参考) 5H006 AA02 CA02 CB08 DA04 DB01 DC05
5H730 AA18 AS04 BB14 BB57 CC01 DD04 EE57 EE59 FD01 FD11