

(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.	F I	テーマコード (参考)
H02M 3/155 (2006.01)	H02M 3/155 F	5H006
H02M 7/12 (2006.01)	H02M 7/12 Q	5H730

審査請求 未請求 請求項の数 27 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2010-182057 (P2010-182057)	(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
(22) 出願日	平成22年8月17日(2010.8.17)	(74) 代理人	110001195 特許業務法人深見特許事務所
(31) 優先権主張番号	12/550,268	(72) 発明者	チャオ・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
(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)		

最終頁に続く

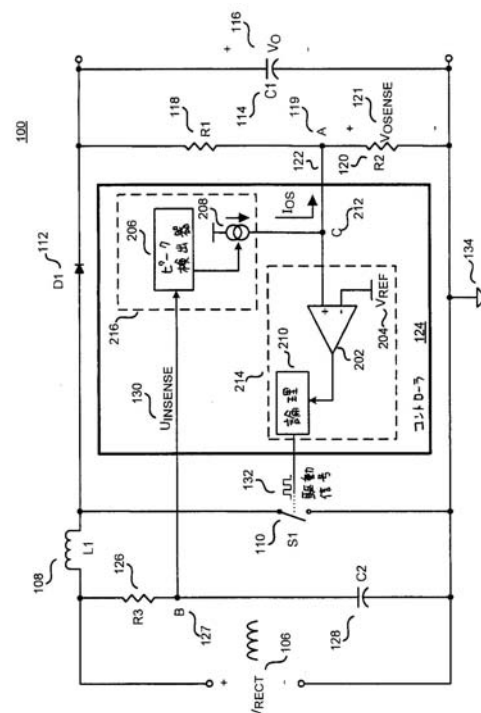
(54) 【発明の名称】 電源用コントローラおよび電源

(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ตอบสนอง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ตอบสนอง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】

10

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】

20

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単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。

30

【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。

40

【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】

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 12】

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 13】

前記電流源は、前記入力電圧の増大にตอบสนอง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 14】

前記オフセット電流は、前記入力電圧の増大にตอบสนองして線形に減少する、請求項 13 に記載のコントローラ。

【請求項 15】

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ตอบสนองして減少する、請求項 8 に記載のコントローラ。

【請求項 16】

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ตอบสนอง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。

【請求項 17】

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 18】

前記増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。

【請求項 19】

前記増幅器は、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 18 に記載のコントローラ。

【請求項 20】

前記増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 18 に記載のコントローラ。

【請求項 21】

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集積される、請求項 8 に記載のコントローラ。

【請求項 22】

電源であって、

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ตอบสนอง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ตอบสนอง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 23】

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 2 2 に記載の電源。

【請求項 2 4】

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 2 2 に記載の電源。

10

【請求項 2 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 2 2 に記載の電源。

【請求項 2 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 2 2 に記載の電源。

【請求項 2 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 2 2 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】

30

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の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 (I E C) 基準 I E C 6 1 0 0 0 - 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 (P F C) 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。P F C 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 (r m s) 電圧と r m s 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、P F C 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】

P F C 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

50

ッ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。従来の方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。

【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のな特徴、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、特定のな特徴、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】

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ンダ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替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か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

40

【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 L 1108、スイッチ S 1110、出力ダイオード D 1112、出力コンデンサ C 1114、出力電圧 V_O 116、フィードバック回路(すなわち、抵抗器 R 1118、ノード A 1119および抵抗器 R 2120)、検知された出力電圧 V_{OSENSE} 121、入力信号122、コントローラ124、抵抗器 R 3126、ノード B 127、コンデンサ C 2128、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130、駆動信号132、ならびに入力帰線(inp

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。ブリッジ整流器104は、インダクタ L_1 108、スイッチ S_1 110、インダクタ L_1 108に結合された出力ダイオード112、出力コンデンサ C_1 114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 L_1 108はブリッジ整流器104の出力および出力ダイオード D_1 112に結合する。スイッチ S_1 110の一方端もインダクタ L_1 108と出力ダイオード112との間に結合し、スイッチ S_1 110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 S_1 110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、または離散的な電氣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。

【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 D_1 112は、出力コンデンサ C_1 114および電力変換器の出力にさらに結合する。抵抗器 R_1 118および R_2 120はフィードバック回路を形成し、コンデンサ C_1 114の両端および電力変換器の出力に結合される。抵抗器 R_1 118の一方端は出力ダイオード D_1 112に結合し、抵抗器 R_1 118の他方端は抵抗器 R_2 120の一方端に結合する。また抵抗器 R_2 120の他方端は入力帰線134に結合する。抵抗器 R_1 118および R_2 120はともにノードA119に結合する。図示される実施例では、ノードA119はコントローラ124外部のノードである。抵抗器 R_2 120の両端およびノードA119の電圧は検知された出力電圧 V_{OSENSE} 121として知られる。

【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A119で抵抗器 R_1 118と R_2 120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B127で抵抗器 R_3 126とコンデンサ C_2 128との間にも結合され、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE}$ 130を受ける。抵抗器 R_3 126の一方端はインダクタ L_1 108に結合する一方で、抵抗器 R_3 126の他方端はコンデンサ C_2 128の一方端に結合する。またコンデンサ C_2 128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 S_1 110に与えて、スイッチ S_1 110のターンオンおよびターンオフを制御する。

【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 L_1 108、スイッチ S_1 110、出力ダイオード D_1 112、出力コンデンサ C_1 114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 R_1 118および R_2 120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

では、入力信号 122 は、出力電圧 V_{O116} 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 $R1118$ および $R2120$ は出力電圧 V_{O116} 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 $R1118$ と $R2120$ との間の比率に基づく出力電圧 V_{O116} 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_{O116} の分圧値を利用して、出力電圧 V_{O116} 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 $V_{OSENSE121}$ であり、出力電圧 V_{O116} 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 $U_{INSENSE130}$ も利用して、出力電圧 V_{O116} 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 $R1118$ および $R2120$ 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_{O116} との間の比を設定し得る。いくつかの実施例では、抵抗器 $R1118$ および $R2120$ 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_{O116} との間の比を設定し得る。他の実施例では、抵抗器 $R1118$ および $R2120$ 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_{O116} との間の比を設定し得る。 $R1118$ と $R2120$ 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 $V_{RECT106}$ 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 $U_{INSENSE130}$ も受ける。いくつかの実施例では、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ が与える入力電圧は、整流された電圧 $V_{RECT106}$ のピーク値である。他の実施例では、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ が与える入力電圧は、整流された電圧 $V_{RECT106}$ の平均値である。抵抗器 $R3126$ およびコンデンサ $C2128$ 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 $U_{INSENSE130}$ を与える。入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ 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 $R3126$ およびコンデンサ $C2128$ は入力電圧を検知し、コントローラに入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ を与える。一実施例では、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ は電流信号であり、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE130}$ 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 B127 の電圧は固定されている。このように、抵抗器 $R3126$ を通る電流は整流された電圧 $V_{RECT106}$ に比例し、コンデンサ $C2128$ 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 $U_{INSENSE130}$ ならびに抵抗器 $R1118$ および $R2120$ の値を利用して、コントローラ 124 は、出力電圧 V_{O116} 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 $U_{INSENSE130}$ が与えるライン入力電圧の値に应答して、検知された出力電圧 $V_{OSENSE121}$ 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应答して駆動信号 132 を出力してスイッチ $S1110$ を動作させて、出力電圧 V_{O116} を実質的に調整する。コントローラ 124 とともに抵抗器 $R1118$ および $R2120$ 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 $R1118$ および $R2120$ 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単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 $V_{RECT106}$ 、インダクタ $L1108$ 、スイッチ $S1110$ 、出力ダイオード $D1112$ 、出力コンデンサ $C1114$ 、出力電圧 V_{O116} 、フ

50

ードバック回路（すなわち、抵抗器 R 1 118、ノード A 119 および抵抗器 R 2 120）、入力信号 122、コントローラ 124、抵抗器 R 3 126、ノード B 127、コンデンサ C 2 128、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 L 1 108、スイッチ S 1 110、出力ダイオード D 1 112、出力コンデンサ C 1 114、出力電圧 V_O 116、抵抗器 R 1 118、抵抗器 R 2 120、入力信号 122、コントローラ 124、抵抗器 R 3 126、コンデンサ C 2 128、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 S 1 110 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

【 0 0 2 4 】

コントローラ 1 2 4 は、入力信号 1 2 2、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 1\ 3\ 0}$ およびさまざまな他のパラメータを利用して、スイッチ $S\ 1\ 1\ 1\ 0$ を動作させる駆動信号 1 3 2 を発生する。駆動信号 1 3 2 はスイッチ $S\ 1\ 1\ 1\ 0$ 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 1 3 2 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 $S\ 1\ 1\ 1\ 0$ が n チャネル $MOSFET$ である場合、駆動信号 1 3 2 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 $S\ 1\ 1\ 1\ 0$ は、コントローラ 1 2 4 の IC 内に含まれ得る。

10

【 0 0 2 5 】

コントローラ 1 2 4 はピーク検出器 2 0 6 で入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 1\ 3\ 0}$ を受ける。上述のように、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 1\ 3\ 0}$ は電源 1 0 0 の入力電圧を表わす。一実施例では、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 1\ 3\ 0}$ は、電源 1 0 0 の整流された電圧 $V_{RECT\ 1\ 0\ 6}$ を表わす。ピーク検出器 2 0 6 は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 1\ 3\ 0}$ から電源 1 0 0 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 2 0 6 は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 1\ 3\ 0}$ から電源 1 0 0 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 $U_{INSENSE\ 1\ 3\ 0}$ は電流信号である。次に電流源 2 0 8 は、ピーク検出器 2 0 6 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 $V_{AC\ 1\ 0\ 2}$ の半サイクル毎に整流された電圧 $V_{RECT\ 1\ 0\ 6}$ 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 $V_{RECT\ 1\ 0\ 6}$ のピーク値を定める。一実施例では、交流入力電圧 $V_{AC\ 1\ 0\ 2}$ 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 $V_{RECT\ 1\ 0\ 6}$ の各ピーク間の時間は約 8 から 10 ms 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 15 ms である。

20

【 0 0 2 6 】

図 3 A、図 3 C および図 3 D に図示されるように、電流源 2 0 8 は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 1\ 3\ 0}$ から定められる電源 1 0 0 のピーク入力電圧の値からオフセット電流 I_{OS} を発生する。他の実施例では、電流源 2 0 8 は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 1\ 3\ 0}$ から定められる電源 1 0 0 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 2 0 8 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

【 0 0 2 7 】

コントローラ 1 2 4 も入力信号 1 2 2 を受ける。しかしながら、上述のように、入力信号 1 2 2 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 1 2 2 (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 $V_{REF\ 2\ 0\ 4}$ とともに増幅器 2 0 2 によって受けられる。次に増幅器 2 0 2 は、ノード A の入力信号 1 2 2 と参照電圧 $V_{REF\ 2\ 0\ 4}$ 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 2 0 2 を置き換えてもよく、ノード A の入力信号 1 2 2 が参照電圧 $V_{REF\ 2\ 0\ 4}$ よりも大きいかに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 2 0 2 の出力は論理ブロック 2 1 0 によって利用されてスイッチ $S\ 1\ 1\ 1\ 0$ を制御し、電源 1 0 0 の出力電圧 $V_{O\ 1\ 1\ 6}$ を調整する。換言すると、コントローラ 1 2 4 は、増幅器 2 0 2 の出力が実質的に 0 になって、ノード A の入力信号 1 2 2 が参照電圧 $V_{REF\ 2\ 0\ 4}$ と実質的に等しいことを示すように、出力電圧 $V_{O\ 1\ 1\ 6}$ を調整する。

40

【 0 0 2 8 】

しかしながら、コントローラ 1 2 4 は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 1\ 3\ 0}$ に依存して、出力電圧 $V_{O\ 1\ 1\ 6}$ 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を得られ得る。コントローラ 124 は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 130}$ 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、 $V_{O\ 116}$ 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 119 の電圧、または換言すると検知された出力電圧 $V_{OSENSE\ 121}$ は、以下のとおりである。

【0029】

【数 1】

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

10

【0030】

しかしながら、一般的に、 $R1$ は $R2$ 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。

【0031】

【数 2】

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

【0032】

$R1\ 118$ と $R2\ 120$ との間の比が、どのくらい出力電圧 $V_{O\ 116}$ を分圧すべきかを定める。たとえば、 $R1\ 118$ と $R2\ 120$ との間の比が 50 である場合 ($R1\ 118$ が $R2\ 120$ よりも 50 倍大きい)、出力電圧 $V_{O\ 116}$ は、出力電圧 $V_{O\ 116}$ により、検知される出力電圧 $V_{OSENSE\ 121}$ の部分よりも 50 倍大きくなるであろう。または、換言すると、出力電圧 $V_{O\ 116}$ は、オフセット電流 I_{OS} による修正の前は、入力信号 122 の検知される出力電圧 $V_{OSENSE\ 121}$ よりも 50 倍大きい。入力信号 122 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 $V_{OSENSE\ 121}$ もオフセット電流 I_{OS} および抵抗器 $R2\ 120$ 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 124 は、入力電圧検知信号 $U_{INSENSE\ 130}$ が与える入力電圧の値に依存して、出力電圧 $V_{O\ 116}$ 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 124 は、(検知された出力電圧 $V_{OSENSE\ 121}$ としても知られる) ノード A の電圧が参照電圧 $V_{REF\ 204}$ と実質的に等しくなるように電源 100 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 124 は、ノード A の検知された出力電圧 $V_{OSENSE\ 121}$ が参照電圧 $V_{REF\ 204}$ と実質的に等しくなるまで出力電圧 $V_{O\ 116}$ が減少するように電源を調整する。式 (2) から、出力電圧 $V_{O\ 116}$ は以下によって与えられる。

20

30

【0033】

【数 3】

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

40

【0034】

上述のように、コントローラ 124 は、検知された出力電圧 $V_{OSENSE\ 121}$ が参照電圧 $V_{REF\ 204}$ と実質的に等しくなるように電源 100 を調整する。検知された出力電圧 $V_{OSENSE\ 121}$ に参照電圧 $V_{REF\ 204}$ を代入することにより、式 (3) を以下のように書換え得る。

【0035】

【数 4】

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

50

【 0 0 3 6 】

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 3 A、図 3 C および図 3 D 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 1 0 0 の出力電圧 V_{O116} は入力電圧とともに変化する。さらに、 $R1118$ および $R2120$ の値は最大出力電圧 V_{O116} を設定する一方で、 $R2120$ 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 1 2 4 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

【 0 0 3 7 】

図 3 A を参照して、コントローラ 1 2 4 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。

【 0 0 3 8 】

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

【 0 0 3 9 】

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 3 A 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

【 0 0 4 0 】

次に図 3 B 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 3 B のグラフは、図 3 A 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。

【 0 0 4 1 】

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

【 0 0 4 2 】

以上論じたように、オフセット電流 I_{OS} と出力電圧 V_{O116} との関係が式 (1)、(2)、(3) および (4) に示される。図 3 A および図 3 B 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 3 A および図 3 B 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。

【 0 0 4 3 】

次に図 3 C を参照して、コントローラ 1 2 4 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 3 C 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。

【 0 0 4 4 】

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 3 C 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 1 0 0 は、ノイズなどの他の要因による入力電圧の変動を補う。

【 0 0 4 5 】

図 3 D は、コントローラ 1 2 4 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 3 D 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。

【 0 0 4 6 】

以上論じたように、図 3 C 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 3 D は、N 個のオフセット電流レベル I_1314 、 I_2316 から $I_{N-2}318$ 、 $I_{N-1}320$ 、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 3 D 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 $I_{N-2}318$ 、 $I_{N-1}320$ 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 $I_{N-2}318$ 以降の値よりも大きな電流レベル $I_{N-1}320$ 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 3 D に、 U_{TH1302} 、 U_{TH2304} 、 U_{TH3306} 、 U_{TH4308} 、 $U_{TH2(N-1)-1}310$ 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} 、 $U_{TH2(N-1)-1}310$ 、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 $U_{TH2(N-1)-1}310$ などよりも大きい。

【 0 0 4 7 】

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}

10

20

30

40

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-1} 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} よりも大きくかつ第 3 の入力電圧値 U_{TH3} 未満である場合は、電流レベル I_{N-1} 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-1} の実質的に非ゼロの値から電流レベル I_{N-2} 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} 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-2} の実質的に一定の非ゼロの値から電流レベル I_{N-1} 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} 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_{N-2} の非ゼロの値と電流レベル I_{N-1} 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 $U_{INSENSE}$ が与える入力電圧の値が入力しきい値 $U_{TH2(N-1)}$ よりも大きい場合、オフセット電流 I_{OS} は電流レベル I_{N-1} 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。

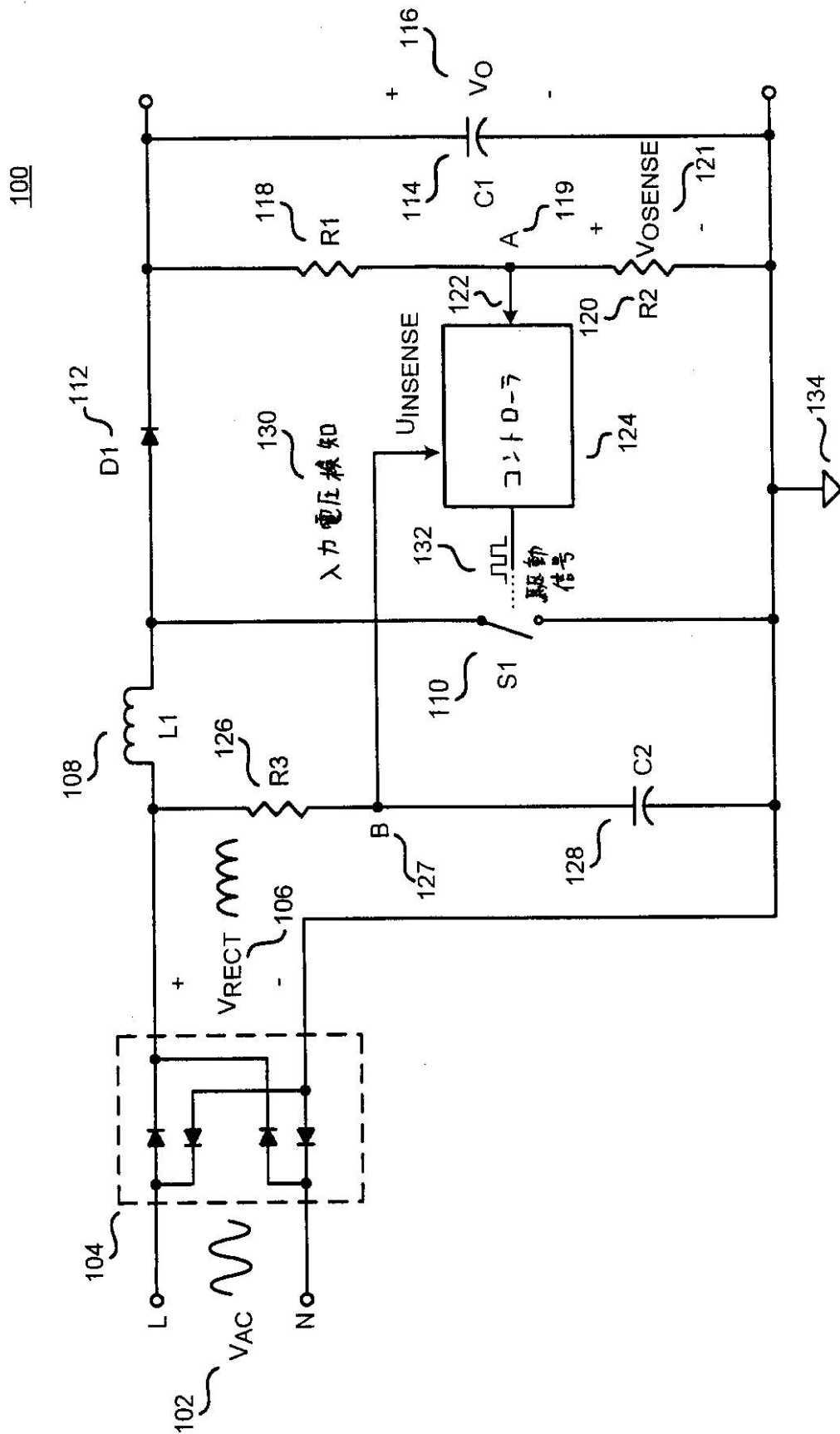
【符号の説明】

20

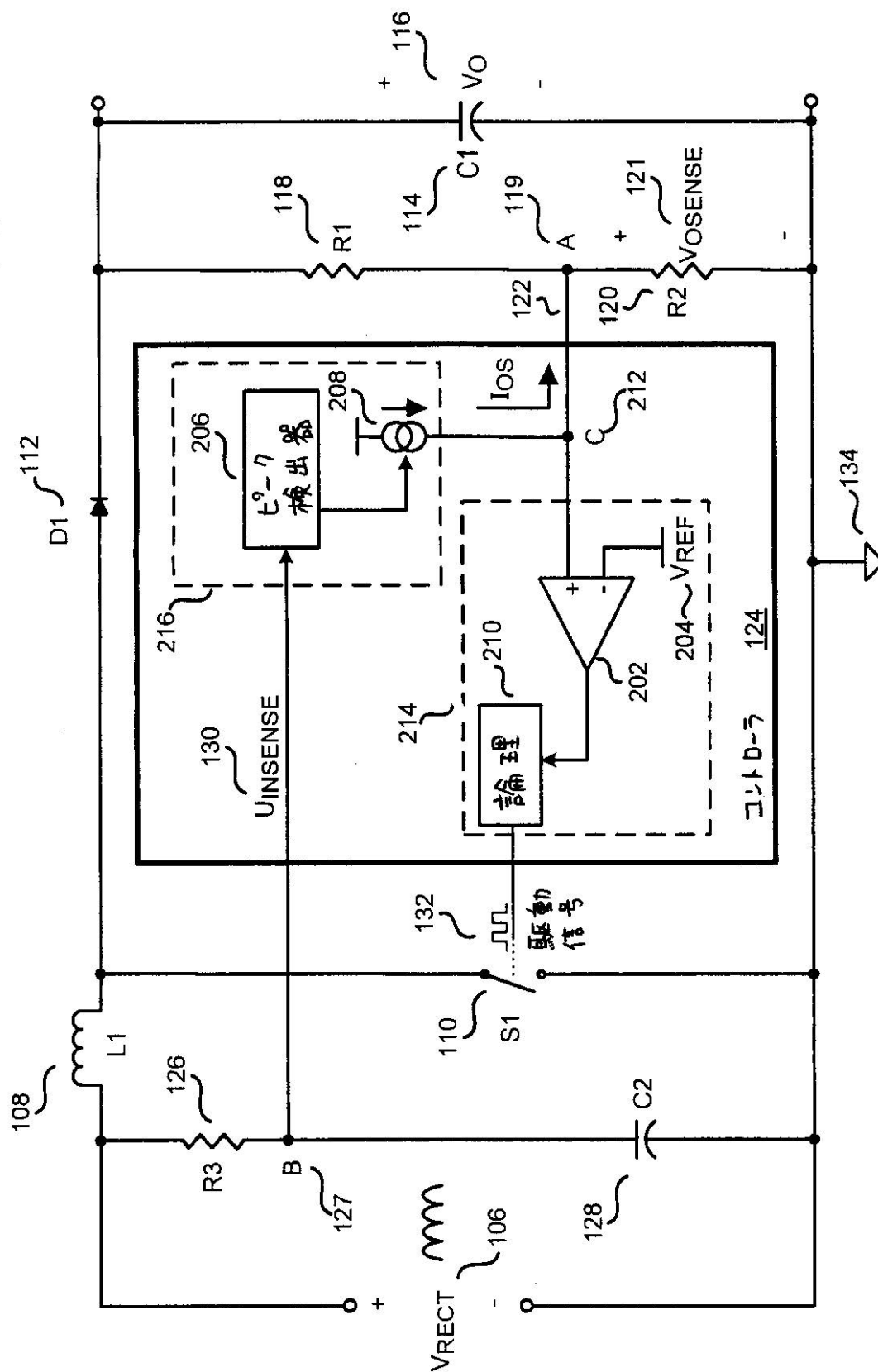
【0049】

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

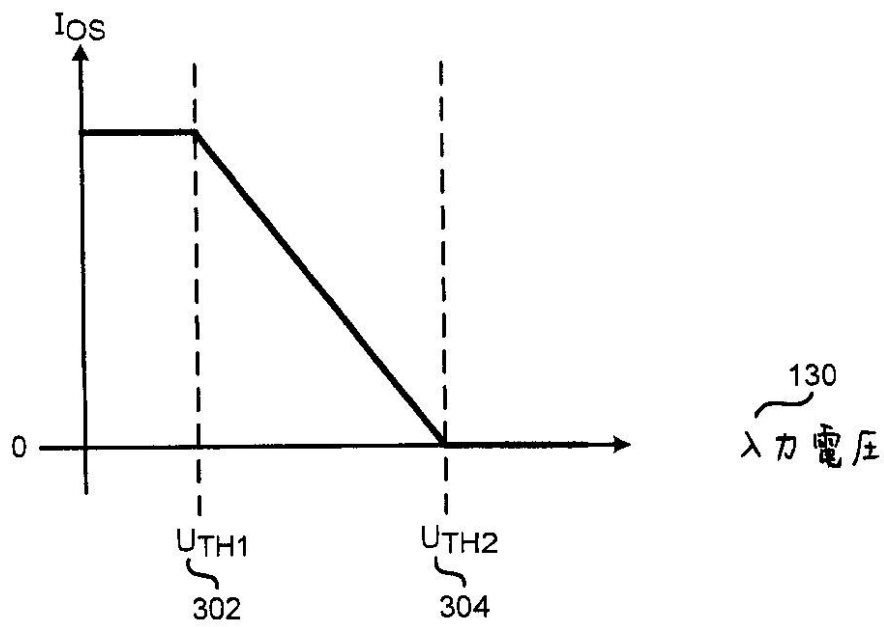
【図 1】



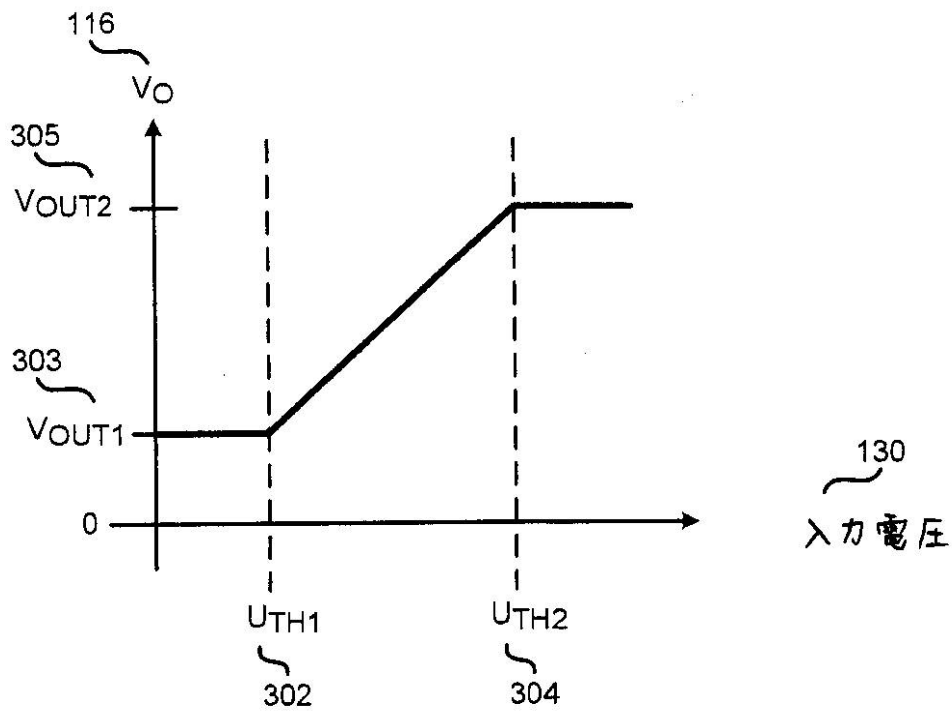
100



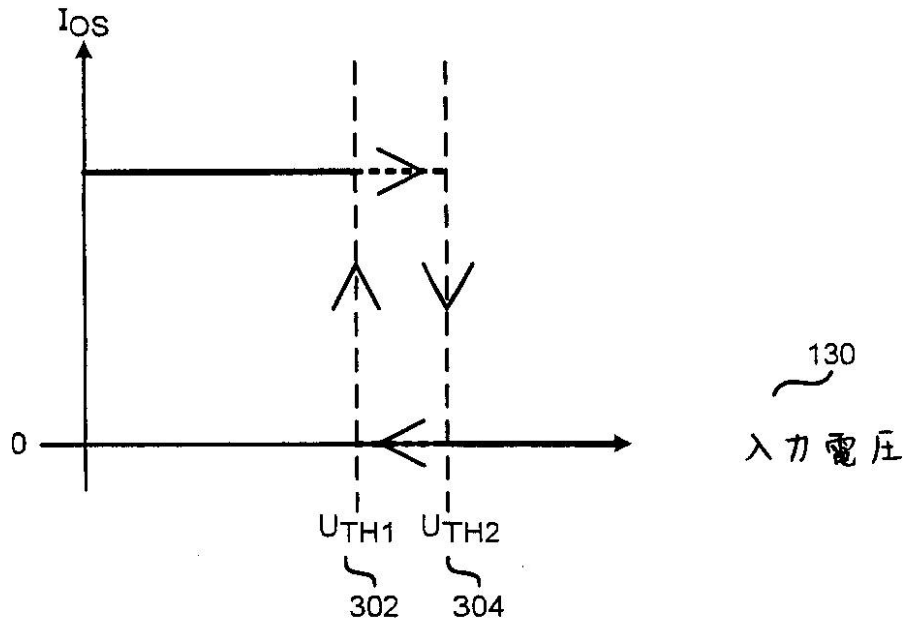
【図 3 A】



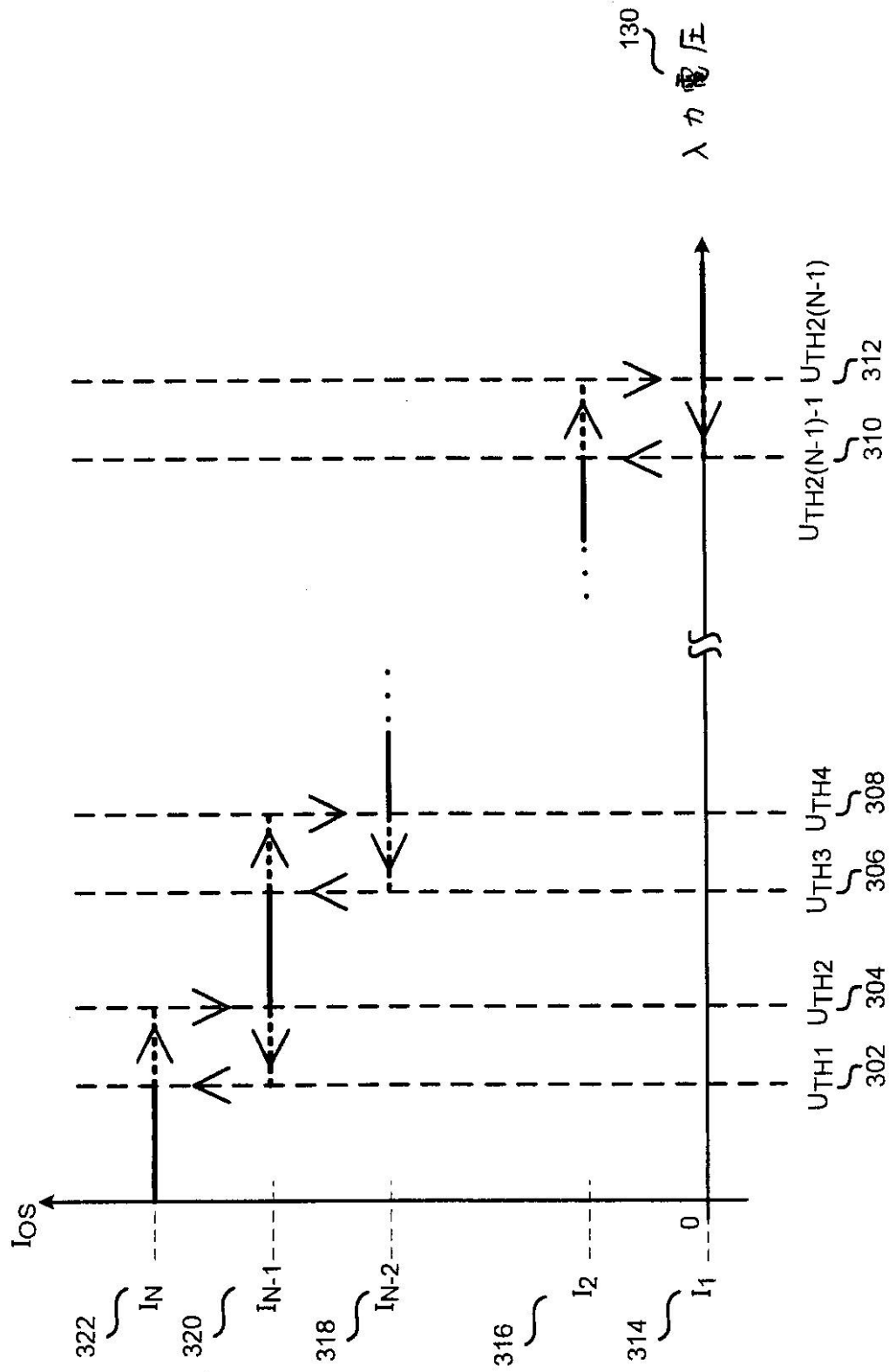
【図 3 B】



【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、9 5 0 3 5 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
1 0

F ターム(参考) 5H006 AA02 CA02 CB08 DA04 DB01 DC05

5H730 AA18 AS04 BB14 BB57 CC01 DD04 EE57 EE59 FD01 FD11