

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4150227号
(P4150227)

(45) 発行日 平成20年9月17日(2008.9.17)

(24) 登録日 平成20年7月4日(2008.7.4)

(51) Int.Cl.

H02M 3/28 (2006.01)
H03K 17/78 (2006.01)

F 1

H02M 3/28
H03K 17/78H
B

請求項の数 3 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2002-211156 (P2002-211156)
 (22) 出願日 平成14年7月19日 (2002.7.19)
 (65) 公開番号 特開2003-79145 (P2003-79145A)
 (43) 公開日 平成15年3月14日 (2003.3.14)
 審査請求日 平成17年6月28日 (2005.6.28)
 (31) 優先権主張番号 60/306,719
 (32) 優先日 平成13年7月20日 (2001.7.20)
 (33) 優先権主張国 米国(US)
 (31) 優先権主張番号 10/188,583
 (32) 優先日 平成14年7月3日 (2002.7.3)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 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 100064621
 弁理士 山川 政樹
 (72) 発明者 バル・バラクリッシュナン
 アメリカ合衆国・95070・カリフォルニア州・サラトガ・アルバー・コート・1
 3917

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】低コストの電圧降下を伴う電流電圧感知回路のための方法および装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

回路の出力部に結合される電流感知回路であって、
 第1のダイオードと、

第1のダイオードに結合された第1の抵抗と、

第1の抵抗および第1のダイオードに結合された第2の抵抗と、

第1の抵抗および第1のダイオードの両端間の電圧降下によって駆動されるように、第1の抵抗、第2の抵抗およびダイオードに結合された発光ダイオード(LED)とを備え、第1の抵抗および第1のダイオードが、出力部から供給される負荷電流が第1のダイオードおよび第1の抵抗を流れるように出力部に結合される電流感知回路と、

出力部および電流感知回路に結合される電圧感知回路であって、

出力部に結合されたツェナー・ダイオードと、

ツェナー・ダイオードに直列に結合された第3の抵抗と、

ツェナー・ダイオードおよび出力部に結合された第4の抵抗と、

LEDに結合されたバイポーラ・トランジスタとを備え、出力部の両端間の電圧が感知電圧を超えるとLEDを駆動するように、出力部、第3の抵抗およびバイポーラ・トランジスタが結合され、感知電圧が、ツェナー・ダイオードの両端間の電圧降下とバイポーラ・トランジスタの順方向ベース-エミッタ電圧の合計である電圧感知回路と、

出力部および電圧感知回路に結合される電圧補償回路であって、

出力部から供給される負荷電流を実質的に表す電流が第5の抵抗を流れるように、バイポ

10

20

ーラ・トランジスタのエミッタおよび出力部に結合された第5の抵抗と、

第5の抵抗に結合された第6の抵抗と、

第6の抵抗に結合された第2のダイオードとを備え、第5の抵抗を流れる電流に応じて感知電圧が変化するように、第6の抵抗および第2のダイオードが、バイポーラ・トランジスタのベースと第5の抵抗の間に直列に結合された電圧補償回路とを備える回路。

【請求項2】

バイポーラ・トランジスタが、P N PトランジスタまたはN P Nトランジスタのうち1つを含む請求項1に記載の回路。

【請求項3】

第1のダイオードと、

10

第1のダイオードに結合された第1の抵抗と、

第1のダイオードおよび第1の抵抗に結合された第2の抵抗と、

第1の抵抗および第1のダイオードの両端間の電圧降下によって駆動されるように、第1の抵抗、第2の抵抗およびダイオードに結合された発光ダイオード(LED)と、

出力部に結合された第3の抵抗と、

第3の抵抗およびLEDに結合されたツェナー・ダイオードと、

コレクタが第3の抵抗およびツェナー・ダイオードに結合され、かつ、ベースが出力部に結合されたバイポーラ・トランジスタと、

バイポーラ・トランジスタのエミッタと第1の抵抗の間に結合された第4の抵抗とを備え、第1の抵抗および第1のダイオードが、出力部から供給される負荷電流が第1のダイオードおよび第1の抵抗を流れるように回路の出力部に結合される回路。

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は一般に電圧電流感知付き回路に関し、より詳細には電圧降下を伴う回路の電流および電圧の感知に関する。

【0002】

【従来の技術】

本出願は、2001年7月20日出願の、「Method And Apparatus For Low Cost Current And Voltage Sense Circuits With Voltage Drop」という名称の米国仮出願第60/306,719号の優先権を主張するものである。

30

【0003】

携帯電話、パーソナル・ディジタル・アシスタント(PDA)など大抵のバッテリ駆動携帯電子製品には、バッテリを充電するために、定電圧および定電流(CC/CV)特性を有する、低電力の交流(AC)-直流(DC)変換充電器電源が必要である。これらの充電器のほとんどは、温度に関して指定された電流許容差および電圧許容差を満たすために比較的正確かつ高価な回路を必要とする。

【0004】

知られている回路では、TL431などの高精度プログラマブル基準ICを用いて電圧が感知されている。TL431は、外部抵抗によって設定されたプログラム値に出力電圧を制御するために光結合素子フィードバック回路を駆動する。充電器と負荷(電子製品)を接続している出力ケーブルによる電圧降下がもたらす負荷端でのより低い精度に合致するためには、充電器回路の出力端の精度は、比較的高レベルの精度でなければならない。出力ケーブルによる電圧降下は、負荷の増加に伴って出力電圧を低下させ、負荷端での総合電圧許容差を劣化させている。充電器の出力端に要求される電圧精度のレベルは、適切なレベルの精度にトリムされたTL431 ICを選択することによって達成することができる。精度が3%、2%および1%のTL431が広く利用されている。TL431電圧基準は、単純なツェナー基準より一般的に高価である。しかし、許容差2%未満のツェナーを得ることは一般に困難であり、また、ツェナーを流れる電流によってツェナー電圧が変

40

50

動するため、フィードバック・ループの低利得により、ツェナー電流が出力負荷に応じて変動する回路では、負荷変動率が悪くなる。また、ツェナー電圧を利用する範囲が特定の標準電圧値に限られているため、出力電圧の中心を最適ポイントに置き、最良の許容差を得ることは困難である。

【0005】

低コストの場合、低電力応用品（例えば5W未満）における電流感知は、通常、バイポーラ・トランジスタをターン・オンさせるために、電流感知抵抗の両端間の電圧降下を使用して実施される。この回路は、トランジスタのベース - エミッタ電圧 V_{BE} を基準として使用している。このトランジスタは光結合素子フィードバック回路を駆動し、それにより出力電圧が一定の値で制御される。しかし、このような回路によって設定される定電流制限は、 V_{BE} の温度係数が大きい（-2mV/°C）ため、温度によって大きく変動する。この温度変動は、サーミスターをベースとした抵抗網を用いることによって、第1のオーダまで補償することができるが、部品の数が増加し、コストが高くなる。10

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

本発明は低コストで正確に電流電圧を感知することができる回路を提供することである。

【0007】

【課題を解決するための手段】

電圧降下を伴う回路の電流および電圧を感知する方法および装置を開示する。本発明の一態様で、感知すべき電流の経路内に直列に結合されたダイオードおよび抵抗を備え、この直列結合の両端間の電圧が、発光ダイオード（LED）を駆動するために結合される電流感知回路について説明する。一実施態様では、LEDは光結合素子の一部であり、光結合素子は、スイッチ・モード電源のフィードバック回路の一部である。一実施態様では、ダイオードはPN接合ダイオードである。20

【0008】

本発明の他の態様で、出力部から供給される負荷電流の経路内に直列に結合されたダイオードおよび抵抗を有する電流感知回路を備え、この直列結合の両端間の電圧がLEDを駆動するために結合される、電流および電圧感知回路について説明する。また、電流および電圧感知回路は、出力部に結合された電圧感知回路を備えている。電圧感知回路は、バイポーラ・トランジスタのベースに結合された電圧基準を備えている。バイポーラ・トランジスタは、出力端の電圧が電圧感知回路の感知電圧を超えるとLEDを駆動する。電圧基準はツェナーであり、電圧感知回路の感知電圧は、ツェナーの両端間の電圧とバイポーラ・トランジスタの順方向ベース - エミッタ電圧 (V_{BE}) の合計である。一実施態様では、LEDは光結合素子の一部であり、光結合素子は、スイッチ・モード電源のフィードバック回路の一部である。一実施態様では、ダイオードはPN接合ダイオードである。30

【0009】

本発明のさらに他の態様で、電圧出力部の両端間に結合された電圧感知回路を備えた電圧降下補償回路について説明する。電圧感知回路は、バイポーラ・トランジスタのベースを駆動するために結合された電圧基準を備え、電圧出力端の電圧が電圧感知回路の感知電流を超えると、バイポーラ・トランジスタのベースが駆動される。補償抵抗は電圧出力部に結合され、実質的に電圧出力部から電圧出力部に結合された負荷に流れる電流を表す電流を流している。補償抵抗の両端間の電圧とバイポーラ・トランジスタの順方向ベース - エミッタ電圧を合計した電圧が、直列に結合された第2の抵抗とダイオードの両端間に印加される。第2の抵抗を流れる電流を使用して、電圧感知回路の感知電圧が変更される。一実施態様では、負荷を流れる電流の増加に伴って感知電圧が増加する。一実施態様では、ダイオードが短絡回路に置換されている。一実施態様では、電圧基準はツェナーであり、電圧感知回路の感知電圧は、ツェナーの両端間の電圧とバイポーラ・トランジスタの順方向ベース - エミッタ電圧 (V_{BE}) の合計である。また、第2の抵抗を流れる電流は、ツェナーを通って流れている。一実施態様では、電圧感知回路は第3の抵抗をさらに備え、感知電圧は、電圧基準の両端間の電圧、第3の抵抗の両端間の電圧、およびバイポーラ・ト40

ランジスタの順方向エミッタ・バイアス電圧の合計である。また、第2の抵抗を流れる電流は、第3の抵抗を通って流れている。一実施態様では、ダイオードはP N接合ダイオードである。一実施態様では、バイポーラ・トランジスタが光結合素子のLEDを駆動し、光結合素子は、スイッチ・モード電源のフィードバック回路の一部である。

【0010】

本発明のさらに他の態様で、電圧出力部の両端間に結合された電圧感知回路を備えた電圧下降補償回路について説明する。電圧感知回路は、ツェナーに結合された第1の抵抗を備えている。ツェナーは、光結合素子のLEDを駆動するために結合され、電圧出力端の電圧が電圧感知回路の感知電圧を超えると、LEDが駆動される。電圧感知回路の感知電圧は、ツェナーの両端間の電圧、光結合素子のLEDの順方向電圧、および第1の抵抗の両端間の電圧の合計である。また、電圧感知回路は、電圧出力部に結合された負荷に引き渡される電流を表す電圧を提供する電流感知回路を備えている。電圧感知回路は、電圧感知回路の第1の抵抗の両端間の電圧を、電流感知回路から提供される電圧に応じて変化させるために結合された電圧補償回路をさらに備えている。一実施態様では、負荷に供給される電流の増加に伴って、第1の抵抗の両端間の電圧が増加する。一実施態様では、電流感知回路は、直列に結合された第2の抵抗およびダイオードを備えている。一実施態様では、電圧補償回路は、バイポーラ・トランジスタのエミッタに結合された第3の抵抗を備え、直列に結合された第3の抵抗およびバイポーラ・トランジスタのベース-エミッタ接合が、トランジスタのコレクタ電流が第2の抵抗の両端間の電圧に比例するように、電流感知回路の両端間に結合されている。一実施態様では、バイポーラ・トランジスタのコレクタは、第1の抵抗の両端間の電圧下降が第2の抵抗の両端間の電圧に応答するように、第1の抵抗に結合されている。一実施態様では、光結合素子は、スイッチ・モード電源のフィードバック回路の一部である。本発明のその他の特徴および利点については、以下の詳細説明および添付の図面から、明らかになるであろう。

【0011】

本発明について、何ら制限するものではなく例を使用して、添付の図面に照らして詳細に説明する。

【0012】

【発明の実施の形態】

他にもあるが、例えば電源回路などの回路において、電流感知、電圧感知、および電圧下降補償を提供するための方法および装置の実施形態を開示する。以下の説明では、本発明を完全に理解するための多数の特定の詳細が示されているが、本発明を実践するために特定の詳細を使用する必要がないことは、当分野の技術者には明らかであろう。したがって本発明を明確にするために、良く知られている材料あるいは方法についての詳細説明は、ここでは省略されている。

【0013】

本明細書の全体を通して参照されている「一実施形態」とは、その実施形態に関連して説明されている特定の特徴、構造、あるいは特性が、本発明の少なくとも1つの実施形態の中に含まれていることを意味している。したがって、本明細書を通して随所に使用されている「一実施形態では」という表現は、必ずしも同一の実施形態をすべて指しているわけではない。また、特定の特徴、構造、あるいは特性を、任意の適切な方法で、1つまたは複数の実施形態の中で組み合わせることができる。

【0014】

概説すると、本発明の実施形態により、極めて低コストの、比較的温度に依存しない定電圧感知回路、定電流感知回路が提供される。一実施形態によるケーブル抵抗補償回路により、ケーブルの電圧下降が補償されるため、負荷端における電圧の精度が向上する。また、負荷端における電圧の精度が向上するため、使用すべき電圧感知回路のコストが低減される。また、一実施形態による電流感知回路を使用することにより、監視および保護を目的として、しきい値を交差する感知電流を検出することができる。本発明の一実施形態を使用することにより、比較的精度が高く、かつ、温度補償された定電圧、定電流特性がバ

10

20

30

40

50

ツテリ充電器に提供される。

【0015】

説明する本発明の一実施形態には、コストを低減するために、ツェナーをベースとした電圧感知が使用されている。ツェナー感知を使用することによる精度の低下は、新規な電圧降下補償技法によって補償されている。この技法により、負荷の関数として感知電圧が増加し、ケーブル電圧降下および負荷に起因するツェナー電流の変動によるあらゆるツェナー電圧の変動が補償される。この回路を使用して負荷端で測定した正味有効電圧精度は、より高価な T L 4 3 1 をベースとした回路の精度に匹敵している。別法としては、電圧降下補償回路を、T L 4 3 1 I C に基づく回路など、より精度の高い電圧感知回路と組み合わせて使用することにより、負荷と電圧感知ポイントを接続している導体（配線、ケーブル、印刷回路基板トレース等）の抵抗降下を補償し、負荷端における調整精度をさらに改善することもできる。10

【0016】

一実施形態では、電流感知は、発光ダイオード（L E D）の順方向電圧を電圧基準として使用して実施されている。直列に結合されたP N接合ダイオードと抵抗によって電流が感知され、この直列結合によって生じる電圧がL E Dの両端間に印加される。この回路は、L E Dの順方向電圧の温度係数が、P N接合ダイオードの順方向電圧の温度係数と同様であり、かつ、その絶対値がP N接合ダイオードの絶対値より約300mV大きいこと、すなわちP N接合ダイオードの0.7Vに対して、L E Dの順方向電圧が約1Vであること利用している。したがって一実施形態では、感知抵抗の両端間の電圧が300mVであり、相対的に非温度依存性である。この実施形態では、この電流感知回路は、閉ループ・ファイードバック回路の光結合素子のL E Dを使用して、相対的に非温度依存性の定電流出力を提供している。この回路に付随する利点は、この回路が、出力部の短絡回路までのすべてに定電流を提供することである。これは、出力電圧には無関係に、光結合素子のL E Dが常に定電流モードで駆動されることによるものである。20

【0017】

また、他の実施形態では、開示した単純な低成本電流感知回路を開ループ方式で使用し、過電流すなわち過負荷検出、不足電流すなわち軽負荷検出、過電流遮断等の監視および保護を目的として、しきい値を交差する電流を検出している。これらの応用品では、しきい値を交差する電流は、光結合素子の出力トランジスタをターン・オン（電流がしきい値を超えた場合）させ、あるいはターン・オフ（電流がしきい値未満のとき）させることによって検出することができる。別法としては、独立したL E Dを使用して、しきい値を交差する電流を視覚表示させることもできる。例えば電源にL E Dを設け、電源が負荷状態であること、あるいは過負荷状態であることを表示するためにライト・アップさせることができる。30

【0018】

したがって、上で説明した電流感知回路の実施形態の場合、相対的に非温度依存性の電流しきい値が、極めて単純かつ低成本の回路で得られる。本明細書においては、スイッチ・モード電源を用いて本発明の実施形態が説明されているが、本発明の他の実施形態が、スイッチ・モード電源あるいはそもそも電源の使用に制限されないことを指摘しておくことについては理解されよう。例えば、本発明の実施形態を使用して、線形電源あるいは遠隔センサを有する計測システムの電圧および電流を感知し、また、設定しきい値を交差する電流および電圧を監視することができる。本発明の実施形態を開ループ・システムに使用し、電圧または電流を調整するための閉ループ・システムの電圧または電流を監視することもできる。40

【0019】

図1は、それぞれ正および負の導線中に抵抗R C 1 107およびR C 2 109を有するケーブル105を介して負荷103に結合された、C C / C V出力を備えたスイッチ・モード交流／直流電源101を示したものである。この回路には、本発明の教示による新規な電流感知、電圧感知、および電圧降下補償回路の一実施形態（点線の枠内に示す）が50

、変圧器 T 1 111 の二次側 129 に使用されている。回路は閉ループで動作し、比較的精度の高い定電流出力、定電圧出力を提供している。

【 0 0 2 0 】

一実施形態では、R 1 113 は、電源 101 を部品短絡および過負荷から保護するためのヒューズと同様の作用をする可融性抵抗である。RV 1 115 は金属酸化物バリスタ (MOV) であり、電源の損傷を防止するために、交流ラインの過渡現象をクランプしている。ダイオード D 1 ~ D 4 は、交流を直流に変換する整流器ブリッジ 117 を形成している。コンデンサ C 1 119 および C 2 121 は直流電圧を平滑化している。また、インダクタ L 1 123 と結合したコンデンサ C 1 119 および C 2 121 は、スイッチング電源 101 が発生する高周波雑音に対する電磁干渉 (EMI) フィルタリングとなり、交流ライン上を伝達する伝導放出を制限している。U 1 125 は、集積高電圧スイッチを備えたスイッチ・モード電源コントローラである。一実施形態では、U 1 125 は、California 州 San Jose にある Power Integrations 社製のスイッチ・モード電源 IC の多数の TINY Switch II ファミリである TNY 264 デバイスである。電源コントローラ 125 は、C 2 121 の両端間に高電圧直流を、変圧器 T 1 111 の一次巻線 127 の両端間 (端子 1 および 4) の高周波交流に変換している。T 1 111 の二次側 129 端子 (8 および 10) に引き渡される電力の量は、電源コントローラ 125 の EN / UV ピンを介した閉ループで制御されている。光結合素子 U 2 131 は、変圧器 111 の二次側 129 から絶縁されたフィードバックを閉ループ制御に与えている。一実施形態では、エレメント R 1 133、R 2 1 35、D 5 137、および C 3 139 は、変圧器 T 1 111 の一次巻線 127 の両端間に漏れインダクタンス・スパイクをクランプしている。C 4 141 は、電源コントローラ 125 の内部供給ピンのバイパス・コンデンサである。D 6 143 は整流用であり、C 5 145 は、二次側 129 をフィルタリングし、C 5 145 の両端間に直流電圧を引き渡している。図 1 の点線のボックスに囲まれた、変圧器 T 1 111 の二次側 129 の回路は、本発明の教示による電流感知、電圧感知、および電圧降下補償回路 147 の一実施形態であり、分かり易くするために、図 2 に別に示されている。L 2 149 および C 6 151 は高周波ポスト・フィルタであり、直流出力端子のスイッチング周波数リップルを小さくしている。

【 0 0 2 1 】

図 2 は、図 1 の電源に使用される、本発明の教示による電圧降下補償を備えた電流および電圧感知回路 147 の一実施形態を示したものである。直流入力端子は、図 1 の変圧器 T 1 111 の二次巻線 129 側の C 5 145 の両端間に結合されている。直流出力端子は、高周波ポスト・フィルタ (L 2 149 および C 6 151)、および正および負のレール上にそれぞれ抵抗 R C 1 107 および R C 2 109 を有するケーブル 105 を介して負荷 103 に結合されている。図 1 に示す高周波ポスト・フィルタ (L 2 149、C 6 151) は、ケーブル 105 へ直接通過する直流電圧および電流に対しては、効果があるとしても極めて小さい。図 1 の L 2 149 が何らかの大きな直列抵抗をもたらす場合、この抵抗は、電圧降下補償用のケーブル抵抗 R C 1 107 と一体にすることができる。したがって以下の考察においては、ポスト・フィルタは、直流電圧および電流を通過させるものと仮定する。

【 0 0 2 2 】

一実施形態では、R 5 153、R 6 155、D 7 157、および光結合素子 LED 159 が電流感知回路を構成している。電圧感知回路は、PNP ツランジスタ Q 1 161、R 8 163、R 9 165、およびツェナー D 8 167 を備えている。一実施形態では、ツェナー D 8 167 は、電圧感知回路電圧基準となっている。電圧感知回路に対する電圧降下補償は、R 8 163 と共に R 3 169、R 4 171、および D 9 173 によって実行される。

【 0 0 2 3 】

図に示す一実施形態では、R 6 155 および D 7 157 は、直流出力部に結合された

10

20

30

40

50

負のレール上の電流戻り経路内の電流感知部品である。R 6 155 および D 7 157 を流れる電流は、直流出力部から供給され、直流出力部に結合された負荷 103 を通って流れる負荷 103 電流 I_L に実質的に等しい。R 6 155 および D 7 157 の両端間で下降した電圧は、抵抗 R 5 153 を介して光結合素子 131 の LED 159 の両端間に印加され、定電流動作モードの間、LED 159 電流を制限している。また、R 5 は、定電圧動作モード時に R 6 155 および D 7 157 を流れる電流を制限している。出力電流が、LED 159 の順方向電圧と PN 接合ダイオード D 7 157 の順方向電圧の差によって設定される電流感知しきい値を超えると、光結合素子 131 の LED 159 が導通する。一実施形態では、上記順方向電圧差は約 300 mV であり、それが R 6 155 の値で分割されることになる。LED 159 が導通すると、電源コントローラ 125 が変圧器 111 に引き渡す電力が減少し、それにより出力電流の調整が電流感知しきい値に維持される。図 1 に示す実施例では、600 mA の定電流出力に必要な R 6 155 の推定値は 300 mV / 600 mA であり、0.5 オームに相当する。図 1 に示す R 6 155 の 0.51 オームという値は、定電流値を仕様限界の範囲内における最適位置に設定するために、一実施形態に対して経験的に決定された値であることを指摘しておく。

【0024】

一実施形態の定電圧動作モードでは、出力電圧は、ツェナー D 8 167 の電圧、約 0.7 V である Q 1 161 のベース - エミッタ電圧 V_{BE} 、および電圧降下補償回路によって生成される抵抗 R 8 163 の両端間の電圧降下の合計である感知電圧に調整される。R 9 165 は、ツェナー D 8 167 を介して定バイアス電流を提供し、並列共振インピーダンスを小さくしている。出力が感知電圧を超えると、トランジスタ Q 1 161 が導通して光結合素子 131 の LED 159 が駆動され、それにより電源コントローラ 125 が変圧器 111 に引き渡す電力が減少し、出力電圧の調整が感知電圧に維持される。

【0025】

一実施形態では、R 3 169 は、負荷 103 電流 I_L に実質的に等しい電流が流れる、直流出力部に結合された正のレール上の補償抵抗である。一実施形態では、ダイオード D 9 173 の順方向電圧降下とトランジスタ Q 1 161 の V_{BE} が実質的に同じで、かつそれらの温度係数が実質的に同じであるため、R 3 169 の両端間に生じる電圧は、温度には無関係に、抵抗 R 4 171 の両端間の電圧に実質的に等しい。これは、ダイオードおよびトランジスタがいずれも PN 接合であることによるものである。したがって R 4 171 によって生成される電流は負荷電流 I_L に比例し、かつ、R 8 163 を通って流れる。Q 1 161 のベース電流は、設計では、R 4 171 を流れる電流と比較した場合、無視することができる。したがって R 8 163 の両端間の電圧降下は、負荷 103 電流 I_L に比例している。負荷 103 電流 I_L が増加すると、R 8 163 の両端間の電圧降下が大きくなり、それにより基準電圧すなわち電源 101 の出力電圧が増加するため、ケーブル 105 の抵抗降下が補償され、負荷 103 電流 I_L に無関係に、実質的に一定の電圧 V_L が負荷 103 端で維持される。

【0026】

図 1 に示す実施例では、R 3 169 の値は、600 mA の全負荷において、ダイオード D 9 173 の順方向電圧と Q 1 161 の V_{BE} の差のあらゆる部品間変動より実質的に大きい電圧降下をもたらすように選択されている。一実施形態では、PN 接合ダイオードの部品による電圧降下変動は 20 mV 程度である。したがって、10 倍大きい電圧降下（例えば 200 mV）を選択する場合、R 3 169 の値は 200 mV / 600 mA であり、0.33 オームに相当する。また、この値は、必要な電圧降下補償を全負荷時に提供するだけの十分な値でなければならない。R 4 171 の 120 オームという値は、Q 1 161 のベース電流よりはるかに大きい、負荷 103 の関数としての電流を提供するように選択されている。全負荷時に R 4 171 を流れる電流は 200 mA / 120 オームであり、1.67 mA に相当する。これは、R 4 171 を流れる電流の範囲が、無負荷時のほぼ 0 mA から全負荷時の 1.67 mA まであることを意味している。R 8 163 の値は、直流出力部に結合されているケーブル 105 による抵抗電圧降下を補償するだけの

十分な量だけ感知電圧を大きくするために、全負荷時において十分な電圧降下を提供するように選択されている。図1の実施例では、選択されているR8 163の値は330オームであり、それにより、0.55Vに相当する1.67mA × 330オームだけ感知電圧が変化する。この変化により、0.9オームに相当する約0.55V / 600mAのケーブル105抵抗が補償される。上の計算では、330オームと比較すると一般的に内部インピーダンスが小さいため、電流によるツェナーD8 167の電圧変化は無視されている。いずれの場合においても、回路の第2のオーダの効果を考慮して経験的に実際のR8 163の値を微調整し、無負荷から全負荷まで、負荷端で測定による実質的に一定の電圧を出力することができる。

【0027】

10

図に示す実施例では、Q1 161のコレクタ電流は、LED159を流れる電流とR5 153を流れる電流の合計である。Q1 161のコレクタ電流は、一実施例では約250μAであり、負荷には無関係に電源コントローラ125デバイスを駆動している。R5 153を流れる電流は無負荷時に最大であり、光結合素子131のLED159の順方向降下とPN接合ダイオードD7 157の順方向降下の電圧差をR5 153の抵抗値で割ることによって推定することができる。この場合、300mV / 100オームであり、3mAに相当している。これは、無負荷時における抵抗R6 155の両端間の降下を無視することによるものである。総最大Q1 161電流は、一実施形態では3.25mAである。Q1 161のベータを100と仮定すると、Q1 161のベース電流は約33μAであり、したがって $33\mu A \times 330\text{ }\Omega$ から、無負荷時におけるR8 163の両端間の10mVが得られる。この10mVは、5.7Vの出力電圧と比較すると無視することができる。標準の4.7Vツェナー・ダイオードD8 167は、抵抗R9 165を流れる0.7V / 180オームの電流によって5V近辺にバイアスされる。0.7V / 180オームは、3.9mAに相当し、出力電圧の中心を無負荷時における5.7Vに相当する、 $5V + V_{R8}(0V) + V_{BE}(0.7V)$ に設定している。

【0028】

20

他の実施形態では、R8 163の機能を実行するツェナー・ダイオードD8 167の内部インピーダンスを使用することにより、R8 163を除去することができる。この実施形態では、全負荷時における感知電圧を変化させるために、R4 171の値を調整し、ツェナーD8 167電流における必要な変化を与えることができる。

【0029】

30

他の実施形態では、コストを節約するためにD9 173を除去し、それに対応してより大きな値のR4 171を使用することもできる。この場合、R4 171の両端間の電圧は、R3 169の両端間の降下に V_{BE} （室温で約0.7V）を加えた値に等しくなり、また、室温における所望の電圧補償量を提供するように、R4 171の値を選択することができる。R4 171の両端間の電圧は、 V_{BE} の温度係数が約-2mV / であるため、温度によって変化する。そのために電圧補償が温度の関数として変化する。この変化は場合によっては許容可能な変化であり、また場合によっては望ましい変化である。

【0030】

図3は、図1の回路の負荷端におけるIV（電流対電圧）特性301の一実施形態を示したものである。点線は、電圧降下補償がない場合に、負荷電圧 V_L がケーブル抵抗により負荷電流の増加と共にどのように降下するかを示している。

【0031】

40

図4は、本発明の教示による回路447の他の実施形態を示したもので、図2の回路147の相補バージョンである。この回路には、図1および2で使用されているPNPトランジスタQ1 161に代わって、NPNトランジスタQ1 461が使用されている。のために、電流感知は、直流出力部に結合されている正のレール上で実施する必要があり、また、電圧降下補償は、負のレール上で実施しなければならない。図4に示す部品番号は、図2に示す等価部品番号と一致している。回路の動作および性能は、図2の回路と同じである。

50

【0032】

図5は、本発明の教示による新規な電流感知、電圧感知、および電圧降下補償回路557の他の実施形態を示したものである。図5の実施形態では、直流入力端子は、図1の変圧器T1 111の二次巻線129側のコンデンサC5 145の両端間に結合されている。直流出力端子は、高周波ポスト・フィルタ(L2149およびC6 151)、正および負のレール上にそれぞれ図1に示す抵抗RC1 107およびRC2 109を有するケーブル105を介して負荷103に結合されている。一実施形態では、R1 575、R2 577、D1 579、および光結合素子LED581が電流感知回路を構成している。電圧感知回路は、R3 583、D2 585、および光結合素子LED581を備えている。電圧補償回路は、Q1 587およびR4 589を備えている。電流感知回路の動作は、図1で説明した動作と同じである。
10

【0033】

一実施形態の定電圧動作モードでは、出力電圧は、ツェナーD2 585の両端間の電圧、光結合素子LED581の順方向電圧降下、およびR3 583の両端間の電圧の合計から、R1 575の両端間の電圧およびD1 579の順方向電圧降下を差し引いた感知電圧に調整される。R2 577は、電流感知回路によって駆動されると、光結合素子LED581を流れる電流を制限している(定電流モード)。また、R2 577は、回路が電圧感知モードすなわち定電圧モードにある場合に、ツェナーD2 585にバイアス電流を提供している。
20

【0034】

電圧降下補償は、出力負荷103電流 I_L の増加に応じて、R3 583を流れる電流を増加させることによって実現される。この機能は、Q1 587のベース-エミッタ接合をR4 589に直列に、かつ、R1 575およびD1 579に並列に結合することによって実現される。R1 575の両端間の電圧降下は、出力負荷103の電流 I_L の増加を表している。D1 579の両端間の電圧降下は、Q1 587のベース-エミッタ降下に実質的に等しく、また、温度係数が同じであり、それにより温度補償を提供している。したがってR1 575の両端間の電圧は、温度には無関係にR4 589の両端間の電圧に実質的に等しい。したがってR4 589の値によって、所与の出力負荷103電流 I_L に対するQ587のコレクタ電流が決定され、したがってR3 583の両端間の電圧降下と出力負荷103電流 I_L の関係が決定される。R4 589は、R1 575の両端間の電圧降下と、図1のケーブル105の抵抗RC1 107およびRC2 109による電圧降下の両方を補償するように選択されている。
30

【0035】

他の実施形態では、図5に示す回路の相補バージョンが構築されている。このバージョンは、図2および4に示す同じ回路の相補バージョンと類似している。詳細には、相補回路の実施形態には、NPNトランジスタQ1 587に代わってPNPトランジスタが使用され、また、電流感知は、直流出力部に結合された正のレール上で実施されている。電圧感知回路は、光結合素子LEDを正の出力レールに、負の出力レールに結合されたD2 585およびR3 583と直列に結合し、R4 589を正のレールとPNPトランジスタのエミッタの間に結合することになる。動作および選択される部品は、上で説明した図5の回路と同じである。
40

【0036】

以上の詳細説明では、本発明の特定の例示的実施形態を参照して本発明の方法および装置を説明したが、本発明の広義の精神および範囲を逸脱することなく、それらに様々な改変および変更を加えることができることは明らかであろう。したがって本明細書および図面は、本発明を制限するものではなく、本発明を説明するためのものとして受け取るべきである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の教示による、ケーブルを介して負荷に結合された、CC/CV出力を備えたスイッチ・モードAC/DC電源の一実施形態を示す図である。
50

【図2】本発明の教示による、図1の電源に使用される、本発明の教示による電圧降下補償を備えた電流および電圧感知回路の一実施例を示す図である。

【図3】本発明の教示による、負荷端における電流対電圧特性の一実施形態を示す図である。

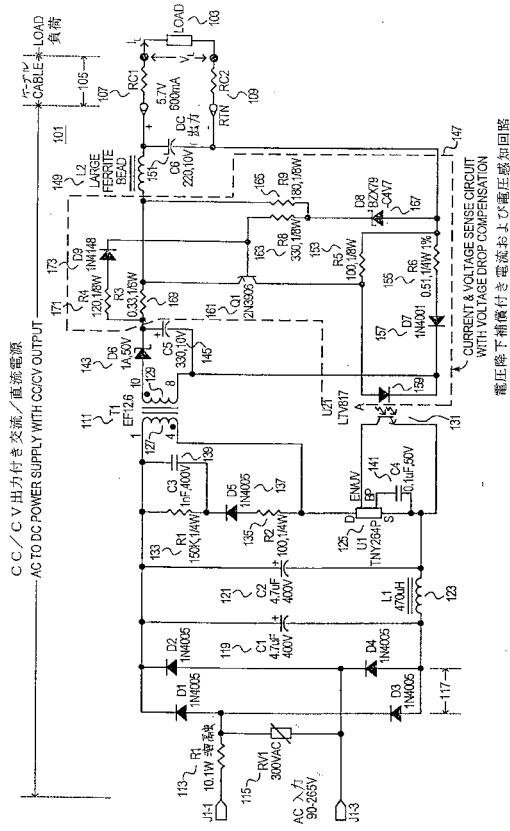
【図4】本発明の教示による、電圧降下補償を備えた電流および電圧感知回路の他の実施例を示す図である。

【図5】本発明の教示による、電圧降下補償を備えた電流および電圧感知回路の他の実施例を示す図である。

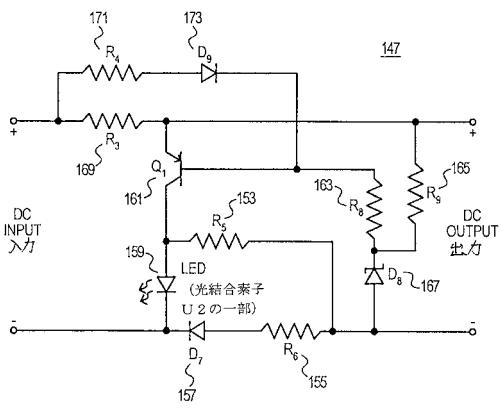
【符号の説明】

1、4、8、10 端子	10
101 交流／直流電源	
103 負荷	
105 ケーブル	
107 抵抗 R C 1	
109 抵抗 R C 2	
111 変圧器 T 1	
113 抵抗 R 1	
115 金属酸化物バリスタ R V 1	
117 整流器ブリッジ	
119 コンデンサ C 1	20
121 コンデンサ C 2	
123 インダクタ L 1	
125 電源コントローラ U 1	
127 一次巻線	
129 二次巻線（二次側）	
131 光結合素子 U 2	
133、575 エレメント R 1	
135、577 エレメント R 2	
137 エレメント D 5	
139 エレメント C 3	30
141 バイパス・コンデンサ C 4	
143 ダイオード D 6	
145 コンデンサ C 5	
147、447 電流感知、電圧感知、および電圧降下補償回路	
149、151 高周波ポスト・フィルタ（L 2、C 6）	
153 抵抗 R 5	
155 抵抗 R 6	
157 ダイオード D 7	
159、581 光結合素子 L E D	
161、461、587 ツランジスタ Q 1	40
163 抵抗 R 8	
165 抵抗 R 9	
167 ツェナー・ダイオード D 8	
169、583 抵抗 R 3	
171、589 抵抗 R 4	
173 ダイオード D 9	
301 電流対電圧特性	
557 相補回路	
579 ダイオード D 1	
585 ツェナー・ダイオード D 2	50

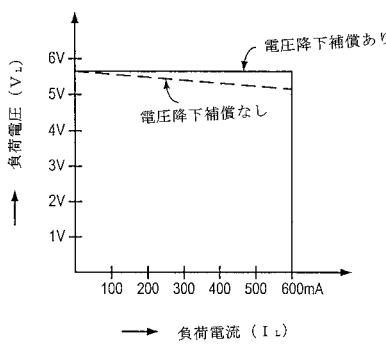
【図1】



【図2】

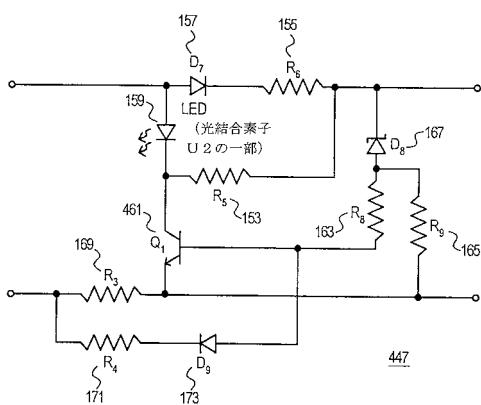


【図3】

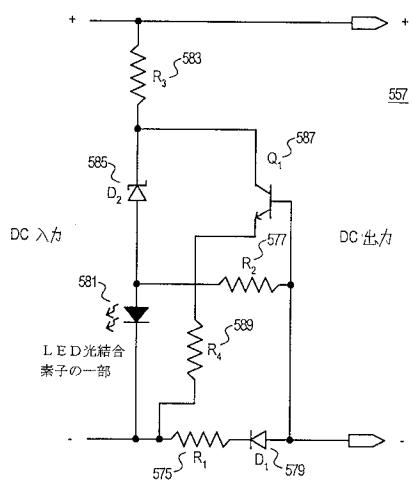


301

【図4】



【図5】



フロントページの続き

(72)発明者 アーサー・ビイ・オデル

アメリカ合衆国・95014・カリフォルニア州・クバーチノ・メンハート レーン・10360

審査官 杉浦 貴之

(56)参考文献 特開平06-168041(JP,A)

特開平04-038176(JP,A)

特開昭60-230220(JP,A)

実開平01-131291(JP,U)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/28

H03K 17/78