

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第4867619号
(P4867619)

(45) 発行日 平成24年2月1日(2012.2.1)

(24) 登録日 平成23年11月25日(2011.11.25)

(51) Int.Cl.
H02M 3/155 (2006.01)

F I
H02M 3/155 K

請求項の数 11 (全 42 頁)

(21) 出願番号	特願2006-319850 (P2006-319850)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成18年11月28日 (2006.11.28)		パナソニック株式会社
(65) 公開番号	特開2008-43180 (P2008-43180A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成20年2月21日 (2008.2.21)	(74) 代理人	100109667
審査請求日	平成21年10月13日 (2009.10.13)		弁理士 内藤 浩樹
(31) 優先権主張番号	特願2006-188879 (P2006-188879)	(74) 代理人	100109151
(32) 優先日	平成18年7月10日 (2006.7.10)		弁理士 永野 大介
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)	(74) 代理人	100120156
			弁理士 藤井 兼太郎
		(72) 発明者	吉田 幸司
			大阪府門真市大字門真1006番地 パナ ソニックエレクトロニクス株式会社 社内
最終頁に続く			

(54) 【発明の名称】 電源装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電力供給源と、
前記電力供給源に接続されたDC/DCコンバータと、
前記電力供給源から負荷に供給される電圧に相当する電圧をサンプルタイミング信号に応じてサンプルし、前記DC/DCコンバータの出力設定値としてホールドするサンプルホールド回路を有し、
前記電力供給源の電圧が一時的に低下する以前の時点で前記サンプルタイミング信号がオンになると、前記電力供給源の電圧に相当する電圧を前記サンプルホールド回路でホールドするとともに前記DC/DCコンバータを起動して、前記出力設定値となるように前記DC/DCコンバータの出力電圧を制御することにより、前記出力電圧を前記電力供給源の電圧変動に追従させるとともに、
前記電力供給源の電圧に相当する電圧が、ホールドされた電圧まで回復した時点以降で前記サンプルタイミング信号がオフになると、前記DC/DCコンバータを停止する電源装置。

【請求項 2】

負荷に電力を供給する電力源として、電力供給源の出力とDC/DCコンバータの出力を切り替える選択スイッチを設けた請求項 1 に記載の電源装置。

【請求項 3】

DC/DCコンバータは、電力供給源、または補助電源から出力電圧を得る構成を有し、

前記電力供給源の電圧が低下した時に、前記ＤＣ／ＤＣコンバータは、前記補助電源の電圧がサンプルホールド回路でホールドした出力設定値になるように制御して負荷に電力を供給する請求項 1 に記載の電源装置。

【請求項 4】

補助電源から負荷に供給される電圧が、電力供給源から前記負荷に供給される電圧より低くなるようにＤＣ／ＤＣコンバータの出力設定値を決定した請求項 3 に記載の電源装置。

【請求項 5】

ＤＣ／ＤＣコンバータの出力と負荷の間に整流素子を接続し、
前記整流素子の電圧降下に相当する電圧分だけ前記ＤＣ／ＤＣコンバータの出力設定値を上げておく請求項 3 に記載の電源装置。

10

【請求項 6】

ＤＣ／ＤＣコンバータは２つのスイッチを交互にオンオフする動作によって電圧を変換する構成を有し、
電力供給源の電圧が低下していない通常時に、前記ＤＣ／ＤＣコンバータの入出力間に接続された方の前記スイッチをオンにすることにより、前記電力供給源から前記負荷への電力供給が前記ＤＣ／ＤＣコンバータを介して行われる請求項 3 に記載の電源装置。

【請求項 7】

ＤＣ／ＤＣコンバータは、電力供給源、または補助電源から出力電圧を得る構成を有し、前記電力供給源の電流の一時的な変動分が、前記ＤＣ／ＤＣコンバータを介して前記補助電源で吸収、または放出される請求項 1 に記載の電源装置。

20

【請求項 8】

ＤＣ／ＤＣコンバータの出力電圧が、ホールドされた時の電力供給源の電圧より既定定数倍低くなるようにした請求項 1 に記載の電源装置。

【請求項 9】

電力供給源の電圧が低下する以前の時点でサンプルタイミング信号がオンになると、前記電力供給源の電圧に相当する電圧をサンプルホールド回路でホールドするとともに、前記電力供給源の電圧に相当する電圧が、ホールドされた電圧より既定定数倍低い正のしきい値電圧まで低下すればＤＣ／ＤＣコンバータを起動し、
前記ＤＣ／ＤＣコンバータの出力電圧は、ホールドされた時の前記電力供給源の電圧より前記既定定数倍低くなるようにし、
前記電力供給源の電圧に相当する電圧が前記しきい値電圧以上に回復するか、またはサンプルタイミング信号がオフになると、前記ＤＣ／ＤＣコンバータを停止する請求項 1 に記載の電源装置。

30

【請求項 10】

電力供給源の電圧が低下する以前の時点でサンプルタイミング信号がオンになると、前記電力供給源の電圧に相当する電圧をサンプルホールド回路でホールドするとともにＤＣ／ＤＣコンバータを起動し、
前記ＤＣ／ＤＣコンバータの出力電圧は、ホールドされた時の前記電力供給源の電圧より既定定数倍低くなるようにし、
前記電力供給源の電圧に相当する電圧が、ホールドされた電圧より前記既定定数倍低い正のしきい値電圧以上に回復すると、前記ＤＣ／ＤＣコンバータを停止する請求項 1 に記載の電源装置。

40

【請求項 11】

補助電源が充電、または放電している間のみＤＣ／ＤＣコンバータを動作させる請求項 3 に記載の電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は電力供給源の電圧変動を補償する電源装置に関するものである。

【背景技術】

50

【 0 0 0 2 】

近年、地球環境保護のために、特に自動車においては燃費向上の観点から、アイドリングストップ、電動パワーステアリング、電動ターボ、ブレーキ回生等の技術が開発されてきている。例えばこれらの技術の内、アイドリングストップ、電動パワーステアリング、および電動ターボは、それぞれスタータ、ステアリングモーター、およびタービン駆動モーターを動作させる場合に 1 0 0 アンペアオーダーの大電流を消費するので、バッテリーや発電機からなる電力供給源の電圧低下が発生する。この電圧低下が大きくなれば、電力供給源から電力を受けている負荷の動作が十分に行えなくなる。

【 0 0 0 3 】

また、ブレーキ回生を行うと、車速にもよるが、最大で 1 0 0 アンペアオーダーの回生電流が発生するので、電力供給源の電圧は上昇する。これをそのまま負荷に供給すれば負荷への供給電圧の上昇を招き、やはり正常な動作が行えなくなる可能性がある。

【 0 0 0 4 】

このような一時的な電力供給源の電圧上下変動による負荷への影響を防止する方法として、例えば電圧低下に対しては特許文献 1 に示されているように、電圧低下保護回路をバッテリーと補機類の間に設ける構成の提案がなされている。電圧低下保護回路は、特許文献 1 のように補助電源としてコンデンサを用い、バッテリー電圧が低下するとコンデンサの電力を補機類に供給することで電圧補償を行う構成としてもよいし、あるいは補助電源を用いずに、バッテリー電圧が低下するとバッテリーの電圧を昇圧して補機類に供給することで電圧補償を行う構成としてもよい。

【 0 0 0 5 】

いずれの構成においても、電圧低下保護回路にはコンデンサやバッテリーの電圧を補機類の動作に必要な電圧に変換する DC / DC コンバータが必要となる。ここでは、補助電源としてコンデンサを用いた場合の電圧低下保護回路の具体例を図 2 2 により説明する。

【 0 0 0 6 】

図 2 2 において、電圧低下保護回路 1 は DC / DC コンバータ回路構成を含み、その入力は、コイル 2、ダイオード 3 を介し出力に接続されている。また、ダイオード 3 のカソード、および前記出力の接続点は、コンデンサ 4 を介してグラウンドに接続されている。さらに、コイル 2 とダイオード 3 の接続点はトランジスタ 5 を介してグラウンドに接続されるとともに、トランジスタ 5 のベースにはコントローラ 6 の出力が接続されている。コントローラ 6 は電圧低下保護回路 1 の出力電圧をモニタして、トランジスタ 5 をオンオフ制御する。また、コントローラ 6 は、外部からの動作オンオフ信号によって、動作が制御されている。

【 0 0 0 7 】

このような電圧低下保護回路 1 は、動作オンオフ信号によってコントローラ 6 が動作することにより、トランジスタ 5 がオンオフ制御され、コイル 2 を利用して昇圧された電圧を得てコンデンサ 4 を充電するとともに、電圧低下保護回路 1 の出力電圧をモニタしておき、その電圧を所望の出力設定値に維持することができる。従って、バッテリーの電圧が下がっている状況においても、電圧低下保護回路 1 の出力電圧が低下しないようにすることができる。

【 0 0 0 8 】

以上のようにして、電力供給源の電圧低下を補償する電源装置を実現していた。

【 0 0 0 9 】

なお、特許文献 1 の例ではバッテリー電圧の低下を補償する構成であったが、例えばブレーキ回生時の電力をコンデンサ 4 に蓄電することにより、電圧低下保護回路 1 の出力電圧が上昇しないような構成としてもよい。

【特許文献 1】特開 2 0 0 5 - 1 1 2 2 5 0 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 0 】

10

20

30

40

50

このような従来の電源装置は、確かに電力供給源の電圧が上下変動しても安定した電圧を負荷に供給できるのであるが、ここで問題となるのはコントローラ 6 の電圧出力設定値が一定な点である。すなわち、電力供給源を構成するバッテリー等は周囲温度の変動や劣化等の環境変化により、比較的小さな電圧変動（具体的には 12 V から 14 V 程度の範囲）が長期的に発生する。従って、コントローラ 6 の出力設定値は、一時的なバッテリーの電圧変動が発生しない通常時において、バッテリーの電力を優先して出力するために、バッテリーの長期的電圧変動幅の最低値（12 V）より低い値（例えば 11 V）に固定している。

【0011】

これにより、通常のバッテリー電圧が最低値の 12 V 程度である時に、スタータ駆動等によりバッテリー電圧が一時的に低下したとすると、コンデンサ 4 から出力電圧が 11 V になるように制御されて負荷に電力供給されるので、負荷からみると 12 V であった供給電圧が 11 V に下がる程度なので、問題なく負荷を駆動させ続けることができる。

10

【0012】

しかし、通常のバッテリー電圧が 14 V であったとすると、バッテリー電圧の一時的低下により電圧低下保護回路 1 から出力される電圧は 11 V と一定であるので、負荷からみると突然 14 V から 11 V まで 3 V も電圧が下がることになる。これにより、負荷によっては動作が影響を受ける可能性があるという課題があった。

【0013】

また、ブレーキによる回生動作を行う時も同様に、電力供給源の電圧が一時的に上昇するので、一定の既定電圧（例えば 14.5 V）を超えた場合にはコントローラ 6 がコンデンサ 4 に充電を行うように動作する。この時、回生前のバッテリー等の電圧が 14 V であれば電圧変動は小さいが、12 V であれば突然 14.5 V まで負荷への供給電圧が上がるので、上記と同様に負荷へ影響を及ぼす可能性があるという課題があった。

20

【0014】

本発明は、前記従来の課題を解決するもので、通常時の電力供給源の電圧と、電力供給源の電圧上下変動時における DC / DC コンバータの出力電圧との差が常に小さい電源装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0015】

前記従来の課題を解決するために、本発明の電源装置は、電力供給源と、前記電力供給源に接続された DC / DC コンバータと、前記電力供給源から負荷に供給される電圧に相当する電圧をサンプルタイミング信号に応じてサンプルし、前記 DC / DC コンバータの出力設定値としてホールドするサンプルホールド回路を有し、前記電力供給源の電圧が一時的に低下する以前の時点で前記サンプルタイミング信号がオンになると、前記電力供給源の電圧に相当する電圧を前記サンプルホールド回路でホールドするとともに前記 DC / DC コンバータを起動して、前記出力設定値となるように前記 DC / DC コンバータの出力電圧を制御することにより、前記出力電圧を前記電力供給源の電圧変動に追従させるとともに、前記電力供給源の電圧に相当する電圧が、ホールドされた電圧まで回復した時点以降で前記サンプルタイミング信号がオフになると、前記 DC / DC コンバータを停止するものである。

30

40

【発明の効果】

【0016】

本発明の電源装置によれば、DC / DC コンバータの出力設定値を、電圧上下変動直前の電力供給源の電圧に相当する値に更新しているので、通常時の電力供給源の電圧が環境の影響により変動しても、それに応じた電圧になるように DC / DC コンバータの出力電圧が制御される。これにより、通常時の電力供給源の電圧と、電力供給源の電圧変動時における DC / DC コンバータの出力電圧との差が常に小さくなり、負荷を安定動作させ続けられる電源装置を実現できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

50

以下、本発明を実施するための最良の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0018】

(実施の形態1)

図1は、本発明の実施の形態1における電源装置のブロック回路図である。図2は、本発明の実施の形態1における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a)は電力供給源の電圧V1の経時変化図を、(b)は負荷への供給電圧V2の経時変化図を、(c)は補助電源の電圧V3の経時変化図を、(d)はサンプルホールド用コンデンサの電圧V4の経時変化図を、(e)は第3スイッチのオンオフのタイミングチャートを、(f)は切替スイッチの切り替えのタイミングチャートを、(g)は第1、第2サンプルスイッチのオンオフのタイミングチャートを、それぞれ示す。図3は本発明の実施の形態1における他の構成の電源装置のブロック回路図である。

10

【0019】

なお、本実施の形態1においては、スタータ駆動等により電力供給源の電圧が低下した場合に、補助電源の電力をDC/DCコンバータによって電圧変換し、直流出力を負荷に供給する構成について述べる。

【0020】

図1において、電源装置20は負荷21に電力を供給するものであり、両者は電氣的に接続されている。電源装置20はバッテリーや発電機からなる電力供給源22、選択スイッチ23、DC/DCコンバータ24、第3スイッチ26、サンプルホールド回路28、および充放電が可能なコンデンサからなる補助電源30から構成される。

20

【0021】

ここで、選択スイッチ23は負荷21に電力を供給する電力源として、電力供給源22の出力とDC/DCコンバータ24の出力を切り替えるものである。具体的には、電力供給源22の出力電圧V1が低下すると自動的に補助電源30の電力を負荷21に供給するように切り替えるために、選択スイッチ23をダイオードで構成した。その結果、V1が一時的に低下した際に、補助電源30からDC/DCコンバータ24を介して出力される電流の電力供給源22への逆流を防止することが可能となる。

【0022】

また、DC/DCコンバータ24は補助電源30への充放電を1つの回路で実現できる双方向コンバータとした。さらに、第3スイッチ26は並列に整流素子32を有するとともに、外部からオンオフ制御が可能な構成のものとし、本実施の形態1ではFETを用いた。この場合、整流素子32はFETのボディダイオードとなる。なお、補助電源30を構成するコンデンサとしては、急速充放電特性に優れ、大容量の電気二重層コンデンサを用いた。これらにより、DC/DCコンバータ24は、電力供給源22、または補助電源30から出力電圧を得る構成となる。

30

【0023】

第3スイッチ26は一端がDC/DCコンバータ24の第1入出力端子34に、他端が選択スイッチ23と負荷21の接続点に接続されている。従って、電力供給源22には第3スイッチ26を介してDC/DCコンバータ24が接続された構成となる。なお、整流素子32は第1入出力端子34側がアノード側になるように接続されている。

40

【0024】

次に、DC/DCコンバータ24の詳細構成を説明する。まず、第1入出力端子34にはグラウンド36との間に昇圧動作時の出力を平滑化するための平滑コンデンサ38が接続されている。なお、補助電源30の電気二重層コンデンサの容量は平滑コンデンサ38の容量より大きいものを用いている。

【0025】

平滑コンデンサ38の両端には2つのスイッチ(第1スイッチ40、および第2スイッチ42)が直列接続されている。なお、第1スイッチ40、および第2スイッチ42は交互にオンオフを繰り返すよう外部から制御できる構成のものを用いており、本実施の形態1では第3スイッチ26と同様にFETを用いた。従って、図1の配線中に点線で示した

50

ようにボディダイオード 44、46 がそれぞれ形成されている。また、第 1 スイッチ 40 のオン時間が長いほど DC / DC コンバータ 24 の第 2 入出力端子 48 の電圧が高くなるように接続されている。

【0026】

第 1 スイッチ 40 と第 2 スイッチ 42 の接続点にはインダクタンス素子であるコイル 50 の一端が接続されている。コイル 50 の他端には補助電源 30 への電力の授受を行う第 2 入出力端子 48 の正極側が接続されている。なお、本実施の形態 1 では省略しているが、第 2 入出力端子 48 の正負極間に出力平滑用の平滑コンデンサを設けてもよい。

【0027】

また、第 1 入出力端子 34 の電圧 V5 を検出するために、第 1 入出力端子 34 とグラ
ンド 36 の間には電圧 V5 検出用抵抗 52、54 が 2 個直列に接続されている。これにより、電圧 V5 検出用抵抗 52、54 の接続点の電圧が V5 に比例した電圧として検出できる。従って、前記接続点を第 1 エラアンプ 56 の一方の入力に、サンプルホールド回路 28 で決められた出力設定値を他方の入力に、それぞれ接続することにより、第 1 エラアンプ 56 は補助電源 30 の放電動作時、すなわち本実施の形態 1 では DC / DC コンバータ 24 の昇圧動作時に V5 を前記出力設定値相当にするために両者の誤差を出力する。なお、サンプルホールド回路 28 の詳細構成は後述する。

【0028】

同様に、第 2 入出力端子 48 の正極側電圧 V3 を検出するために、第 2 入出力端子 48 の正極側と補助電源 30 の負極側の間には電圧 V3 検出用抵抗 58、60 が 2 個直列に接
続されている。これにより、電圧 V3 検出用抵抗 58、60 の接続点の電圧が V3 に比例した電圧として検出できる。従って、前記接続点を第 2 エラアンプ 62 の一方の入力に、設定電圧源 64 を他方の入力に、それぞれ接続することにより、第 2 エラアンプ 62 は補助電源 30 の充電動作時、すなわち本実施の形態 1 では DC / DC コンバータ 24 の降圧動作時に V3 を設定電圧値相当にするために両者の誤差を出力する。

【0029】

第 1 エラアンプ 56 の出力と第 2 エラアンプ 62 の出力は、いずれか一方を選択する
ための切替スイッチ 66 に接続されている。この切替スイッチ 66 により、昇圧動作と降圧動作を切り替えている。すなわち、切替スイッチ 66 が第 1 エラアンプ 56 の出力を選択すれば補助電源 30 側から負荷 21 側への昇圧動作を、第 2 エラアンプ 62 の出力を選択すれば電力供給源 22 側から補助電源 30 側への降圧動作を行うこととなる。

【0030】

切替スイッチ 66 で選択された出力はスイッチング信号生成回路 68 に入力される。ス
イッチング信号生成回路 68 は入力された信号を発振回路 70 の出力と比較器 72 で比較して第 1 スイッチ 40 と第 2 スイッチ 42 をオンオフするためのパルス信号を生成し、これを 2 系統に分け、一方を反転回路 74 に入力することで、互いに反転したオンオフ信号を生成している。これらの信号を第 1 スイッチ 40 と第 2 スイッチ 42 にそれぞれ入力することで、DC / DC コンバータ 24 の昇圧や降圧の電圧変換動作が行われる。なお、切替スイッチ 66 の切り替え制御、スイッチング信号生成回路 68 の動作制御、第 3 スイ
ッチ 26 のオンオフ制御、およびサンプルホールド回路 28 の動作制御は制御回路 76 によ
って行われる。この内、スイッチング信号生成回路 68 は制御回路 76 からスイッチング
起動信号 77 を受信することにより動作を制御されている。

【0031】

次に、サンプルホールド回路 28 の詳細構成について説明する。サンプルホールド回路
28 は、例えばエンジン ECU 等の外部から発せられるサンプルタイミング信号に応じて、現在、電力供給源 22 から負荷 21 に供給されている電圧 V2 に相当する電圧をサン
プルし、DC / DC コンバータ 24 の出力設定値としてホールドする機能を有する。

【0032】

そこで、まず V2 をサンプルするために、負荷 21 の正極側とグラ
ンド 36 の間には電圧 V2 検出用抵抗 78、80 が 2 個直列に接続されている。これにより、電圧 V2 検出用

10

20

30

40

50

抵抗 78、80 の接続点の電圧が V2 に比例した電圧として検出できる。なお、電圧 V2 検出用抵抗 78、80 は負荷 21 の正極側とグランド 36 の間に直接接続すると、電力供給源 22 からの電流が電圧 V2 検出用抵抗 78、80 に常時流れてしまい損失が大きくなる。そこで、サンプルホールドしたい時だけ電圧 V2 検出用抵抗 78、80 が機能するように第 1 サンプルスイッチ 82 が直列に接続されている。

【0033】

電圧 V2 検出用抵抗 78、80 の接続点は、ボルテージフォロワ 84、第 2 サンプルスイッチ 86 を介してサンプルホールド用コンデンサ 88 に接続されている。これにより、接続点での V2 に比例した電圧をサンプルホールド用コンデンサ 88 にコピーした後、第 2 サンプルスイッチ 86 をオフにすることで、V2 相当の電圧がホールドされる。従って、第 1、第 2 サンプルスイッチ 82、86 はサンプルホールド動作をしている間だけ同時にオンになるよう制御回路 76 によって制御されている。また、サンプルホールド用コンデンサ 88 にコピーされた電圧出力は、DC/DC コンバータ 24 の出力設定値として第 1 エラーアンプ 56 に入力される。なお、前回ホールドしたサンプルホールド用コンデンサ 88 の電圧 V4 が今回ホールドしたい V2 相当電圧よりも高かった場合、V4 を V2 相当電圧まで低下させることができる回路構成として、ボルテージフォロワ 84 を用いている。これにより、V4 が V2 相当電圧に低下するまで、ボルテージフォロワ 84 の図示しないグランド端子を介してサンプルホールド用コンデンサ 88 の電荷を自動的に逃がすことができる。

【0034】

ここで、電圧 V2 検出用抵抗 78、80 の抵抗値の設定について説明する。

【0035】

本実施の形態 1 では、電力供給源 22 の電圧 V1 の低下時に補助電源 30 から負荷 21 に供給される電圧が、通常時に電力供給源 22 から負荷 21 に供給される電圧よりも低くなるように DC/DC コンバータ 24 の出力設定値を決定している。この理由は後の動作説明で述べる。

【0036】

このように、出力設定値を決定するためには、一例として電力供給源 22 から負荷 21 に供給する電圧より低い電圧をあらかじめ出力設定値としてホールドする構成とすればよい。具体的には、例えば一定割合で電圧が低くなるような抵抗値を有する電圧 V2 検出用抵抗 78、80 を用いればよい。本実施の形態 1 では約 10% 低くなる抵抗値を選定している。

【0037】

しかし、DC/DC コンバータ 24 は第 1 入出力端子 34 の電圧 V5 が出力設定値になるように制御している。第 1 入出力端子 34 と負荷 21 の間には整流素子 32 が接続されているので、これによる電圧降下が発生する。従って、上記のように単に一定割合で電圧が低くなるような抵抗値としただけでは、電圧降下の分、補助電源 30 からの出力電圧が低くなりすぎてしまう。ゆえに、整流素子 32 の電圧降下に相当する電圧分だけ DC/DC コンバータ 24 の出力設定値を上げておく構成としている。

【0038】

以上のことから、電圧 V2 検出用抵抗 78、80 の抵抗値としては、整流素子 32 の電圧降下分を上げつつ、最終的に一定割合（約 10%）で電圧が低くなるような抵抗値を設定している。

【0039】

なお、電圧 V2 検出用抵抗 78、80 の抵抗値設定により DC/DC コンバータ 24 の出力設定値を決定しているが、これは電圧 V5 検出用抵抗 52、54 の抵抗値を上記と同様に設定して出力設定値を決定してもよい。

【0040】

次に、このような構成の電源装置 20 の動作について図 1、および図 2 を用いて説明する。

【 0 0 4 1 】

電源装置 2 0 の起動時 (時間 t_0) において、電力供給源 2 2 の電圧 V_1 が図 2 (a) に示すように、ある一定値であったとする。なお、図 2 (a) は実線と点線のグラフが記載されているが、これは周囲温度や劣化による電力供給源 2 2 の変動幅を表すもので、 V_1 の最大値を実線、最小値を点線で示した。

【 0 0 4 2 】

時間 t_0 では電力供給源 2 2 の一時的な電圧低下が起こっていないので、負荷 2 1 には電力供給源 2 2 の電力が選択スイッチ 2 3 を介して負荷 2 1 に供給される。従って、図 2 (b) に示すように、負荷 2 1 の電圧 V_2 も V_1 の変動幅に対応した実線と点線の幅内で一定値となる。

10

【 0 0 4 3 】

この時、電源装置 2 0 は起動直後であるので、補助電源 3 0 にはまだ電荷が蓄えられていない。そのため、図 2 (c) に示すように、時間 t_0 では補助電源 3 0 の電圧 V_3 は低い状態である。

【 0 0 4 4 】

同様に、電源装置 2 0 の起動直後では D C / D C コンバータ 2 4 の出力電圧を設定するサンプルホールド用コンデンサ 8 8 にも電荷が蓄えられていないので、図 2 (d) に示すように、時間 t_0 ではサンプルホールド用コンデンサ 8 8 の電圧 V_4 も低い状態である。

【 0 0 4 5 】

この起動直後の状態では、アイドルングストップ後のスタータ動作時のように電力供給源 2 2 の一時的な電圧低下を補償するため、補助電源 3 0 を満充電しておく必要がある。そのために、制御回路 7 6 は、図 2 (e) に示すように第 3 スイッチ 2 6 をオンに、図 2 (f) に示すように切替スイッチ 6 6 を降圧側にする。また、起動直後は図示しない E C U からのサンプルタイミング信号がオフであるので、図 2 (g) に示すように第 1、第 2 サンプルスイッチ 8 2、8 6 はオフのままである。

20

【 0 0 4 6 】

この状態で、制御回路 7 6 はスイッチング起動信号 7 7 を発することにより、スイッチング信号生成回路 6 8 を駆動する。これにより、切替スイッチ 6 6 が降圧側に切り替えられているので、D C / D C コンバータ 2 4 は電力供給源 2 2 の電力を補助電源 3 0 に充電する。この際、D C / D C コンバータ 2 4 は V_3 が設定電圧源 6 4 の電圧に相当するように降圧制御する。その結果、図 2 (c) に示すように、 V_3 は時間が経過するとともに増加していく。

30

【 0 0 4 7 】

やがて、 V_3 が設定電圧源 6 4 の電圧相当になると、D C / D C コンバータ 2 4 は V_3 が設定電圧源 6 4 の電圧相当を維持するように動作する。その結果、図 2 (c) に示すように V_3 は安定する。

【 0 0 4 8 】

その後、自動車がアイドルングストップを行った後、エンジンを再起動するためにスタータを動作させるとする。スタータ動作は例えば運転者が停車中のブレーキペダルからアクセルペダルに踏み替える場合に行われる。従って、E C U は前記ペダルの踏み替えを検出すると同時にサンプルタイミング信号 (パルス信号) を制御回路 7 6 に発信する。この時点ではまだスタータは動作していない。

40

【 0 0 4 9 】

制御回路 7 6 が時間 t_1 でサンプルタイミング信号を受信したとすると、制御回路 7 6 は直ちに図 2 (e) に示すように第 3 スイッチ 2 6 をオフにするとともに、図 2 (g) に示すように第 1、第 2 サンプルスイッチ 8 2、8 6 をオンにする。その結果、まず第 3 スイッチ 2 6 をオフにすることで、電力供給源 2 2 からの電力入力を断つ。また、第 1、第 2 サンプルスイッチ 8 2、8 6 をオンにすることで、現在負荷 2 1 に供給している電圧 V_2 を、電圧 V_2 検出用抵抗 7 8、8 0 で抵抗分割された V_2 に比例する電圧としてサンプルホールド用コンデンサ 8 8 にコピーする。この時、サンプルホールド用コンデンサ 8 8

50

の電圧 V_4 が V_2 相当電圧に至るまでには電荷を蓄える時間が必要である。そこで、図 2 (d) に示すように、十分電荷を蓄えて V_4 が安定する時間 t_2 (あらかじめ決定しておく) まで第 1、第 2 サンプルスイッチ 82、86 をオンのまま保持する。

【0050】

時間 t_2 になれば V_4 が安定するので、 V_2 相当電圧がサンプルされたことになる。そこで、制御回路 76 は図 2 (g) に示すように、第 1、第 2 サンプルスイッチ 82、86 をオフにすることで V_4 を一定値のままホールドする。それと同時に、図 2 (f) に示すように、切替スイッチ 66 を昇圧側に切り替える。これにより、時間 t_2 以降でスタータがいつ駆動して V_1 が低下しても、補助電源 30 の電力を負荷 21 に供給できるように準備しておく。

10

【0051】

その後、時間 t_3 で ECU がスタータを駆動したとする。これにより、電力供給源 22 からスタータに大電流が流れるので、 V_1 は図 2 (a) に示すように急激に低下する。この時、DC/DC コンバータ 24 は昇圧動作に切り替わっているため、補助電源 30 の電圧を昇圧して直ちに負荷 21 へ供給する。

【0052】

ここで、DC/DC コンバータ 24 の出力電圧は時間 t_2 でホールドした出力設定値になるように制御される。従って、 V_2 はスタータ動作前とほぼ同等の電圧とすることができる。その結果、図 2 (b) の実線に示すように電力供給源 22 が高い電圧値であれば、それに近い電圧が、点線に示すように電力供給源 22 が低い電圧値であれば、それに近い電圧が、それぞれ負荷 21 に供給される。ゆえに、サンプルホールド回路 28 でサンプルした電圧 V_4 が出力設定値となるように DC/DC コンバータ 24 の出力電圧を変動制御することにより、出力電圧を電力供給源 22 の長期的な電圧変動に追従させることができる。これにより、従来のような電力供給源 22 からの電圧と補助電源 30 からの電圧との差が電力供給源 22 の条件によって変動し、負荷 21 の動作に影響を及ぼしてしまう可能性を低減できる。

20

【0053】

なお、本実施の形態 1 では図 2 (b) に示すように、電力供給源 22 からの電圧よりも補助電源 30 からの電圧が僅かに低くなるようにしている。これは、前記したように電力供給源 22 から負荷 21 に供給する電圧より低い電圧をあらかじめ出力設定値としてホールドする構成としているためである。このような構成とする理由は、もし電力供給源 22 からの電圧よりも補助電源 30 からの電圧が高ければ、時間 t_2 から t_3 の間で、まだスタータが動作せず V_1 が低下していない時にも補助電源 30 から電力が負荷 21 に供給され、本当に補助電源 30 からの電力が必要な時に不足してしまうという可能性を回避するためである。なお、この構成のための電圧 V_2 検出用抵抗 78、80 の抵抗値設定についてはサンプルホールド回路 28 の構成で説明した通りである。

30

【0054】

V_1 の低下期間中は負荷 21 へは補助電源 30 から電力が供給されるので、図 2 (c) に示すように、 V_3 は時間 t_3 以降、経時的に低下していく。

【0055】

40

やがて、時間 t_4 でエンジン始動が完了し、スタータの動作が停止したとする。この時、図 2 (a) に示すように V_1 は急激に電圧低下前の電圧まで回復する。その結果、前記したように DC/DC コンバータ 24 の出力電圧は電力供給源 22 からの電圧より僅かに低く設定しているため、整流素子 32 により DC/DC コンバータ 24 の出力の負荷 21 への供給は停止し、電力供給源 22 からの電力が引き続き供給される。従って、図 2 (b) に示すように V_2 は若干上昇して安定する。また、DC/DC コンバータ 24 の出力の負荷 21 への供給が停止するので、図 2 (c) に示すように V_3 は時間 t_4 の電圧のまま一定となる。

【0056】

その後、時間 t_5 で制御回路 76 は補助電源 30 を再度満充電するために、図 2 (e)

50

、(f)に示すように第3スイッチ26をオンにするとともに、切替スイッチ66を降圧側に切り替える。この状態は時間 t_0 と同じであるので、時間 t_0 から t_1 までと同様の動作により補助電源30が充電されていく。その結果、図2(c)に示すように時間 t_5 以降で V_3 は上昇し、満充電になればその電圧を維持するように動作する。

【0057】

以上の動作を繰り返すことで、 V_1 が低下しても V_2 をほぼ同じ電圧に維持することが可能となる。

【0058】

なお、図2(d)に示すように、時間 t_5 以降も V_4 はホールドした電圧を維持し続けている。この状態で、再度サンプルタイミング信号を受信し、第1、第2サンプルスイッチ82、86がオンになると、 V_4 はその時点での V_2 相当電圧に更新されるが、 V_4 が V_2 相当電圧より低ければ、 V_2 相当電圧に至るまでの分、サンプルホールド用コンデンサ88に電荷が蓄えられる。一方、 V_4 が V_2 相当電圧より高ければ、サンプルホールド回路28の構成で説明したように、 V_2 相当電圧に至るまでの分の電荷がサンプルホールド用コンデンサ88からボルテージフォロワ84のグランドに放電される。このように、サンプルホールド回路28を本実施の形態1の構成とすることにより、第1、第2サンプルスイッチ82、86をオンにするだけで自動的に V_4 を V_2 相当電圧に更新することができる。

【0059】

以上の構成、動作により、通常時の電力供給源22の電圧と、電力供給源22の電圧低下時におけるDC/DCコンバータ24の出力電圧との差が常に小さい電源装置20を実現できた。

【0060】

なお、本実施の形態1ではDC/DCコンバータ24により補助電源30の電圧を昇圧して負荷21へ電力を供給する例を示したが、DC/DCコンバータ24として知られている降圧型や昇降圧型のコンバータを用いて、高電圧の補助電源30から降圧して負荷21に電力を供給する構成としても同様な効果が得られる。

【0061】

また、本実施の形態1では電力供給源22と補助電源30がDC/DCコンバータ24を介して並列に接続された構成を示したが、これは図3に示すように電力供給源22と補助電源30を直列接続してもよい。この場合のその他の回路構成は切替スイッチ66の昇圧側と降圧側が逆になる以外は図1と同じである。また、図3の回路構成の場合、動作については補助電源30への充電は電力供給源22の電圧 V_1 より高くなければならないので、DC/DCコンバータ24は充電時には昇圧動作を行うことになる。従って、電力供給源22の電圧低下期間は補助電源30の高い電圧 V_3 を降圧して負荷2に電圧を供給する動作となる。ゆえに、図1の動作とはDC/DCコンバータ24の昇降圧動作が逆転することになるので、図2(f)の昇圧と降圧は逆転させる必要がある。なお、それ以外の経時動作は図2と同じである。但し、図2(c)の電圧低下期間(時間 $t_3 \sim t_4$)における V_3 の電圧降下特性は直線状ではなく、図2(a)の同期間 $t_3 \sim t_4$ における変動と合成された特性、すなわち図示しないが図2(a)の短期的な電圧の変動を伴いながら全体として図2(c)のように降下していく特性となる。

【0062】

このような構成とすることで、図1の構成により得られる効果に加え、図1とは逆に電圧低下期間に降圧して負荷21に電圧を供給する構成となるので、電圧が高い分、流れる電流が低減されDC/DCコンバータ24における損失を低減することができるという効果も得られる。

【0063】

また、本実施の形態1では例えば補助電源30を満充電にした後も、満充電電圧を維持するためにDC/DCコンバータ24を動作させ続けているが、補助電源30に大容量の電気二重層コンデンサを用いているので、DC/DCコンバータ24を停止しても急激に

10

20

30

40

50

電圧が下がることはない。従って、補助電源 30 が充電、または放電している間のみ DC / DC コンバータ 24 を動作させてもよい。この場合、DC / DC コンバータ 24 が停止している間は DC / DC コンバータ 24 による電力消費がなくなる。ゆえに、電圧変動を低減し負荷の安定動作が可能になるという本来の効果に加え、さらに効率のよい電源装置 20 を構成することができる。

【0064】

また、本実施の形態 1 では DC / DC コンバータ 24 として双方向コンバータを用いた構成の例を示したが、従来のダイオード整流の構成からなる DC / DC コンバータにも適用可能である。

【0065】

10

(実施の形態 2)

図 4 は、本発明の実施の形態 2 における電源装置のブロック回路図である。図 5 は、本発明の実施の形態 2 における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源の電圧 V_1 の経時変化図を、(b) は負荷への供給電圧 V_2 の経時変化図を、(c) はサンプルホールド用コンデンサの電圧 V_4 の経時変化図を、(d) はスイッチング起動信号のオンオフのタイミングチャートを、(e) は第 1、第 2 サンプルスイッチのオンオフのタイミングチャートを、それぞれ示す。図 4 において、図 1 と同じ構成については同じ番号を付し、詳細な説明を省略する。なお、本実施の形態 2 ではバッテリーと発電機からなる電力供給源の電圧低下時に、電力供給源の電圧を昇圧して、その直流出力を負荷に供給する構成について述べる。

20

【0066】

まず、図 4 における図 1 との構成上の相違点は以下の通りである。

【0067】

1) 補助電源 30 を廃し、補助電源 30 が接続されていた第 2 入出力端子 48 に電力供給源 22 を接続した。

【0068】

2) これに伴い、DC / DC コンバータ 24 を昇圧コンバータ構成とした。

【0069】

3) そのため、降圧制御が不要となるので、電圧 V_3 検出用抵抗 58、60 と、第 2 エラアンプ 62 と、設定電圧源 64 と、切替スイッチ 66 を廃した。

30

【0070】

4) DC / DC コンバータ 24 による補助電源 30 の充電動作が不要となるので、第 3 スイッチ 26 と整流素子 32 を廃した。これにより、第 1 入出力端子 34 の電圧 V_5 は負荷 21 への電圧 V_2 と等しくなる。

【0071】

上記以外の構成は実施の形態 1 と同様であるが、電圧 V_2 検出用抵抗 78、80 の抵抗値設定については整流素子 32 がいないため、その電圧降下を考慮する必要がない。従って、単に一定割合 (約 10%) で電圧が低くなるような抵抗値を選定している。

【0072】

次に、このような構成の電源装置 20 の動作について図 4、図 5 を用いて説明する。

40

【0073】

電源装置 20 の起動時 (時間 t_0) において、電力供給源 22 の電圧 V_1 が図 5 (a) に示すように、ある一定値であったとする。なお、図 5 (a) の実線と点線のグラフの意味は図 2 (a) と同じである。

【0074】

時間 t_0 では電力供給源 22 の一時的な電圧低下が起こっていないので、負荷 21 には電力供給源 22 の電力が選択スイッチ 23 を介して負荷 21 に供給される。従って、図 5 (b) に示すように、負荷 21 の電圧 V_2 も V_1 の変動幅に対応した実線と点線の幅内で一定値となる。

【0075】

50

この時、電源装置 20 は起動直後であるので、DC / DC コンバータ 24 の出力電圧を設定するサンプルホールド用コンデンサ 88 には電荷が蓄えられていない。従って、図 5 (c) に示すように、時間 t_0 ではサンプルホールド用コンデンサ 88 の電圧 V_4 は低い状態である。

【0076】

この起動直後の状態では、電力供給源 22 の一時的な電圧低下が発生していないため、DC / DC コンバータ 24 を起動させる必要がない。従って、制御回路 76 は、図 5 (d) に示すようにスイッチング起動信号 77 をオフのままとする。同様に、起動直後は図示しない ECU からのサンプルタイミング信号がオフであるので、図 5 (e) に示すように第 1、第 2 サンプルスイッチ 82、86 もオフのままである。

10

【0077】

その後、例えば自動車がアイドリングストップを行った後、エンジンを再起動するためのスタータを動作させる場合、その直前に ECU はサンプルタイミング信号 (パルス信号) を制御回路 76 に発信する。

【0078】

制御回路 76 が時間 t_1 でサンプルタイミング信号を受信したとすると、制御回路 76 は直ちに図 5 (e) に示すように第 1、第 2 サンプルスイッチ 82、86 をオンにする。その結果、現在負荷 21 に供給している電圧 V_2 を、電圧 V_2 検出用抵抗 78、80 で抵抗分割された V_2 に比例する電圧としてサンプルホールド用コンデンサ 88 にコピーする。この時、サンプルホールド用コンデンサ 88 の電圧 V_4 が V_2 相当電圧に至るまでには電荷を蓄える時間が必要なので、図 5 (c) に示すように、十分電荷を蓄えて V_4 が安定する時間 t_2 (あらかじめ決定しておく) まで第 1、第 2 サンプルスイッチ 82、86 をオンのまま保持する。

20

【0079】

時間 t_2 になれば V_4 が安定するので、 V_2 相当電圧がサンプルされたことになる。そこで、制御回路 76 は図 5 (e) に示すように、第 1、第 2 サンプルスイッチ 82、86 をオフにすることで V_4 を一定値のままホールドする。それと同時に、図 5 (d) に示すように、スイッチング起動信号 77 をオンにする。

【0080】

ここで、後述するように電力供給源 22 の出力電圧 V_1 よりも DC / DC コンバータ 24 の出力電圧 V_2 が僅かに低くなるように設定しているが、本実施の形態 2 の DC / DC コンバータ 24 は昇圧型の構成であるため、時間 t_2 の時点では DC / DC コンバータ 24 の入力電圧 V_1 より低い電圧 V_2 への変換はできない。この場合は最も昇圧比が小さくなる動作、すなわち、第 2 スイッチ 42 がオフ、第 1 スイッチ 40 がオンを維持する動作を取るようにはスイッチング信号生成回路 68 によって制御される。その結果、DC / DC コンバータ 24 は時間 t_2 以降でスタータがいつ駆動して V_1 が低下しても、電力供給源 22 の電圧を昇圧して負荷 21 に供給できるように起動していることになる。なお、これにより電力供給源 22 から負荷 21 への電力供給は、選択スイッチ 23 を介する配線、およびコイル 50 と第 1 スイッチ 40 の直列回路を介する配線により行われることになる。

30

【0081】

その後、時間 t_3 で ECU がスタータを駆動したとする。これにより、電力供給源 22 からスタータに大電流が流れるので、 V_1 は図 5 (a) に示すように急激に低下する。この時、同時に V_2 も低下するが、DC / DC コンバータ 24 はすでに起動しているので、 V_2 が出力設定値まで低下した時点から昇圧動作を開始することができる。その結果、DC / DC コンバータ 24 は低下した電力供給源 22 の電圧を昇圧して直ちに第 1 入出力端子 34 から負荷 21 へ供給するので、 V_2 の安定化が図れる。

40

【0082】

ここで、DC / DC コンバータ 24 の出力電圧は時間 t_2 でホールドした出力設定値になるように制御される。従って、実施の形態 1 で説明したように V_2 はスタータ動作前とほぼ同等の電圧とすることができるので、従来のようなスタータ動作前後の V_2 の電圧差

50

が電力供給源 22 の条件によって変動し、負荷 21 の動作に影響を及ぼしてしまう可能性を低減できる。

【0083】

なお、本実施の形態 2 でも図 5 (b) に示すように、電力供給源 22 からの電圧よりも DC / DC コンバータ 24 からの電圧が僅かに低くなるようにしているが、これは以下の理由による。もし電力供給源 22 からの電圧よりも DC / DC コンバータ 24 からの電圧が高ければ、時間 t_2 から t_3 の間で、まだスタータが動作せず V_1 が低下していない時にも DC / DC コンバータ 24 から電力が負荷 21 に供給されてしまう。この際、DC / DC コンバータ 24 には損失があるので、それによる無駄な電力消費を少しでも低減するために図 5 (b) のような電圧設定とした。

10

【0084】

次に、時間 t_4 でエンジン始動が完了し、スタータの動作が停止したとする。この時、図 5 (a) に示すように V_1 は急激に電圧低下前の電圧まで回復する。その結果、前記したように DC / DC コンバータ 24 の出力電圧は電力供給源 22 からの電圧より僅かに低く設定しているので、DC / DC コンバータ 24 の第 2 スイッチ 42 はオフ、第 1 スイッチ 40 はオンを維持する動作となる。この時、負荷 21 への電力は、選択スイッチ 23 の配線、およびコイル 50 と第 1 スイッチ 40 の直列回路の配線を介して引き続き供給される。従って、図 5 (b) に示すように V_2 は若干上昇して安定する。

【0085】

その後、時間 t_5 で制御回路 76 は DC / DC コンバータ 24 の動作を停止するために、図 5 (d) に示すようにスイッチング起動信号 77 をオフにする。これにより時間 t_0 と同じ状態となる。

20

【0086】

以上の動作を繰り返すことで、 V_1 が低下しても V_2 をほぼ同じ電圧に維持することが可能となる。なお、時間 t_5 以降の V_4 の更新については実施の形態 1 と同様の動作で行われる。

【0087】

以上の構成、動作により、通常時の電力供給源 22 の電圧と、電力供給源 22 の電圧低下時における DC / DC コンバータ 24 の出力電圧との差が常に小さい電源装置 20 を実現できた。

30

【0088】

なお、本実施の形態 2 ではスイッチング起動信号 77 がオフの場合は DC / DC コンバータ 24 の動作を停止するように制御しているが、これは電力供給源 22 の電圧が低下していない通常時、すなわちスイッチング起動信号 77 がオフの時に、DC / DC コンバータ 24 の入出力間 (第 1 入出力端子 34 と第 2 入出力端子 48 の間) に接続された方の第 1 スイッチ 40 のみをオンにするように、スイッチング信号生成回路 68 を動作させてもよい。これにより、スイッチング起動信号 77 がオフの時も電力供給源 22 から負荷 21 への電力供給が DC / DC コンバータ 24 を介して行われる。このように動作させると、通常時は第 1 スイッチ 40 がオンなので、 V_2 は V_1 と等しくなる。従って、サンプルホールドされる電圧 V_4 は V_1 相当電圧となるので、DC / DC コンバータ 24 の出力電圧が選択スイッチ 23 の電圧降下の影響を受けなくなり、通常時と電力供給源 22 の電圧低下時の負荷 21 への供給電圧差をより小さくすることができる。ゆえに、 V_2 がさらに安定するという効果が得られる。この場合、電力供給源 22 の電力はコイル 50 と第 1 スイッチ 40 を介して負荷 21 に供給されるので、選択スイッチ 23 を介する配線は無くてもよい。

40

【0089】

また、本実施の形態 2 では整流素子 32 を設けない構成について説明したが、これは実施の形態 1 と同じ位置に設けてもよい。これにより、万一、平滑コンデンサ 38 や、第 1 スイッチ 40、第 2 スイッチ 42 がショート故障しても、電力供給源 22 の電流がグランド 36 に流れる異常を防止することができ、信頼性が向上する。但し、この場合は実施の

50

形態 1 と同様に、整流素子 3 2 の電圧降下分を考慮して電圧 V_2 検出用抵抗 7 8、8 0 の抵抗値を設定する必要がある。

【 0 0 9 0 】

また、本実施の形態 2 では DC / DC コンバータ 2 4 として同期整流型の昇圧コンバータを用いた構成の例を示したが、従来のダイオード整流の構成からなる DC / DC コンバータにも適用可能である。

【 0 0 9 1 】

なお、実施の形態 1、2 で述べた構成はアイドリングストップ構成に限らず、電動パワーステアリングや電動ターボ等の大電流消費システムに適用してもよい。

【 0 0 9 2 】

(実施の形態 3)

図 6 は、本発明の実施の形態 3 における電源装置のブロック回路図である。図 7 は、本発明の実施の形態 3 における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源からの電流 I_1 の経時変化図を、(b) は DC / DC コンバータへの電流 I_5 の経時変化図を、(c) は負荷への電流 I_2 の経時変化図を、(d) は負荷の電圧 V_2 の経時変化図を、(e) は補助電源の電圧 V_3 の経時変化図を、(f) はサンプルホールド用コンデンサの電圧 V_4 の経時変化図を、(g) は切替スイッチの切り替えのタイミングチャートを、(h) は第 1、第 2 サンプルスイッチのオンオフのタイミングチャートを、それぞれ示す。図 6 において、図 1 と同じ構成については同じ番号を付し、詳細な説明を省略する。また、図 6 の矢印は電流の流れを示し、矢印の方向が正の電流と定義する。

【 0 0 9 3 】

なお、本実施の形態 3 においては、ブレーキによる制動エネルギーの電気エネルギーへの回生動作等のため、電力供給源の電圧が一時的に上昇した場合に、この上昇変動分を DC / DC コンバータによって電圧変換して補助電源で吸収し、回生動作が行われていない通常時に補助電源の電力を放出する構成について述べる。

【 0 0 9 4 】

まず、図 6 における図 1 との構成上の相違点は以下の通りである。

【 0 0 9 5 】

1) 本実施の形態 3 では実施の形態 1 のような電力供給源 2 2 の電圧降下が起こらない場合について述べるので、DC / DC コンバータ 2 4 の出力が電力供給源 2 2 に逆流することはない。従って、逆流防止用の選択スイッチ 2 3 は不要であるので廃した。

【 0 0 9 6 】

2) 実施の形態 1 の構成では補助電源 3 0 が満充電になれば、その電力が必要時以外に外部へ流出しないように第 3 スイッチ 2 6 を設けていたが、本実施の形態 3 の構成では発生した回生電力をいつでもすぐに充電できるようにするために第 3 スイッチ 2 6 を廃した。それに伴って整流素子 3 2 も廃した。

【 0 0 9 7 】

3) 補助電源 3 0 の充電可能な容量は、回生動作時の最大電気エネルギーを全て吸収できる容量とした。

【 0 0 9 8 】

上記以外の構成は実施の形態 1 と同様であるが、電圧 V_2 検出用抵抗 7 8、8 0 の抵抗値設定については実施の形態 2 と同様に整流素子 3 2 がいないため、その電圧降下を考慮する必要がない。従って、電力供給源 2 2 からの電圧と補助電源 3 0 からの電圧が同じになるような抵抗値を選定している。

【 0 0 9 9 】

次に、このような構成の電源装置 2 0 の動作について図 6、図 7 を用いて説明する。

【 0 1 0 0 】

電源装置 2 0 の起動完了後の通常時 (時間 t_0) において、電力供給源 2 2 から流れる電流 I_1 は、図 7 (a) に示すように負荷 2 1 が消費する一定値であるとする。

【 0 1 0 1 】

これに対し、補助電源 30 は時間 t_0 において放電された状態であるが、回生動作による電気エネルギーを全て回収するために、補助電源 30 に充電されないように制御する必要がある。従って、補助電源 30 は DC / DC コンバータ 24 を介して充電される回路構成であるので、図 7 (b) に示すように、DC / DC コンバータ 24 への電流 I_5 は 0 となるように制御される。ここで、補助電源 30 には完全放電が可能な電気二重層キャパシタを用いた。

【 0 1 0 2 】

また、負荷 21 は車両使用中、常に一定電流 I_2 を消費しているとすると、図 7 (c) に示すように時間 t_0 で一定電流 I_2 が負荷 21 に流れる。従って、時間 t_0 では $I_1 = I_2$ となる。

10

【 0 1 0 3 】

一方、負荷 21 に印加される電圧 V_2 は車両使用中、常に動作可能な電圧範囲内で一定になるように制御されているので、時間 t_0 では図 7 (d) に示すように、ある一定値を保つ。なお、図 7 (d) の実線と点線のグラフの意味は図 2 (a) と同じである。

【 0 1 0 4 】

補助電源 30 は上記したように時間 t_0 では充電されないため、図 7 (e) に示すように補助電源 30 の電圧 V_3 は 0 である。

【 0 1 0 5 】

また、電源装置 20 の起動完了時には DC / DC コンバータ 24 における第 1 入出力端子 34 の電圧 (出力電圧) を設定するサンプルホールド用コンデンサ 88 には電荷が十分蓄えられていないので、図 7 (f) に示すように、時間 t_0 ではサンプルホールド用コンデンサ 88 の電圧 V_4 は低い状態である。

20

【 0 1 0 6 】

ここで、各種スイッチの動作についてタイミングチャートを基に説明する。

【 0 1 0 7 】

まず、時間 t_0 で補助電源 30 に充電を行わないようにするために、制御回路 76 は、切替スイッチ 66 が降圧側 (第 2 エラーアンプ 62 側) を選択するように制御する。第 2 エラーアンプ 62 に接続された設定電圧源 64 の設定電圧は DC / DC コンバータ 24 の昇圧動作が可能な最低電圧 (例えば 1 V) としているので、上記選択により、DC / DC コンバータ 24 は補助電源 30 の電圧 V_3 が設定電圧になるように充電制御される。一旦充電されると、充電動作が停止する。

30

【 0 1 0 8 】

次に、第 1、第 2 サンプルスイッチ 82、86 については、時間 t_0 では図示しない ECU からのサンプルタイミング信号がオフであるので、図 7 (h) に示すように、いずれもオフのままである。

【 0 1 0 9 】

この状態で、運転者が制動操作を行ったとする。この操作により、ブレーキペダルからブレーキ信号が車両の ECU に入力される。これにより、ECU は直ちにサンプルタイミング信号を制御回路 76 に発信する。この時点ではまだ発電機が回生動作を行っていない。

40

【 0 1 1 0 】

制御回路 76 が時間 t_1 でサンプルタイミング信号を受信したとすると、制御回路 76 は直ちに図 7 (h) に示すように第 1、第 2 サンプルスイッチ 82、86 をオンにする。その結果、実施の形態 1 と同様にして、現在負荷 21 に供給している電圧 V_2 に相当する電圧をサンプルホールド用コンデンサ 88 にコピーする。この時、サンプルホールド用コンデンサ 88 の電圧 V_4 が V_2 相当電圧に至るまでには電荷を蓄える時間が必要なので、図 7 (f) に示すように、十分電荷を蓄えて V_4 が安定する時間 t_2 (あらかじめ決定しておく) まで第 1、第 2 サンプルスイッチ 82、86 をオンのまま保持する。

【 0 1 1 1 】

時間 t_2 になれば V_4 が安定するので、 V_2 相当電圧がサンプルされたことになる。そ

50

ここで、制御回路 76 は図 7 (h) に示すように、第 1、第 2 サンプルスイッチ 82、86 をオフにすることで V4 を一定値のままホールドする。それと同時に、図 7 (g) に示すように、切替スイッチ 66 を昇圧側に切り替える。この時、DC/DC コンバータ 24 の出力は直前の電圧 (ホールドした電圧) となるように動作する。従って、回生電流が発生するまで補助電源 30 への充放電はほとんど行われない。これらの動作により、時間 t2 以降でいつ回生動作により I1 が上昇しても、補助電源 30 により回生電力を充電して吸収できるように準備しておく。

【0112】

その後、時間 t3 で車両制動のための回生動作が開始されたとする。これにより、電力供給源 22 から一時的に大電流が流れてくるので、I1 は図 7 (a) に示すように急激に増加する。この時、DC/DC コンバータ 24 は第 1 入出力端子 34 の電圧 V5 がサンプルホールドされた電圧 V4 になるように制御するので、I1 の増加に伴う V5 の増大を V4 にまで下げるために、図 7 (b) に示したような回生による一時的な変動電流 I5 を、DC/DC コンバータ 24 を介して補助電源 30 に充電することで吸収する。

【0113】

これにより、I2 は図 7 (c) に示すように回生動作前とほとんど同じ電流を負荷 21 に供給し続けられる。

【0114】

さらに、DC/DC コンバータ 24 の第 1 入出力端子 34 の電圧 V5 は時間 t2 でホールドした出力設定値になるように制御されるので、V2 は回生動作前とほとんど同じ電圧とすることができる。その結果、図 7 (d) の実線に示すように電力供給源 22 が高い電圧値であった場合は、それとほとんど同じ電圧が、点線に示すように電力供給源 22 が低い電圧値であった場合は、それとほとんど同じ電圧が、それぞれ負荷 21 に供給される。ゆえに、サンプルホールド回路 28 でサンプルした電圧 V4 が出力設定値となるように DC/DC コンバータ 24 の出力電圧を変動制御することにより、実施の形態 1、2 と同様に第 1 入出力端子 34 の電圧 V5 を電力供給源 22 の長期的な電圧変動に追従させることができる。これにより、従来のような電力供給源 22 からの電圧と補助電源 30 からの電圧との差が電力供給源 22 の条件によって変動し、負荷 21 の動作に影響を及ぼしてしまう可能性を低減できる。

【0115】

なお、本実施の形態 3 では、実施の形態 1 のように電力供給源 22 の電圧低下期間に補助電源 30 から負荷 21 へ電力供給する動作を行わないので、補助電源 30 からの電力が必要な時に不足してしまうという可能性が本質的にない。従って、図 2 (b) に示すように、電力供給源 22 からの電圧よりも補助電源 30 からの電圧が僅かに低くなるような出力設定値の設定を行う必要がない。ゆえに、図 7 (d) に示すように V2 は、回生動作による大電流発電期間であっても、それ以外の通常時とほとんど同じ電圧としている。これにより、負荷 21 への電圧変動をできるだけ低減している。

【0116】

大電流発電期間中は電力供給源 22 の電流 I1 の一時的な変動分 I5 が DC/DC コンバータ 24 を介して補助電源 30 で充電、吸収されるので、図 7 (e) に示すように、V3 は時間 t3 以降、経時的に上昇していく。

【0117】

やがて、時間 t4 で回生動作が終了したとする。この時、図 7 (a) に示すように I1 は急激に低下し、電力供給源 22 からはほとんど電流 I1 が流れない状態となる。これは、大電流発電期間に補助電源 30 が吸収した充電電力を優先的に放出し、次の大電流発電期間における電流変動分の再吸収に備えるよう制御しているためである。

【0118】

この結果、図 7 (b) に示すように、時間 t4 を越えると第 1 入出力端子 34 での電流 I5 は負荷 21 に供給するために負方向に流れる。従って、I2 - I5 となる。ゆえに、図 7 (c) に示すように、時間 t4 以降も引き続き負荷 21 には同じ電流 I2 が供給さ

10

20

30

40

50

れ、図 7 (d) に示すように負荷 2 1 の電圧 V_2 も一定のまま維持される。

【 0 1 1 9 】

これに伴い、補助電源 3 0 の電力が負荷 2 1 に供給されるに従って、時間 t_4 以降で経時的に電圧 V_3 が低下していく。補助電源 3 0 は次の一時的な大電流変動分の吸収のために、放電しきっておかなければならない。そこで、制御回路 7 6 は時間 t_5 で切替スイッチ 6 6 を降圧側に切り替える。これにより、DC / DC コンバータ 2 4 は補助電源 3 0 の電圧 V_3 が設定電圧源 6 4 の電圧になるように動作する。その結果、補助電源 3 0 の電力は全て放電され、その状態が維持される。

【 0 1 2 0 】

この時の動作の様子を図 7 (e) に示す。時間 t_6 で V_3 が 0 V となり、それ以降は 0 V を維持している。このような動作により、時間 t_6 以降は補助電源 3 0 から負荷 2 1 へ電力を供給できないので、この時点で図 7 (a) に示すように電力供給源 2 2 から負荷 2 1 に電流 I_1 が供給される。この時、図 7 (b) に示すように補助電源 3 0 は放電が完了しているので、第 1 入出力端子 3 4 での電流 I_5 は 0 になる。

【 0 1 2 1 】

これらの動作により、図 7 (c)、(d) に示すように、負荷 2 1 への電流 I_2 と電圧 V_2 は常に同じ値を保つので、負荷 2 1 は安定して動作し続けることができる。

【 0 1 2 2 】

以上の動作を繰り返すことで、 I_1 が上昇変動しても I_2 、 V_2 をほぼ同じ値に維持することが可能となる。なお、切替スイッチ 6 6 を切り替える時間 t_5 は t_4 と t_6 の間であればいつでもよい。また、ホールドされた電圧 V_4 の更新は実施の形態 1 と同様にして行われる。

【 0 1 2 3 】

以上の構成、動作により、通常時の電力供給源 2 2 の電圧と、電力供給源 2 2 からの大電流発電による一時的な変動時の DC / DC コンバータ 2 4 の出力電圧との差が常に小さい電源装置 2 0 を実現できた。

【 0 1 2 4 】

なお、本実施の形態 3 では補助電源 3 0 に電気二重層キャパシタを用いたが、これは電気化学キャパシタ等の急速充放電が可能な他の蓄電素子でもよい。

【 0 1 2 5 】

(実施の形態 4)

図 8 は、本発明の実施の形態 4 における電源装置のブロック回路図である。図 9 は、本発明の実施の形態 4 における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源の電圧 V_1 の経時変化図を、(b) は電力供給源からの電流 I_1 の経時変化図を、(c) は DC / DC コンバータへの電流 I_5 の経時変化図を、(d) は負荷への電流 I_2 の経時変化図を、(e) は負荷の電圧 V_2 の経時変化図を、(f) は補助電源の電圧 V_3 の経時変化図を、(g) はサンプルホールド用コンデンサの電圧 V_4 の経時変化図を、(h) は切替スイッチの切り替えのタイミングチャートを、(i) は第 1、第 2 サンプルスイッチのオンオフのタイミングチャートを、それぞれ示す。図 8 において、図 1 や図 6 と同じ構成については同じ番号を付し、詳細な説明を省略する。また、図 8 の矢印の意味は図 6 と同じである。

【 0 1 2 6 】

なお、本実施の形態 4 においては、実施の形態 1 と実施の形態 3 を同時に行った場合、すなわちブレーキによる回生動作等で電力供給源の電圧が一時的に上昇する場合と、スタータの大電流消費により電力供給源の電圧が一時的に低下の場合の両方が発生しても、負荷に安定した電力を供給する電源装置の構成について述べる。

【 0 1 2 7 】

まず、図 8 における図 6 との構成上の相違点は次の通りである。

【 0 1 2 8 】

1) 本実施の形態 4 では実施の形態 1 と同様に電力供給源 2 2 の電圧降下が起こる場合

10

20

30

40

50

が含まれるので、DC/DCコンバータ24の出力が電力供給源22に逆流しないように選択スイッチ23を設けた。従って、選択スイッチ23の動作も実施の形態1と同様に、負荷21への電力源として電力供給源22の出力とDC/DCコンバータ24の出力を切り替える動作と等価になる。

【0129】

上記以外の構成は実施の形態1、3と同様であり、また電圧 V_2 検出用抵抗78、80の抵抗値設定についても実施の形態3と同様に、電力供給源22からの電圧と補助電源30からの電圧が同じになるような抵抗値を選定している。

【0130】

次に、このような構成の電源装置20の動作について図8、図9を用いて説明する。

10

【0131】

電源装置20の起動完了後の通常時(時間 t_0)において、大電流発電も電圧低下も発生していないので、電力供給源22の出力電圧 V_1 は、図9(a)に示すように一定値であるとする。なお、図9(a)の実線と点線の意味は実施の形態1と同じである。この場合、電力供給源22から流れる電流 I_1 は、図9(b)に示すように、負荷21の駆動による消費電流(I_2)と、補助電源30への充電電流(I_5)の和に相当する一定値となる。従って、図9(c)、(d)に示すように、補助電源30への充電電流 I_5 、および負荷21への電流 I_2 も一定値になる。その結果、図9(e)に示すように、負荷21に印加される電圧 V_2 も一定値を保つ。なお、これらの特性は実施の形態3と同様に負荷21が車両使用中、常に一定電流 I_2 を消費するとともに、常に動作可能な電圧範囲内で一定電圧 V_2 になるように制御されているためである。

20

【0132】

補助電源30には図9(f)に示すように、充電目標電圧に至るまで充電されるので、補助電源30の電圧 V_3 は時間 t_0 での低い状態から経時的に上昇する。ここで、実施の形態1では補助電源30を満充電まで充電し、実施の形態3では補助電源30に充電しないよう制御していたが、本実施の形態4では未充電と満充電の間の充電目標電圧まで充電するようにしている。これは、いつ大電流発電期間が来ても補助電源30で吸収、充電できるように、補助電源30における吸収分の余裕を持たせるとともに、いつ電圧低下期間が来ても補助電源30から負荷21に電力を供給できるように供給分だけは予め充電しておくためである。従って、大電流発電期間が過ぎれば速やかに吸収した電力を放電し、電圧低下期間が過ぎれば速やかに使用した電力分を充電することで、通常状態では常に充電目標電圧になるように制御されている。このことから、補助電源30の容量は、大電流発電期間の電力吸収に必要な容量と、電圧低下期間の電力放出に必要な容量を合計した値としている。この容量値において電圧低下期間に負荷21に電力を十分供給できるだけの電荷が蓄えられるように充電目標電圧が設定されている。

30

【0133】

また、電源装置20の起動完了時にはDC/DCコンバータ24における第1入出力端子34の電圧(出力電圧)を設定するサンプルホールド用コンデンサ88には電荷が十分蓄えられていないので、図9(g)に示すように、時間 t_0 ではサンプルホールド用コンデンサ88の電圧 V_4 は低い状態である。

40

【0134】

この起動完了後の状態(時間 t_0)では、上記したように電圧低下期間における電力供給源22の一時的な電圧低下を補償するため、補助電源30を充電目標電圧まで充電しておく必要がある。そのために、制御回路76は、図9(h)に示すように切替スイッチ66を降圧側にする。また、起動完了後は図示しないECUからのサンプルタイミング信号がオフであるので、図9(i)に示すように第1、第2サンプルスイッチ82、86はオフのままである。

【0135】

この状態で、制御回路76はスイッチング起動信号77を発することにより、スイッチング信号生成回路68を駆動する。これにより、切替スイッチ66が降圧側に切り替えら

50

れているので、DC/DCコンバータ24は電力供給源22の電力を補助電源30に充電する。この際、DC/DCコンバータ24はV3が設定電圧源64の電圧（充電目標電圧）に相当するように降圧制御する。その結果、図9（f）に示すように、V3は時間が経過するとともに増加していく。

【0136】

やがて、V3が設定電圧源64の電圧相当になると、DC/DCコンバータ24はV3が設定電圧源64の電圧相当を維持するように動作する。その結果、図9（f）に示すように時間t1でV3は安定する。これにより、補助電源30への充電は完了するので、図9（c）に示すように、補助電源30を充電するための電流I5は0になる。従って、電力供給源22からの電流I1は負荷21への電流I2のみを流せばよくなるので、図9（b）に示すように、I1は時間t1で負荷消費電流I2まで下がる。

10

【0137】

この状態で、運転者が制動操作を行ったとする。この操作により、ブレーキペダルからブレーキ信号が車両のECUに入力される。これにより、ECUは直ちにサンプルタイミング信号を制御回路76に発信する。この時点ではまだ発電機が回生動作を行っていない。

【0138】

制御回路76が時間t2でサンプルタイミング信号を受信したとすると、制御回路76は直ちに図9（i）に示すように第1、第2サンプルスイッチ82、86をオンにする。その結果、実施の形態3と同様に、現在負荷21に供給している電圧V2に相当する電圧をサンプルホールド用コンデンサ88にコピーする。サンプルホールドが完了する時間t3になると、図9（g）に示すように電圧V4は安定するので、制御回路76は図9（i）に示すように、第1、第2サンプルスイッチ82、86をオフにすることでV4を一定値のままホールドする。それと同時に、図9（h）に示すように、切替スイッチ66を昇圧側に切り替える。これにより、時間t3以降でいつ回生動作によりI1が上昇しても、あるいはいつ大電流消費によりV1が低下しても、補助電源30による回生電力の吸収、または電圧低下の補償ができるように準備しておく。

20

【0139】

その後、時間t4で車両制動のための回生動作が開始されたとする。これにより、電力供給源22から一時的に大電流が流れてくるので、I1は図9（b）に示すように急激に増加する。この時、DC/DCコンバータ24は第1入出力端子34の電圧V5がサンプルホールドされた電圧V4になるように制御するので、I1の増加に伴うV5の増大をV4にまで下げるために、図9（c）に示したような回生による一時的な変動電流I5を、DC/DCコンバータ24を介して補助電源30に充電することで吸収する。

30

【0140】

これにより、I2は図9（d）に示すように回生動作前とほとんど同じ電流を負荷21に供給し続けられる。

【0141】

さらに、DC/DCコンバータ24の第1入出力端子34の電圧V5は時間t2でホールドした出力設定値になるように制御されるので、V1、およびV2は回生動作前とほとんど同じ電圧とすることができ、その結果、図9（a）、（e）の実線に示すように電力供給源22が高い電圧値であった場合は、それとほとんど同じ電圧に、点線に示すように電力供給源22が低い電圧値であった場合は、それとほとんど同じ電圧になる。ゆえに、実施の形態1～3と同様に第1入出力端子34の電圧V5を電力供給源22の長期的な電圧変動に追従させることができる。これにより、従来のような電力供給源22からの電圧と補助電源30からの電圧との差が電力供給源22の条件によって変動し、負荷21の動作に影響を及ぼしてしまう可能性を低減できる。

40

【0142】

大電流発電期間中は電力供給源22の電流I1の一時的な変動分I5がDC/DCコンバータ24を介して補助電源30で充電、吸収されるので、図9（f）に示すように、V

50

3 は時間 t_4 以降、経時的に上昇していく。

【0143】

やがて、時間 t_5 で回生動作が終了し、車両が停車（アイドリングストップ）したとする。この時、図9（b）に示すように I_1 は急激に低下し、電力供給源22からはほとんど電流 I_1 が流れない状態となる。これは、大電流発電期間に補助電源30が吸収した充電電力を優先的に放出し、次の大電流発電期間における電流変動分の再吸収に備えるよう制御しているためである。

【0144】

この結果、図9（c）に示すように、時間 t_5 を越えると第1入出力端子34での電流 I_5 は負荷21に供給するために負方向に流れる。従って、 $I_2 - I_5$ となる。ゆえに、アイドリングストップでエンジンが停止しても、図9（d）に示すように、時間 t_5 以降も引き続き負荷21には同じ電流 I_2 が供給され、図9（e）に示すように負荷21の電圧 V_2 も一定のまま維持される。

10

【0145】

これに伴って、補助電源30の電力が負荷21に供給されるに従って、時間 t_5 以降で経時的に電圧 V_3 が低下していく。

【0146】

その後、エンジンを再起動するためにスタータを動作させたとする。スタータ動作は例えば運転者が停車中のブレーキペダルからアクセルペダルに踏み替える場合に行われる。従って、ECUは前記ペダルの踏み替えを検出すると同時にサンプルタイミング信号を制御回路76に発信する。この時点ではまだスタータは動作していない。

20

【0147】

本来ならば、この時点で現在負荷21に供給している電圧 V_2 をサンプルホールド用コンデンサ88にコピーするのであるが、アイドリングストップ機能において、回生動作からスタータの再起動までの時間は通常短く、その間に電力供給源22を構成するバッテリーの環境温度や劣化度合いの急変は考えられないので、ここでは時間 t_3 で既にサンプルホールドされた電圧 V_4 を引き続き使用している。従って、時間 t_5 以降でサンプルホールド動作は行わない。

【0148】

その後、補助電源30が回生動作で吸収した電気エネルギーを負荷21へ放電している途中の時間 t_6 でECUがスタータを駆動したとする。これにより、電力供給源22からスタータに大電流が流れるので、 V_1 は図9（a）に示すように急激に低下する。しかし、この時点では既に補助電源30から負荷21に電力が供給されているので、時間 t_6 以降も引き続き負荷21へ電力が供給される。

30

【0149】

ここで、時間 t_6 では電力供給源22の電流はほぼ全てスタータに流れるので、図9（b）に示すように、時間 t_5 で僅かに負荷21へ流れていた電流 I_1 は時間 t_6 で完全に0になる。従って、負荷21に安定した電流 I_2 を流し続けるには補助電源30から I_1 相当分も含めて流さなければならない。このため、図9（c）に示すように、時間 t_6 で I_5 は若干負側に大きくなる。その結果、図9（d）に示すように、時間 t_6 以降も I_2 は安定し、図9（e）に示すように、負荷21の電圧 V_2 も安定する。

40

【0150】

このような動作により、電圧低下期間でも V_2 はスタータ動作前とほぼ同等の電圧とすることができるので、DC/DCコンバータ24の出力電圧を電力供給源22の長期的な電圧変動に追従させることができる。従って、本実施の形態4においても、従来のような電力供給源22からの電圧と補助電源30からの電圧との差が電力供給源22の条件によって変動し、負荷21の動作に影響を及ぼしてしまう可能性を低減できる。

【0151】

V_1 の低下期間中は負荷21へは補助電源30から電力が供給されるので、図9（f）に示すように、 V_3 は時間 t_6 以降、経時的に低下していく。この際、電流供給源22か

50

らの電流 I_1 が 0 のため、時間 $t_5 \sim t_6$ の V_3 の低下傾きに比べ、電圧低下期間である時間 $t_6 \sim t_7$ の V_3 の低下傾きは若干大きくなる。

【0152】

やがて、時間 t_7 でエンジン始動が完了し、スタータの動作が停止したとする。この時、図 9 (a) に示すように V_1 は急激に電圧低下前の電圧まで回復する。その結果、時間 $t_5 \sim t_6$ と同じ状態になるため、図 9 (b) に示すように、時間 t_7 で電力供給源 22 からの僅かな電流 I_1 が再び流れる。これに伴い、図 9 (c) に示すように、時間 t_7 で補助電源 30 から負荷 21 に供給される電流 I_5 は負側で僅かに小さくなる。従って、図 9 (f) に示すように補助電源 30 の電圧 V_3 の低下傾きも小さくなる。

【0153】

補助電源 30 の電圧 V_3 は前記したように充電目標電圧に調整しておかなければならないので、時間 t_8 で制御回路 76 は切替スイッチ 66 を降圧側に切り替える。これにより、DC/DC コンバータ 24 は補助電源 30 の電圧 V_3 を設定電圧源 64 の充電目標電圧になるよう制御する。その結果、時間 t_9 で V_3 は充電目標電圧に達し、その後、その電圧を維持する。

【0154】

V_3 が充電目標電圧に達すると、その電圧を維持するために補助電源 30 から負荷 21 への電力供給は停止される。従って、時間 t_9 で図 9 (b) に示すように電力供給源 22 から負荷 21 に負荷消費電流 I_2 が供給される。この時、図 9 (c) に示すように補助電源 30 からの電力供給は停止しているので、第 1 入出力端子 34 での電流 I_5 は 0 になる。

【0155】

以上の動作を繰り返すことで、大電流発電期間や電圧低下期間が両方存在しても、図 9 (d)、(e) に示すように、負荷 21 への電流 I_2 と電圧 V_2 は常にほとんど同じ値を保つので、負荷 21 は安定して動作し続けることができる。なお、切替スイッチ 66 を切り替える時間 t_8 は t_7 と t_9 の間であればいつでもよい。また、ホールドされた電圧 V_4 の更新は実施の形態 1 と同様にして行われる。

【0156】

以上の構成、動作により、通常時の電力供給源 22 の電圧と、電力供給源 22 からの大電流発電や電力供給源 22 の電圧低下による一時的な変動時の DC/DC コンバータ 24 の出力電圧との差が常に小さい電源装置 20 を実現できた。

【0157】

なお、本実施の形態 4 ではアイドリングストップ機能のように、回生動作による大電流発電期間と、スタータ動作による電圧低下期間がほぼ連続して発生する場合について説明したが、これは両者の発生する時間間隔が長い場合でも同様に適用できる。その場合の動作は大電流発電期間、電圧低下期間のいずれが完了しても、常に補助電源 30 の電圧 V_3 が充電目標電圧になるように制御すればよい。

【0158】

また、本実施の形態 4 においても補助電源 30 に電気二重層キャパシタや電気化学キャパシタ等の急速充放電が可能な蓄電素子を用いればよい。但し、電気化学キャパシタは放電電位を 0 V にできないので、電気化学キャパシタの動作可能な最低電圧を考慮して設定電圧源 64 の充電目標電圧を決定すればよい。

【0159】

(実施の形態 5)

図 10 は、本発明の実施の形態 5 における電源装置のブロック回路図である。図 11 は、本発明の実施の形態 5 における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源の電圧 V_1 を電圧 V_1 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_a の経時変化図を、(b) は負荷への供給電圧 V_2 を電圧 V_2 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_b の経時変化図を、(c) は DC/DC コンバータ起動信号のオンオフのタイミングチャートを、(d) は選択スイッチのオンオフのタイミングチャートを、(e) はサンプル

10

20

30

40

50

タイミング信号のオンオフのタイミングチャートを、(f)は負荷への供給電圧V2の経時変化図をそれぞれ示す。図12は、本発明の実施の形態5における電源装置の他の構成のブロック回路図である。図13は、本発明の実施の形態5における電源装置の他の構成の動作を示すタイミングチャートであり、(a)は電力供給源の電圧V1を電圧V1検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧Vaの経時変化図を、(b)は負荷への供給電圧V2を電圧V2検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧Vbの経時変化図を、(c)はDC/DCコンバータ起動信号のオンオフのタイミングチャートを、(d)は選択スイッチのオンオフのタイミングチャートを、(e)はサンプルタイミング信号のオンオフのタイミングチャートを、(f)は負荷への供給電圧V2の経時変化図をそれぞれ示す。

【0160】

10

図10と図12において、図4と同じ構成については同じ番号を付し、詳細な説明を省略する。また、太線は電力系統、細線は制御系統の配線を示す。なお、本実施の形態5では実施の形態2と同様に、例えばアイドリングストップ車において、バッテリーと発電機からなる電力供給源の電圧低下時に、電力供給源の電圧を昇圧して、その直流出力を負荷に供給する構成について述べる。

【0161】

まず、図10の回路構成について説明する。負荷21への電力供給は、図10に太線で示したように、電力供給源22の電力が選択スイッチ23(本実施の形態5では選択スイッチ23を外部信号に応じてオンオフ制御が可能な、例えばFETからなる構成とした)を介して直接供給される経路と、DC/DCコンバータ24を介して供給される経路の2

20

【0162】

電力供給源22の電圧V1は電圧V1検出用抵抗90、92により抵抗分割された際の中点電圧Vaとして検出される。すなわち、電圧V1検出用抵抗90、92の抵抗値をそれぞれR1、R2とすると、 $V_a = V_1 \times R_2 / (R_1 + R_2)$ の関係になるので、電圧Vaは電圧V1に相当する電圧となる。この電圧Vaはサンプルホールド回路28の入力端子INを介して入力されている。

【0163】

また、負荷21の電圧V2も同様に、電圧V2検出用抵抗78、80により抵抗分割された際の中点電圧Vbとして検出される。すなわち、電圧V2検出用抵抗78、80の抵抗値をそれぞれR3、R4とすると、 $V_b = V_2 \times R_4 / (R_3 + R_4)$ の関係になるので、電圧Vbは電圧V2に相当する電圧となる。この電圧Vbは、サンプルホールド回路28の出力端子OUTから出力されるホールド電圧Vhとともにオペアンプ94に入力される。オペアンプ94の出力はDC/DCコンバータ24のフィードバック端子F/Bに入力される。

30

【0164】

また、エンジンECUから発せられるサンプルタイミング信号は、サンプルホールド回路28のホールド端子holdに入力されるとともに、DC/DCコンバータ24の起動信号としてオンオフ端子ON/OFFにも入力される。さらに、サンプルタイミング信号は反転回路74により反転されて選択スイッチ23のオンオフ制御を行う。

40

【0165】

なお、サンプルホールド回路28の動作は実施の形態1~4のものとは異なり、ホールド端子holdがオフの時は、入力端子INの電圧をそのまま出力端子OUTから出力し、ホールド端子holdがオンの時は、オンになった瞬間の入力端子INの電圧をホールドし、以後ホールド端子holdがオンの間は常にホールドした電圧Vhを出力端子OUTから出力し続ける。ホールド電圧Vhを更新する場合はホールド端子holdをオフにした後、ホールドしたい時にホールド端子holdをオンにする。

【0166】

次に、このような構成の電源装置20の動作について図11により説明する。なお、例えば図5に示した太点線の動作については、図5(a)、(b)と同様に電圧が低くなる

50

だけで太実線と同等の動作を行うため、図 11 では省略している。

【0167】

まず、時間 t_0 ではアイドリングストップが行われておらずエンジンが駆動している状態である。この時、発電機も動作しているので、電力供給源 22 の電圧 V_1 は例えば 14 V 程度で安定している。従って、電圧 V_1 に相当する電圧 V_a も図 11 (a) に示すように高い電圧値で安定している。この時点では図 11 (e) に示すように ECU からのサンプルタイミング信号がオフなので、図 11 (c) に示すように DC / DC コンバータ 24 のオンオフ端子 ON / OFF に入力される信号もオフのままであり、DC / DC コンバータ 24 は停止した状態である。また、サンプルタイミング信号は反転回路 74 で反転するため、図 11 (e) に示すように選択スイッチ 23 にはオン信号が入力される。従って、

10

【0168】

これらの結果から、電力供給源 22 の電圧 V_1 は選択スイッチ 23 がオンであるので、そのまま負荷 21 に供給される。従って、図 11 (b) に示すように電圧 V_b は電圧 V_a に相当する電圧値となり、図 11 (f) に示すように電圧 V_2 は電圧 V_1 と等しくなる。

【0169】

次に、時間 t_1 でアイドリングストップが行われ、エンジンが停止したとする。ECU はエンジンが停止する以前の時点でサンプルタイミング信号を発する。なお、本実施の形態 5 ではサンプルタイミング信号はエンジンが停止する以前からオンになり、エンジン再始動完了以降の時点までオン状態を維持する信号とした。従って、サンプルタイミング信号はエンジン停止時からエンジン再始動完了時までは少なくともオン状態となる。

20

【0170】

本実施の形態 5 では、時間 t_1 についてはサンプルタイミング信号が図 11 (e) に示すようにエンジン停止とほぼ同時に発せられた場合を示している。従って、図 11 (e) に示すように、時間 t_1 でサンプルタイミング信号はオン信号となる。これにより、サンプルホールド回路 28 のホールド端子 hold がオンになるので、時間 t_1 での電力供給源 22 の電圧 V_1 に相当する電圧 V_a がホールドされ、その電圧値 (ホールド電圧 V_h) が出力端子 OUT から出力される。また、これと同時に図 11 (c) に示すように DC / DC コンバータ 24 の起動信号 (本実施の形態 5 ではサンプルタイミング信号と同等) がオンになり、これがオンオフ端子 ON / OFF に入力されるので、DC / DC コンバータ 24 が起動する。さらに、図 11 (d) に示すように選択スイッチ 23 のオンオフ信号は DC / DC コンバータ 24 の起動信号を反転したものであるため、オフ信号となる。その結果、選択スイッチ 23 はオフになる。

30

【0171】

以上をまとめると、電力供給源 22 の電圧 V_1 が低下する以前の時点 (ここではほぼ低下する時点である時間 t_1) でサンプルタイミング信号がオンになると、電力供給源 22 の電圧 V_1 に相当する電圧 V_a をサンプルホールド回路 28 でホールドするとともに DC / DC コンバータ 24 を起動し、選択スイッチ 23 をオフにする動作を行っている。なお、サンプルタイミング信号がオンになるのは電圧 V_1 が低下する以前であれば構わないが、あまりオンになるのが早すぎると、その間に電圧 V_1 が変動してもそれをホールドできず、DC / DC コンバータ 24 の出力電圧 V_2 の制御精度が悪くなるため、できるだけ電圧 V_1 が低下する直近が望ましい。

40

【0172】

このような動作の結果、負荷 21 へは DC / DC コンバータ 24 から電力が供給されることになる。DC / DC コンバータ 24 は、その出力電圧 V_2 に相当する電圧 V_b がサンプルホールド回路 28 でホールドされた電圧 V_h になるように、オペアンプ 94 からのフィードバック信号に基いて出力電圧 V_2 を制御するので、図 11 (a) に示すように時間 t_1 以降で発電機が停止したことによる電力供給源 22 の電圧降下が起こっても、図 11 (b) に示すように出力電圧 V_2 に相当する電圧 V_b はホールド電圧 V_h と等しくなり、電圧降下が発生しない。従って、図 11 (f) に示すように、時間 t_1 以降も電圧 V_2 は

50

ホールド時の電圧 V_1 と等しくなり、負荷 21 に対して引き続き安定した電圧で電力を供給できる。

【0173】

アイドリングストップが発生した時間 t_1 から短時間経過後の時間 t_2 までは、図 11 (a) に示すように電力供給源 22 の電圧 V_1 に相当する電圧 V_a は急激に下がるが、時間 t_2 以降では下がり方が緩やかになる。しかし、このような電圧 V_a の変動があっても、図 11 (b) に示すように DC / DC コンバータ 24 の出力電圧 V_2 に相当する電圧 V_b はホールド電圧 V_h のまま安定しているので、図 11 (f) に示すように電圧 V_2 はホールド時の電圧 V_1 と等しい状態を維持する。

【0174】

次に、時間 t_3 でアイドリングストップを終了し、エンジンを再始動するためにスタータが駆動したとする。この場合はスタータに大電流が流れるので、電力供給源 22 の電圧 V_1 は 6 V 程度まで急激に低下する。従って、図 11 (a) に示すように電圧 V_1 に相当する電圧 V_a も急低下する。その後、エンジンの回転が安定するに従って、スタータへの電流は少なくなっていくので電圧 V_a は上昇する。時間 t_4 でエンジンの再始動が完了すると発電機も再起動するので、電力供給源 22 の電圧 V_1 はアイドリングストップ前の電圧値 (約 14 V) に戻る。従って、電圧 V_1 に相当する電圧 V_a も時間 t_0 から t_1 の電圧値に回復する。

【0175】

しかし、本実施の形態 5 では時間 t_4 の時は図 11 (e) に示すようにサンプルタイミング信号がオンのままであるので、DC / DC コンバータ 24 の起動信号も図 11 (c) に示すようにオンであり、動作し続けている。また、選択スイッチ 23 も図 11 (d) に示すようにオフのままである。その結果、時間 t_4 では電圧 V_a が回復しても DC / DC コンバータ 24 の出力が負荷 21 に供給され続けている。

【0176】

その後、エンジンが再始動した時点 (時間 t_4) 以降の時間 t_5 で、図 11 (e) に示すように ECU からのサンプルタイミング信号がオフになったとする。これによる動作は時間 t_1 での動作とは逆に、サンプルホールド回路 28 のホールド端子 $hold$ がオフになるので、サンプルホールド回路 28 の出力端子 OUT のホールド電圧 V_h は入力端子 IN の電圧 V_a と等しくなる。また、図 11 (c) に示すように DC / DC コンバータ 24 の起動信号はオフになるので、動作を停止する。さらに、図 11 (d) に示すように選択スイッチ 23 はオンになるので、電力供給源 22 の電圧 V_1 が選択スイッチ 23 を介して負荷 21 に印加されることになる。これにより、エンジン動作時の状態、すなわち時間 t_0 の状態に再び戻ったことになる。

【0177】

このように動作することで、図 11 (a) に示した電圧低下期間 (時間 $t_1 \sim t_4$) では DC / DC コンバータ 24 が動作して負荷 21 にホールド電圧 V_h に相当する電圧を供給し続けるので、電力供給源 22 の電圧 V_1 が大きく変動しても図 11 (f) に示すように電圧 V_2 は安定している。従って、負荷 21 を駆動し続けることができる。

【0178】

なお、本実施の形態 5 ではエンジン再始動完了時の時間 t_4 より後の時間 t_5 でサンプルタイミング信号がオフになっているが、これは時間 t_4 でオフになってもよい。この場合、DC / DC コンバータ 24 の動作時間が短くなるので消費電力を低減できる。

【0179】

ここまでで説明したエンジン再始動時の動作をまとめると、図 11 (a) に示すように電力供給源 22 の電圧 V_1 に相当する電圧 V_a が、ホールドされた電圧 V_h まで回復した時点 (時間 t_4) 以降でサンプルタイミング信号がオフになると、DC / DC コンバータ 24 を停止するとともに、選択スイッチ 23 をオンにすることになる。

【0180】

なお、図 10 の回路構成では、図 11 の時間 t_4 から t_5 のように、電力供給源 22 の

10

20

30

40

50

電圧 V_1 がアイドリングストップ前の電圧まで回復した後も DC/DC コンバータ 24 が動作し続けているが、この場合の DC/DC コンバータ 24 が出力しようとする電圧（目標制御電圧）は電圧 V_1 とほぼ等しくなる。その結果、 DC/DC コンバータ 24 の出力電圧 V_2 が電圧 V_1 と等しくなるので、間欠動作を行うことになる。その結果、時間 t_4 から t_5 で DC/DC コンバータ 24 の出力に電圧リップルが発生してしまう。

【0181】

そこで、この電圧リップルが問題になる場合には、電源装置 20 を図 12 に示す回路構成としてもよい。図 12 の構成は図 10 と比べ、 DC/DC コンバータ 24 の出力電圧 V_2 が、ホールドされた時の電力供給源 22 の電圧 V_1 より既定定数倍（ k 倍）低くなるように電圧 V_2 検出用抵抗 78、80 の抵抗値を設定した点が相違点である。すなわち、電圧 V_1 検出用抵抗 90、92 の抵抗値をそれぞれ R_1 、 R_2 とし、電圧 V_2 検出用抵抗 78、80 の抵抗値をそれぞれ R_3 、 R_4 とした時、 $R_2 / (R_1 + R_2) = k \times R_4 / (R_3 + R_4)$ が成立するように R_3 、 R_4 を設定している。ここで、電圧 V_2 をホールド時の電圧 V_1 （目標制御電圧）よりも低くするために、 k は 1 未満の正の数値としている。本実施の形態 5 では実施の形態 1 と同様に、電圧 V_2 がホールド時の電圧 V_1 に対して 10% 小さくなるように、 $k = 0.9$ とした。

【0182】

このような構成とした時の DC/DC コンバータ 24 の出力電圧 V_2 の経時変化を図 13 (f) に示す。なお、図 13 (a) ~ (e) は図 11 (a) ~ (e) と全く同じであるので、説明を省略する。

【0183】

時間 t_1 で図 13 (e) に示すようにサンプルタイミング信号が ECU より発せられると、 DC/DC コンバータ 24 がオンになり、選択スイッチ 23 がオフになる。これにより、負荷 21 へは DC/DC コンバータ 24 の出力電圧 V_2 が印加される。この際、 DC/DC コンバータ 24 の目標制御電圧は、時間 t_1 でのホールド時の電力供給源 22 の電圧 V_1 を k 倍した電圧になるように制御される。従って、時間 t_1 では電圧 V_1 の方が目標制御電圧（ $= k \times V_1 = 0.9 \times V_1$ ）より大きくなる。ゆえに、 DC/DC コンバータ 24 は前記したように昇圧コンバータであるので、起動しても昇圧動作が行われず、入力端子 IN の電圧 V_1 がほぼそのまま出力端子 OUT から出力される。

【0184】

その後、図 13 (a) に示すように、電圧 V_1 に相当する電圧 V_a はアイドリングストップ開始後に低下するので、電圧 V_1 が目標制御電圧を下回る時間 t_2 までは図 13 (f) に示すように電圧 V_2 が下がるが、時間 t_2 で電圧 V_1 が目標制御電圧になれば、その電圧値（ $k \times V_h$ ）を出力し、時間 t_2 以降は $k \times V_h$ に比例した電圧を維持する。

【0185】

その後、アイドリングストップが終了し、電力供給源 22 の電圧 V_1 が回復することにより、時間 t_5 で電圧 V_1 が目標制御電圧を超えれば、 DC/DC コンバータ 24 は上記したように入力端子 IN の電圧 V_1 をほぼそのまま出力端子 OUT から出力する。その結果、時間 t_5 から、電圧 V_1 が回復し終わる時間 t_6 までの間、電圧 V_2 は電圧 V_1 と同様に電圧が上昇し、時間 t_6 以降は電圧 V_1 が安定するので、電圧 V_2 も安定する。

【0186】

その後、図 13 (e) に示すように、時間 t_7 でサンプルタイミング信号がオフになると、図 13 (c)、(d) に示すように DC/DC コンバータ 24 がオフになり、同時に選択スイッチ 23 がオンになる。これにより、電圧 V_1 が直接負荷 21 に印加されるので、電圧 V_2 は電圧 V_1 と等しくなる。

【0187】

このような動作において、時間 t_6 から t_7 では電圧 V_1 が回復していても DC/DC コンバータ 24 が動作し続けている状態となる。しかし、目標制御電圧は回復後の電圧 V_1 に対して k 倍小さいので、図 10 の構成のように DC/DC コンバータ 24 が不安定な間欠動作を行うことがない。ゆえに、電圧リップルがほとんど発生しない安定した電圧 V

10

20

30

40

50

2 を出力し続けることができる。

【 0 1 8 8 】

以上の構成、動作により、通常時の電力供給源 2 2 の電圧と、電力供給源 2 2 の電圧低下による一時的な変動時の D C / D C コンバータ 2 4 の出力電圧との差が常に小さい電源装置 2 0 を実現できた。

【 0 1 8 9 】

(実施の形態 6)

図 1 4 は、本発明の実施の形態 6 における電源装置のブロック回路図である。図 1 5 は、本発明の実施の形態 6 における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源の電圧 V_1 を電圧 V_1 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_a の経時変化図を、(b) は負荷への供給電圧 V_2 を電圧 V_2 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_b の経時変化図を、(c) は D C / D C コンバータ起動信号のオンオフのタイミングチャートを、(d) は選択スイッチのオンオフのタイミングチャートを、(e) はサンプルタイミング信号のオンオフのタイミングチャートを、(f) は負荷への供給電圧 V_2 の経時変化図を、それぞれ示す。図 1 6 は、本発明の実施の形態 6 における電源装置の他の構成のブロック回路図である。図 1 7 は、本発明の実施の形態 6 における電源装置の他の構成の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源の電圧 V_1 を電圧 V_1 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_a の経時変化図を、(b) は負荷への供給電圧 V_2 を電圧 V_2 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_b の経時変化図を、(c) は D C / D C コンバータ起動信号のオンオフのタイミングチャートを、(d) は選択スイッチのオン
 20 オフのタイミングチャートを、(e) はサンプルタイミング信号のオンオフのタイミングチャートを、(f) は負荷への供給電圧 V_2 の経時変化図をそれぞれ示す。図 1 8 は、本発明の実施の形態 6 における電源装置のさらに他の構成のブロック回路図である。図 1 9 は、本発明の実施の形態 6 における電源装置のさらに他の構成の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源の電圧 V_1 を電圧 V_1 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_a の経時変化図を、(b) は負荷への供給電圧 V_2 を電圧 V_2 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_b の経時変化図を、(c) は D C / D C コンバータ起動信号のオン
 30 オフのタイミングチャートを、(d) は選択スイッチのオンオフのタイミングチャートを、(e) はサンプルタイミング信号のオンオフのタイミングチャートを、(f) は負荷への供給電圧 V_2 の経時変化図をそれぞれ示す。

【 0 1 9 0 】

図 1 4、図 1 6、および図 1 8 において、図 1 0 と同じ構成については同じ番号を付し、詳細な説明を省略する。また、太線は電力系統、細線は制御系統の配線を示す。図 1 5、図 1 7、および図 1 9 において、図 5 等で示した太点線の動作は図 1 1 と同様に省略する。なお、本実施の形態 6 でも実施の形態 2 と同様に、例えばアイドルリングストップ車において、バッテリーと発電機からなる電力供給源の電圧低下時に、電力供給源の電圧を昇圧して、その直流出力を負荷に供給する構成について述べる。

【 0 1 9 1 】

まず、図 1 4 の回路構成について説明する。図 1 0 の構成と比べ、図 1 4 における構成上の特徴は以下の通りである。

【 0 1 9 2 】

1) サンプルホールド回路 2 8 の出力端子 O U T にホールド電圧 V_h を既定定数倍 (k 倍) するための電圧 V_h 定数倍用抵抗 9 6、9 8 を接続し、その中点電圧 V_c (以下、しきい値電圧 V_c という) をオペアンプ 9 4、およびヒステリシスコンパレータ 1 0 0 の非反転入力に接続する構成とした。なお、しきい値電圧 V_c は正でホールド電圧 V_h より低くなるように、すなわち $k < 1$ となるように電圧 V_h 定数倍用抵抗 9 6、9 8 の抵抗値 R_5 、 R_6 を設定した。本実施の形態 6 では例えば実施の形態 1 と同様に、しきい値電圧 V_c がホールド電圧 V_h より 1 0 % 低くなるように、 $k = 0.9$ とした。従って、 $V_c = V_h \times R_6 / (R_5 + R_6) = 0.9 \times V_h$ となる。

【 0 1 9 3 】

10

20

30

40

50

2) ヒステリシスコンパレータ100の反転入力に電圧 V_a を入力する構成とした。

【0194】

3) ヒステリシスコンパレータ100の出力をDC/DCコンバータ24の起動信号とし、オンオフ端子ON/OFFと反転回路74に接続する構成とした。

【0195】

4) それに伴い、サンプルタイミング信号をサンプルホールド回路28のホールド端子holdにのみ接続した。

【0196】

なお、しきい値電圧 V_c がホールド電圧 V_h より低くなるように設定したのは、実施の形態5で述べたように、DC/DCコンバータ24の入力電圧 V_1 と出力電圧 V_2 が等しくなった場合、DC/DCコンバータ24が間欠的に動作することにより発生する電圧リップルを回避するためである。すなわち、 $V_h > V_c$ とすることで、DC/DCコンバータ24は $V_1 = V_2$ となることがなくなり電圧リップルが発生しなくなるので、負荷21に対してさらに安定した電圧を供給することができる。

【0197】

次に、このような電源装置20の動作について図15を参照しながら説明する。まず、時間 t_0 から t_1 の動作は実施の形態5と同じであるので説明を省略する。

【0198】

時間 t_1 でアイドルングストップが行われ、ECUからのサンプルタイミング信号がオンになったとする。その結果、電力供給源22の電圧 V_1 に相当する電圧 V_a をサンプルホールド回路28がホールドする。これにより、ホールド電圧 V_h を電圧 V_h 定数倍用抵抗96、98により k 倍したしきい値電圧 V_c がオペアンプ94、およびヒステリシスコンパレータ100に入力される。その結果、オペアンプ94の出力は、電圧 V_b がしきい値電圧 V_c になるようにするためのフィードバック信号としてDC/DCコンバータ24のフィードバック端子F/Bに入力される。また、ヒステリシスコンパレータ100は、電圧 V_a としきい値電圧 V_c を比較し、 $V_a > V_c$ ならばLoレベル(以下、オフ信号)を、 $V_a < V_c$ ならばHiレベル(以下、オン信号)を出力する動作を行う。時間 t_1 では電圧 V_a をホールドした直後であり、 $k = 0.9$ であることから、図15(a)に示すように、 $V_a > V_c$ である。従って、ヒステリシスコンパレータ100の出力はオフ信号となるので、図15(c)に示すようにDC/DCコンバータ24の起動信号はオフのままである。ゆえに、DC/DCコンバータ24は時間 t_1 の時点では停止したままである。同様に、ヒステリシスコンパレータ100のオフ信号は反転回路74で反転されるので、図15(d)に示すように選択スイッチ23は時間 t_1 の時点ではオンのままである。

【0199】

実施の形態5で説明したように、アイドルングストップ状態になった時間 t_1 以降では、電力供給源22の電圧 V_1 が低下していくので、図15(a)に示すように、電圧 V_1 に相当する電圧 V_a も低下する。これに伴って、選択スイッチ23がオンであるので、図15(f)に示すように負荷21に印加される電圧 V_2 も低下する。

【0200】

一方、ホールド電圧 V_h は一定なので、しきい値電圧 V_c も一定である。従って、いずれ電圧 V_a の方がしきい値電圧 V_c より小さくなる。その時間 t_2 に至ると、ヒステリシスコンパレータ100はオン信号を出力する。この信号はDC/DCコンバータ24の起動信号であるので、図15(c)、(d)に示したように、DC/DCコンバータ24の起動信号がオンになり動作を開始するとともに、選択スイッチ23がオフになる。これにより、時間 t_2 以降はDC/DCコンバータ24から負荷21に電力が供給されることになる。この時の出力電圧 V_2 に相当する電圧 V_b は、図15(b)に示すように、しきい値電圧 V_c になるように制御されるので、ホールド電圧 V_h より低い電圧、すなわちアイドルングストップ前の電圧より10%低い電圧が負荷21に供給されることになる。従って、図15(f)に示すように負荷21の電圧 V_2 は $k \times V_h (= V_c)$ に比例した電圧となる。

10

20

30

40

50

【0201】

このような動作をまとめると、電力供給源22の電圧 V_1 が低下する以前の時点（ここではほぼ低下する時点である時間 t_1 ）でサンプルタイミング信号がオンになると、電力供給源22の電圧 V_1 に相当する電圧 V_a をサンプルホールド回路28でホールドするとともに、電力供給源22の電圧 V_1 に相当する電圧 V_a が、ホールドされた電圧 V_h より既定定数倍低い（本実施の形態6では既定定数 $k = 0.9$ 倍）正のしきい値電圧 V_c まで低下すればDC/DCコンバータ24を起動し、選択スイッチ23をオフにすることになる。これにより、DC/DCコンバータ24の出力電圧 V_2 は、ホールドされた時の電力供給源22の電圧 V_1 より既定定数倍（ k 倍）低くなる。なお、実施の形態5で説明したように、サンプルタイミング信号がオンになるのは電圧 V_1 が低下する以前であれば構わないが、できるだけ電圧 V_1 が低下する直近が望ましい。

10

【0202】

その後、時間 t_3 、 t_4 の動作は図11の時間 t_2 、 t_3 とそれぞれ同じであるので説明を省略する。次に、時間 t_5 では、エンジンが再起動完了する直前の状態であるとする。この時、図15(a)に示すように電圧 V_a は急上昇するので、やがてしきい値電圧 V_c よりも大きくなる。これにより、ヒステリシスコンパレータ100はオフ信号を出力する。その結果、図15(c)、(d)に示したように、DC/DCコンバータ24の起動信号がオフになり動作を停止するとともに、選択スイッチ23がオンになる。これにより、時間 t_5 以降は選択スイッチ23を介して負荷21に電力が供給されることになる。従って、図15(f)に示すように、電圧 V_2 は電圧 V_1 と等しくなり、電圧 V_1 と同様に上昇する。

20

【0203】

時間 t_5 以降は電力供給源22の電圧 V_1 が負荷21に供給されることになるので、完全にエンジンが再始動を完了する時間 t_6 までは負荷21の電圧 V_2 に相当する電圧 V_b も図15(b)に示すように上昇する。その後、時間 t_6 でエンジン再始動が完了し、電力供給源22の電圧 V_1 が約14Vで安定すると、図15(f)、(b)にそれぞれ示すように、電圧 V_2 、およびそれに相当する電圧 V_b も安定する。

【0204】

その後、サンプルタイミング信号は図15(e)に示すようにエンジン再始動が完了した後の時間 t_7 でオフになるが、この時はすでにDC/DCコンバータ24の動作が停止し、選択スイッチ23がオンになっているので、図15(f)、(b)にそれぞれ示すように、電圧 V_2 、およびそれに相当する電圧 V_b は変化しない。

30

【0205】

このようなエンジン再始動時の動作をまとめると、電力供給源22の電圧 V_1 に相当する電圧 V_a がしきい値電圧 V_c 以上に回復すると、DC/DCコンバータ24を停止するとともに、選択スイッチ23をオンにすることになる。これにより、時間 t_6 以降の状態は時間 t_0 の状態に戻ったことになる。

【0206】

以上のように動作することで、図15(a)に示した電圧低下期間（時間 $t_1 \sim t_6$ ）の内、時間 t_2 から t_5 ではDC/DCコンバータ24が動作して負荷21にしきい値電圧 V_c に相当する電圧を供給し続け、また、時間 t_1 から t_2 と、時間 t_5 から t_6 の期間はホールド電圧 V_h としきい値電圧 V_c の間の電圧に相当する電圧値が供給される。従って、図15(f)に示すように、電力供給源22の電圧 V_1 が大きく変動しても安定した電圧 V_2 を出力し続けるので、負荷21を駆動し続けることができる。

40

【0207】

なお、本実施の形態6ではエンジン再始動完了時の時間 t_6 より後の時間 t_7 でサンプルタイミング信号がオフになっているが、これは時間 t_6 でオフになってもよい。

【0208】

本実施の形態6の動作により、実施の形態5に比べてDC/DCコンバータ24の動作時間を必要最小限にすることができる。その結果、電源装置20としての消費電力を抑制

50

することができる効果も得られる。

【 0 2 0 9 】

なお、図 1 4 の回路構成では、しきい値電圧 $V_c (= \text{ホールド電圧 } V_h \times k)$ を目標制御電圧とすることで、DC / DC コンバータ 2 4 の出力電圧 V_2 を、ホールドされた時の電力供給源 2 2 の電圧 V_1 より既定定数倍 (k 倍) 低くしているが、これは実施の形態 5 で述べた図 1 2 の構成を図 1 4 の構成に適用してもよい。この場合の回路構成を図 1 6 に示す。図 1 4 の構成との違いは、電圧 V_2 検出用抵抗 7 8、8 0 の抵抗値 R_3 、 R_4 を図 1 2 の構成と同様に、 $R_2 / (R_1 + R_2) = k \times R_4 / (R_3 + R_4)$ が成立するように設定する点と、オペアンプ 9 4 の非反転入力にしきい値電圧 V_c ではなくホールド電圧 V_h を接続した点である。

10

【 0 2 1 0 】

このような電源装置 2 0 の動作を図 1 7 に示す。図 1 5 と比較すると、動作が異なるものは電圧低下期間 (時間 $t_1 \sim t_6$) における電圧 V_b の挙動のみである。すなわち、オペアンプ 9 4 の非反転入力にはホールド電圧 V_h が入力されるので、図 1 7 (b) において電圧 V_b は電圧低下期間にホールド電圧 V_h になるように制御される。ゆえに、図 1 7 (b) は図 1 3 (b) と同じになる。その結果、電圧低下期間における最終的な出力電圧 V_2 は図 1 3 (f) と同じになる。これは図 1 5 (f) と同じであるので、結果的には図 1 6 の構成としても図 1 4 の構成と同様に、電力供給源 2 2 の電圧 V_1 の変動によらず安定した電圧 V_2 を出力し続けることができるという効果が得られる。従って、図 1 4 の構成と図 1 6 の構成のいずれを採用してもよい。

20

【 0 2 1 1 】

また、図 1 4 の構成では、アイドリングストップ後のエンジン再始動終了時に電力供給源 2 2 の電圧 V_1 がアイドリングストップ前の電圧値にほぼ戻る場合に適用可能である。しかし、エンジン再始動終了時に電圧 V_1 がアイドリングストップ前より低い電圧値までしか戻らなかった場合は、ヒステリシスコンパレータ 1 0 0 の出力がオフにならないので、いつまでも DC / DC コンバータ 2 4 が動作し続けることになる。

【 0 2 1 2 】

そこで、このような状態を回避することができる回路構成を図 1 8 に示す。図 1 8 の構成と図 1 4 の構成の相違点は、ヒステリシスコンパレータ 1 0 0 の出力とサンプルタイミング信号をそれぞれ入力する AND 回路 1 0 1 を設け、AND 回路 1 0 1 の出力を DC / DC コンバータ 2 4 のオンオフ端子 ON / OFF と反転回路 7 4 に接続した点である。このように構成することにより、電力供給源 2 2 の電圧 V_1 に相当する電圧 V_a がしきい値電圧 V_c 以上に回復するか、またはサンプルタイミング信号がオフになると、DC / DC コンバータ 2 4 を停止することが可能になる。従って、エンジン再始動終了時に電圧 V_1 がアイドリングストップ前より低い電圧値までしか戻らなかったとしても、サンプルタイミング信号がオフになれば DC / DC コンバータ 2 4 が停止する。これは、AND 回路 1 0 1 に入力されるヒステリシスコンパレータ 1 0 0 の出力とサンプルタイミング信号の少なくともいずれかがオフになれば、AND 回路 1 0 1 の出力がオフになるためである。

30

【 0 2 1 3 】

このような電源装置 2 0 の動作を図 1 9 に示す。ここで、時間 t_0 から t_5 は図 1 5 と同じであるので説明を省略する。

40

【 0 2 1 4 】

時間 t_5 でアイドリングストップ後のエンジン再始動が完了しても電力供給源 2 2 の電圧 V_1 が元に戻らず、電圧 V_1 に相当する電圧 V_a が図 1 9 (a) に示すようにしきい値電圧 V_c に至らなかったとする。その結果、ヒステリシスコンパレータ 1 0 0 の出力はオン状態のままである。この時、サンプルタイミング信号は図 1 9 (e) に示すようにオンであるので、AND 回路 1 0 1 の出力はオンとなる。従って、図 1 9 (c) に示すように時間 t_5 では DC / DC コンバータ 2 4 は動作し続ける。また、図 1 9 (d) に示すように選択スイッチ 2 3 はオフのままである。

【 0 2 1 5 】

50

その後、時間 t_6 で図 19 (e) に示すようにサンプルタイミング信号がオフになったとする。これにより、AND 回路 101 の出力がオフになるので、図 19 (c) に示すように DC / DC コンバータ 24 がオフになるとともに、図 19 (d) に示すように選択スイッチ 23 がオンになる。その結果、電力供給源 22 の電圧 V_1 と負荷 21 の電圧 V_2 は等しくなる。但し、電圧 V_1 はアイドリングストップ前の電圧まで戻っていないので、図 19 (f) に示すように電圧 V_2 は時間 t_6 でアイドリングストップ前の電圧よりも低い電圧に落ち、その後、低い電圧のまま安定する。従って、電圧 V_2 に相当する電圧 V_b も図 19 (b) に示すように時間 t_6 で低い電圧に落ちて安定する。

【0216】

このように動作することにより、エンジン再始動終了時に電圧 V_1 がアイドリングストップ前より低い電圧値までしか戻らない場合でも、DC / DC コンバータ 24 が動作し続けることがなくなり、DC / DC コンバータ 24 の消費電力を低減することが可能となる。

10

【0217】

なお、図 18 の構成においても、図 16 の構成のように、電圧 V_2 検出用抵抗 78、80 を電圧 V_1 検出用抵抗 90、92 に対して k 倍するように設定するとともに、オペアンプ 94 の非反転入力にホールド電圧 V_h を入力する構成としてもよい。

【0218】

以上の構成、動作により、通常時の電力供給源 22 の電圧と、電力供給源 22 の電圧低下による一時的な変動時の DC / DC コンバータ 24 の出力電圧との差が常に小さい電源装置 20 を実現できた。

20

【0219】

(実施の形態 7)

図 20 は、本発明の実施の形態 7 における電源装置のブロック回路図である。図 21 は、本発明の実施の形態 7 における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源の電圧 V_1 を電圧 V_1 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_a の経時変化図を、(b) は負荷への供給電圧 V_2 を電圧 V_2 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_b の経時変化図を、(c) は DC / DC コンバータ起動信号のオンオフのタイミングチャートを、(d) は選択スイッチのオンオフのタイミングチャートを、(e) はサンプルタイミング信号のオンオフのタイミングチャートを、(f) は負荷への供給電圧 V_2 の経時変化図を、それぞれ示す。

30

【0220】

図 20 において、図 14 と同じ構成については同じ番号を付し、詳細な説明を省略する。また、太線は電力系統、細線は制御系統の配線を示す。図 21 において、図 5 等で示した太点線の動作は図 11 と同様に省略する。なお、本実施の形態 7 でも実施の形態 2 と同様に、例えばアイドリングストップ車において、バッテリーと発電機からなる電力供給源の電圧低下時に、電力供給源の電圧を昇圧して、その直流出力を負荷に供給する構成について述べる。

【0221】

図 14 の構成と比べ、図 20 における構成上の特徴は以下の通りである。

40

【0222】

1) リセットセットフリップフロップ回路 102 を設け、セット端子 S にサンプルタイミング信号を入力し、リセット端子 R にヒステリシスコンパレータ 100 の出力を接続し、出力端子 Q を DC / DC コンバータ 24 のオンオフ端子 ON / OFF に接続し、Q の反転出力端子 NQ の出力を選択スイッチのオンオフ信号とした。従って、DC / DC コンバータ 24 の起動信号は出力端子 Q の出力信号となる。

【0223】

2) 上記に伴い、反転回路 74 を廃した。

【0224】

3) サンプルホールド回路 28 のホールド端子 hold をリセットセットフリップフロ

50

ップ回路 102 の出力端子 Q に接続した。

【0225】

4) ヒステリシスコンパレータ 100 の非反転入力と反転入力を逆転した。

【0226】

なお、リセットセットフリップフロップ回路 102 の入力 (S、R) に対する出力 (Q、NQ) の論理表を (表 1) に示す。

【0227】

【表 1】

S	R	Q	NQ
0	0	前回値を保持	前回値を保持
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	1	0

10

20

【0228】

本実施の形態 7 のリセットセットフリップフロップ回路 102 はセット端子 S の入力優先される構成としているので、(表 1) に示すようにセット端子 S の入力が 1、すなわちサンプルタイミング信号がオンの時は、必ず $Q = 1$ 、 $NQ = 0$ を出力する構成としている。従って、 $Q = 1$ の場合には、DC/DC コンバータ 24 の起動信号がオンになるので DC/DC コンバータ 24 が起動するとともに、サンプルホールド回路 28 のホールド端子 hold がオンになるのでホールド電圧 V_h を維持する。また、 $NQ = 0$ により、選択スイッチ 23 をオフにすることに相当するので、選択スイッチ 23 がオフになる。

【0229】

次に、このような電源装置 20 の動作について説明する。本実施の形態 7 における実施の形態 5、6 との動作上の最大の相違点は、ECU から発せられるサンプルタイミング信号が、アイドリングストップを開始した時のみに発せられるパルス状信号であることである。ゆえに、エンジン再起動の完了をサンプルタイミング信号から知ることができない。このような相違点に対する制御を中心に以下、動作の詳細を説明する。

30

【0230】

まず、図 21 において時間 t_0 ではエンジンが駆動している状態である。この時、図 21 (e) よりサンプルホールド信号はオフであるので、リセットセットフリップフロップ回路 102 のセット端子 S には 0 が入力されていることに相当する。一方、リセット端子 R については以下のようになる。

【0231】

40

時間 t_0 ではエンジンが駆動していて発電機が動作しているので、電圧 V_1 が最大値である約 14 V となり、電圧 V_1 に相当する電圧 V_a も最大値となる。ここで、もしサンプルホールド回路 28 のホールド端子 hold がオフであれば、ホールド電圧 $V_h = V_a$ となる。一方、しきい値電圧 $V_c = 0.9 \times V_h$ であるので、必ず $V_a > V_c$ となる。この場合のヒステリシスコンパレータ 100 の出力はオン ($= 1$) となる。これは実施の形態 6 のヒステリシスコンパレータ 100 における非反転入力、および反転入力を逆転して接続したためである。

【0232】

これに対し、もしホールド端子 hold がオンであれば、サンプルホールド回路 28 は何らかのホールド電圧 V_h を出力し続けていることになる。この時、前記したように、出

50

力し得るホールド電圧 V_h の最大値は電圧 V_a の最大値と等しい。今、エンジンが駆動しているので、電圧 V_a は最大値である。従って、ホールド電圧 V_h は電圧 V_a を超えることはない。ゆえに、ホールド端子 $hold$ がオフの時と同様に必ず $V_a > V_c$ となり、ヒステリシスコンパレータ 100 の出力はオン (= 1) となる。

【0233】

以上のことから、ホールド端子 $hold$ がオンであってもオフであっても時間 t_0 ではヒステリシスコンパレータ 100 の出力はオン (= 1) となるので、リセットセットフリップフロップ回路 102 のリセット端子 R には 1 が入力される。従って、セット端子 S に 0、リセット端子 R に 1 が入力されることになるので、(表 1) より $Q = 0$ 、 $NQ = 1$ が出力される。

10

【0234】

これらにより、時間 t_0 において、 $Q = 0$ であることから図 21 (c) より DC / DC コンバータ 24 の起動信号はオフに、 $NQ = 1$ であることから図 21 (d) より選択スイッチ 23 はオンになる。また、サンプルホールド回路 28 のホールド端子 $hold$ は、 $Q = 0$ であることからオフの状態、すなわちホールドしていない状態である。

【0235】

次に、時間 t_1 でアイドリングストップ状態になったとする。この時、図 21 (e) に示すように、ECU からのサンプルタイミング信号がオンとなり、リセットセットフリップフロップ回路 102 のセット端子 S に 1 が入力される。その結果、(表 1) に示したように、セット端子 S が 1 の場合はリセット端子 R の値に関わらず、 $Q = 1$ 、 $NQ = 0$ となる。従って、時間 t_1 で図 21 (c) に示すように DC / DC コンバータ 24 の起動信号がオンになり、DC / DC コンバータ 24 が起動するとともに、図 21 (d) に示すように選択スイッチ 23 がオフになる。これにより、サンプルホールド回路 28 のホールド端子 $hold$ がオンになるので、時間 t_1 での電圧 V_a をホールドする。この時のホールド電圧 V_h は電圧 V_h 定数倍用抵抗 96、98 により k 倍 (0.9 倍) され、得られたしきい値電圧 V_c がオペアンプ 94 に入力される。これにより、電圧 V_b がしきい値電圧 V_c になるように DC / DC コンバータ 24 が動作する。なお、 $V_h > V_c$ とした理由は実施の形態 6 で説明した通りである。従って、DC / DC コンバータ 24 の出力電圧 V_2 は、ホールドされた時の電力供給源 22 の電圧 V_1 より既設定数倍 (k 倍) 低くなる。

20

【0236】

一方、しきい値電圧 V_c はヒステリシスコンパレータ 100 にも入力されるが、時間 t_1 では図 21 (a) より明らかなように $V_a > V_c$ であることから、ヒステリシスコンパレータ 100 の出力はオン信号となり、リセットセットフリップフロップ回路 102 のリセット端子 R には 1 が入力される。しかし、この時はセット端子 S に 1 が入力されているので、負荷 21 には DC / DC コンバータ 24 の出力が供給される。DC / DC コンバータ 24 の出力電圧 V_2 はしきい値電圧 V_c に相当する電圧になるように制御されているが、図 21 (a) より時間 t_1 から t_2 では $V_a > V_c$ であるので、実施の形態 5 で述べたように DC / DC コンバータ 24 の動作は、入力端子 IN の電圧をほぼそのまま出力端子 OUT から出力する。従って、図 21 (f) に示すように、電圧 V_2 は電圧 V_1 の低下に伴って下がり、図 21 (b) に示すように、電圧 V_2 に相当する電圧 V_b も下がる。

30

40

【0237】

その後、時間 t_2 になると、図 21 (a) に示すように $V_a < V_c$ となる。その結果、ヒステリシスコンパレータ 100 の出力はオフ信号となり、リセットセットフリップフロップ回路 102 のリセット端子 R には 0 が入力される。しかし、この時はまだセット端子 S に 1 が入力され続けているので、図 21 (f) に示すように、DC / DC コンバータ 24 から負荷 21 に、しきい値電圧 V_c ($= k \times V_h$) に相当する電圧 V_2 が印加される。

【0238】

次に、時間 t_3 に至り、パルス状のサンプルタイミング信号がオフになったとする。これにより、リセットセットフリップフロップ回路 102 のセット端子 S には 0 が入力される。この時、リセット端子 R には前記したように $V_a < V_c$ であることから 0 が入力され

50

続けている。従って、(表 1)より、セット端子 S、リセット端子 R の両方が 0 の場合は Q、NQ は前回値を保持するように出力される。前回値は、 $S = 1$ 、 $R = 0$ であったので、 $Q = 1$ 、 $NQ = 0$ となる。ゆえに、時間 t_3 以降は $Q = 1$ より、図 21(c)に示すように DC/DC コンバータ 24 がオンの状態を維持するとともに、サンプルホールド回路 28 のホールド端子 hold がオンであるのでホールド電圧 V_h を維持する。従って、しきい値電圧 V_c も一定となる。また、 $NQ = 0$ より、図 21(d)に示すように選択スイッチ 23 はオフのままとなる。ゆえに、図 21(f)に示すように、しきい値電圧 V_c ($= k \times V_h$) に相当する電圧 V_2 が引き続き負荷 21 に印加され続ける。

【0239】

以上の動作をまとめると、電力供給源 22 の電圧 V_1 が低下する以前の時点(ここではほぼ低下する時点である時間 t_1)でサンプルタイミング信号がオンになると、電力供給源 22 の電圧 V_1 に相当する電圧 V_a をサンプルホールド回路 28 でホールドするとともに DC/DC コンバータ 24 を起動し、選択スイッチ 23 をオフにすることになる。なお、実施の形態 5 で説明したように、サンプルタイミング信号がオンになるのは電圧 V_1 が低下する以前であれば構わないが、できるだけ電圧 V_1 が低下する直近が望ましい。

【0240】

次に、時間 t_4 、 t_5 の動作は実施の形態 5 の図 11 の時間 t_2 、 t_3 とそれぞれ同じであるので、説明を省略する。

【0241】

時間 t_6 に至ると、エンジン再始動がほぼ完了して、電力供給源 22 の電圧 V_1 が上昇し、電圧 V_1 に相当する電圧 V_a がしきい値電圧 V_c より大きくなる。その結果、ヒステリシスコンパレータ 100 の出力はオン($= 1$)となる。従って、リセットセットフリップフロップ回路 102 のリセット端子 R には 1 が入力される。一方、セット端子 S は図 21(e)に示すようにサンプルタイミング信号がオフのままであるので、引き続き 0 が入力される。従って、(表 1)より $Q = 0$ 、 $NQ = 1$ となる。ゆえに、時間 t_6 では $Q = 0$ より、図 21(c)に示すように DC/DC コンバータ 24 がオフになるとともに、サンプルホールド回路 28 のホールド端子 hold がオフになり、ホールド電圧 V_h が電圧 V_a と等しくなる。ゆえに、時間 t_6 以降では必ず $V_a > V_c$ となり、引き続きヒステリシスコンパレータ 100 の出力はオン($= 1$)となる。また、 $NQ = 1$ より、図 21(d)に示すように選択スイッチ 23 はオンになる。ゆえに、電力供給源 22 の電圧 V_1 が負荷 21 に供給される。従って、エンジン始動が完了する時間 t_7 までは、電圧 V_b は電圧 V_a の上昇に応じて上昇し続け、時間 t_7 で安定する。それに伴い、図 21(f)に示すように、電圧 V_2 も電圧 V_1 の上昇に応じて上昇し続け、時間 t_7 で安定する。

【0242】

時間 t_7 以降はリセットセットフリップフロップ回路 102 のセット端子 S には 0 が、リセット端子 R には 1 がそれぞれ入力され続けるので、 $Q = 0$ 、 $NQ = 1$ のまま推移する。

【0243】

このようなエンジン再始動時の動作をまとめると、電力供給源 22 の電圧 V_1 に相当する電圧 V_a が、ホールドされた電圧 V_h より既定定数倍低い(本実施の形態 7 では既定定数 $k = 0.9$ 倍)正のしきい値電圧 V_c 以上に回復すると、DC/DC コンバータ 24 を停止するとともに、選択スイッチ 23 をオンにすることになる。これにより、時間 t_7 以降の状態は時間 t_0 の状態に戻ったことになる。

【0244】

以上のように動作することで、図 21(a)に示した電圧低下期間(時間 $t_1 \sim t_7$)の内、時間 t_1 から t_6 では DC/DC コンバータ 24 が負荷 21 にしきい値電圧 V_c に相当する電圧を供給するよう動作し、また、時間 t_6 から t_7 の期間はホールド電圧 V_h としきい値電圧 V_c の間の電圧に相当する電圧値が供給されるので、電力供給源 22 の電圧が大きく変動しても安定して負荷 21 を駆動することができる。

【0245】

10

20

30

40

50

本実施の形態 7 の動作により、パルス状にサンプルタイミング信号が入力され、エンジン再始動の完了信号が得られない場合でも、実施の形態 6 と同様に必要な間だけ DC / DC コンバータ 24 を動作させることができる。

【0246】

なお、図 20 の構成においても、実施の形態 6 で述べた図 16 の構成のように、電圧 V2 検出用抵抗 78、80 を電圧 V1 検出用抵抗 90、92 に対して k 倍するように設定するとともに、オペアンプ 94 の非反転入力にホールド電圧 Vh を入力する構成としてもよい。この場合の動作も図 21 (b) が図 17 (b) に変わるだけで、最終的な電圧 V2 の出力は図 21 (f) と同じになるため、どちらの構成を採用してもよい。

【0247】

以上の構成、動作により、通常時の電力供給源 22 の電圧と、電力供給源 22 の電圧低下による一時的な変動時の DC / DC コンバータ 24 の出力電圧との差が常に小さい電源装置 20 を実現できた。

【0248】

なお、実施の形態 5 ~ 7 において、既定定数 k を 0.9 倍に設定した場合について説明したが、これは任意に設定可能である。特に、既定定数 k を低く設定すると、例えば図 21 (a) に示したように、DC / DC コンバータ 24 は起動しているが、電圧 V1 に相当する電圧 Va が、負荷 21 を駆動できないほど著しく低下している時間 ta から tb の間だけ DC / DC コンバータ 24 を昇圧動作させることができる。すなわち、時間 t1 から ta と時間 tb から t6 は DC / DC コンバータ 24 の入力電圧が出力電圧よりも大きくなるので、前記したように入力端子 IN の電圧をほぼそのまま出力端子 OUT から出力し、DC / DC コンバータ 24 は昇圧動作をしない。これにより、DC / DC コンバータ 24 の昇圧動作時間をさらに短くすることができる。

【産業上の利用可能性】

【0249】

本発明にかかる電源装置は電力供給源の通常時電圧に応じた電圧を、電力供給源の一時的な電圧変動時にも負荷に供給でき、負荷を安定動作させ続けられるので、環境により長期的に電圧変動が起こるバッテリー等の電力供給源の電圧低下を補償する電源装置等として有用である。

【図面の簡単な説明】

【0250】

【図 1】本発明の実施の形態 1 における電源装置のブロック回路図

【図 2】本発明の実施の形態 1 における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源の電圧 V1 の経時変化図、(b) は負荷への供給電圧 V2 の経時変化図、(c) は補助電源の電圧 V3 の経時変化図、(d) はサンプルホールド用コンデンサの電圧 V4 の経時変化図、(e) は第 3 スイッチのオンオフのタイミングチャート、(f) は切替スイッチの切り替えのタイミングチャート、(g) は第 1、第 2 サンプルスイッチのオンオフのタイミングチャート

【図 3】本発明の実施の形態 1 における他の構成の電源装置のブロック回路図

【図 4】本発明の実施の形態 2 における電源装置のブロック回路図

【図 5】本発明の実施の形態 2 における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源の電圧 V1 の経時変化図、(b) は負荷への供給電圧 V2 の経時変化図、(c) はサンプルホールド用コンデンサの電圧 V4 の経時変化図、(d) はスイッチング起動信号のオンオフのタイミングチャート、(e) は第 1、第 2 サンプルスイッチのオンオフのタイミングチャート

【図 6】本発明の実施の形態 3 における電源装置のブロック回路図

【図 7】本発明の実施の形態 3 における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源からの電流 I1 の経時変化図、(b) は DC / DC コンバータへの電流 I5 の経時変化図、(c) は負荷への電流 I2 の経時変化図、(d) は負荷の電圧 V2 の経時変化図、(e) は補助電源の電圧 V3 の経時変化図、(f) はサンプルホールド

10

20

30

40

50

用コンデンサの電圧 V_4 の経時変化図、(g)は切替スイッチの切り替えのタイミングチャート、(h)は第1、第2サンプルスイッチのオンオフのタイミングチャート

【図8】本発明の実施の形態4における電源装置のブロック回路図

【図9】本発明の実施の形態4における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a)は電力供給源の電圧 V_1 の経時変化図、(b)は電力供給源からの電流 I_1 の経時変化図、(c)はDC/DCコンバータへの電流 I_5 の経時変化図、(d)は負荷への電流 I_2 の経時変化図、(e)は負荷の電圧 V_2 の経時変化図、(f)は補助電源の電圧 V_3 の経時変化図、(g)はサンプルホールド用コンデンサの電圧 V_4 の経時変化図、(h)は切替スイッチの切り替えのタイミングチャート、(i)は第1、第2サンプルスイッチのオンオフのタイミングチャート

10

【図10】本発明の実施の形態5における電源装置のブロック回路図

【図11】本発明の実施の形態5における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a)は電力供給源の電圧 V_1 を電圧 V_1 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_a の経時変化図、(b)は負荷への供給電圧 V_2 を電圧 V_2 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_b の経時変化図、(c)はDC/DCコンバータ起動信号のオンオフのタイミングチャート、(d)は選択スイッチのオンオフのタイミングチャート、(e)はサンプルタイミング信号のオンオフのタイミングチャート、(f)は負荷への供給電圧 V_2 の経時変化図

【図12】本発明の実施の形態5における電源装置の他の構成のブロック回路図

【図13】本発明の実施の形態5における電源装置の他の構成の動作を示すタイミングチャートであり、(a)は電力供給源の電圧 V_1 を電圧 V_1 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_a の経時変化図、(b)は負荷への供給電圧 V_2 を電圧 V_2 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_b の経時変化図、(c)はDC/DCコンバータ起動信号のオンオフのタイミングチャート、(d)は選択スイッチのオンオフのタイミングチャート、(e)はサンプルタイミング信号のオンオフのタイミングチャート、(f)は負荷への供給電圧 V_2 の経時変化図

20

【図14】本発明の実施の形態6における電源装置のブロック回路図

【図15】本発明の実施の形態6における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a)は電力供給源の電圧 V_1 を電圧 V_1 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_a の経時変化図、(b)は負荷への供給電圧 V_2 を電圧 V_2 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_b の経時変化図、(c)はDC/DCコンバータ起動信号のオンオフのタイミングチャート、(d)は選択スイッチのオンオフのタイミングチャート、(e)はサンプルタイミング信号のオンオフのタイミングチャート、(f)は負荷への供給電圧 V_2 の経時変化図

30

【図16】本発明の実施の形態6における電源装置の他の構成のブロック回路図

【図17】本発明の実施の形態6における電源装置の他の構成の動作を示すタイミングチャートであり、(a)は電力供給源の電圧 V_1 を電圧 V_1 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_a の経時変化図、(b)は負荷への供給電圧 V_2 を電圧 V_2 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_b の経時変化図、(c)はDC/DCコンバータ起動信号のオンオフのタイミングチャート、(d)は選択スイッチのオンオフのタイミングチャート、(e)はサンプルタイミング信号のオンオフのタイミングチャート、(f)は負荷への供給電圧 V_2 の経時変化図

40

【図18】本発明の実施の形態6における電源装置のさらに他の構成のブロック回路図

【図19】本発明の実施の形態6における電源装置のさらに他の構成の動作を示すタイミングチャートであり、(a)は電力供給源の電圧 V_1 を電圧 V_1 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_a の経時変化図、(b)は負荷への供給電圧 V_2 を電圧 V_2 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_b の経時変化図、(c)はDC/DCコンバータ起動信号のオンオフのタイミングチャート、(d)は選択スイッチのオンオフのタイミングチャート、(e)はサンプルタイミング信号のオンオフのタイミングチャート、(f)は負荷への供給電圧 V_2 の経時変化図

50

【図 20】本発明の実施の形態 7 における電源装置のブロック回路図

【図 21】本発明の実施の形態 7 における電源装置の動作を示すタイミングチャートであり、(a) は電力供給源の電圧 V_1 を電圧 V_1 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_a の経時変化図、(b) は負荷への供給電圧 V_2 を電圧 V_2 検出用抵抗で抵抗分割された際の電圧 V_b の経時変化図、(c) は DC / DC コンバータ起動信号のオンオフのタイミングチャート、(d) は選択スイッチのオンオフのタイミングチャート、(e) はサンプルタイミング信号のオンオフのタイミングチャート、(f) は負荷への供給電圧 V_2 の経時変化図

【図 22】従来の電源装置の電圧低下保護回路のブロック回路図

【符号の説明】

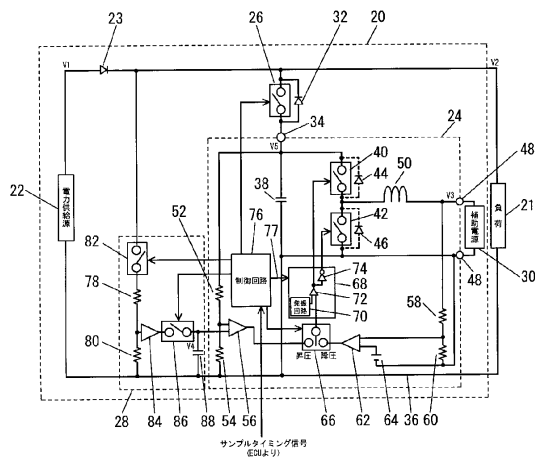
【0251】

- 20 電源装置
- 21 負荷
- 22 電力供給源
- 23 選択スイッチ
- 24 DC / DC コンバータ
- 28 サンプルホールド回路
- 30 補助電源
- 32 整流素子

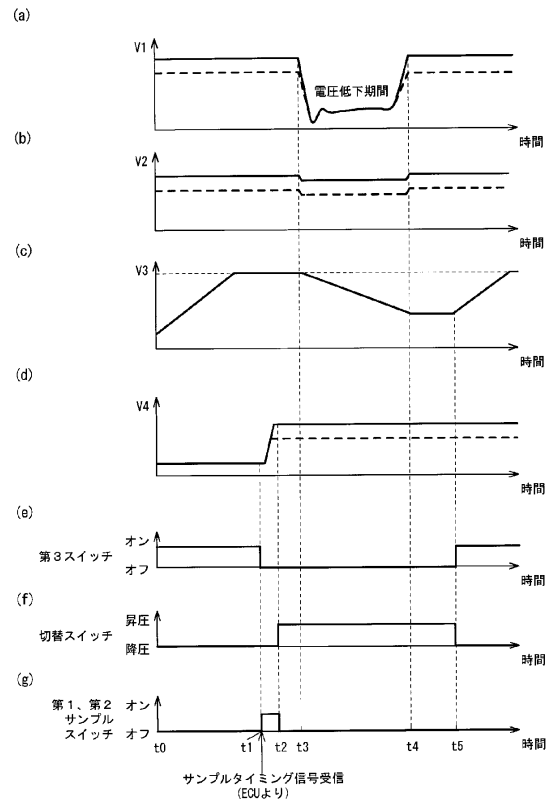
10

【図 1】

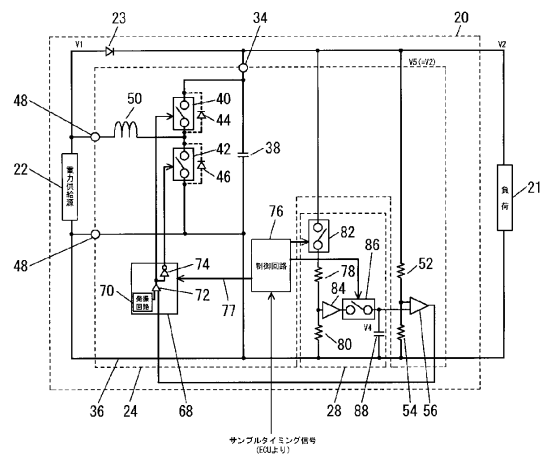
- | | |
|-----------------------|-----------------------|
| 20 電源装置 | 56 第 1 エラーアンプ |
| 23 選択スイッチ | 58, 60 電圧 V_3 検出用抵抗 |
| 24 DC / DC コンバータ | 62 第 2 エラーアンプ |
| 26 第 3 スイッチ | 64 設定電圧源 |
| 28 サンプルホールド回路 | 66 切替スイッチ |
| 32 整流素子 | 68 スイッチング信号生成回路 |
| 34 第 1 入出力端子 | 72 比較器 |
| 36 グランド | 74 反転回路 |
| 38 平滑コンデンサ | 77 スイッチング起動信号 |
| 40 第 1 スイッチ | 78, 80 電圧 V_2 検出用抵抗 |
| 42 第 2 スイッチ | 82 第 1 サンプルスイッチ |
| 44, 46 ボディダイオード | 84 ボルテージフォロワ |
| 48 第 2 入出力端子 | 86 第 2 サンプルスイッチ |
| 50 コイル | 88 サンプルホールド用コンデンサ |
| 52, 54 電圧 V_5 検出用抵抗 | |



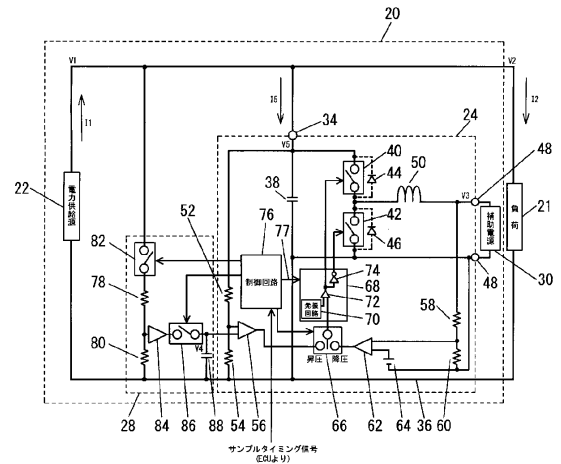
【図 2】



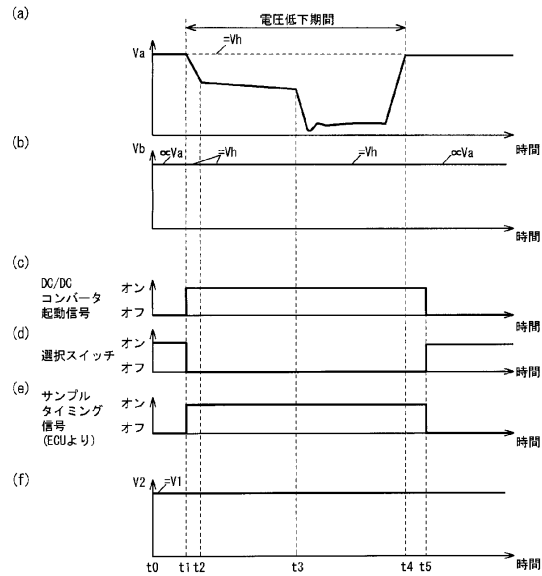
【圖 4】



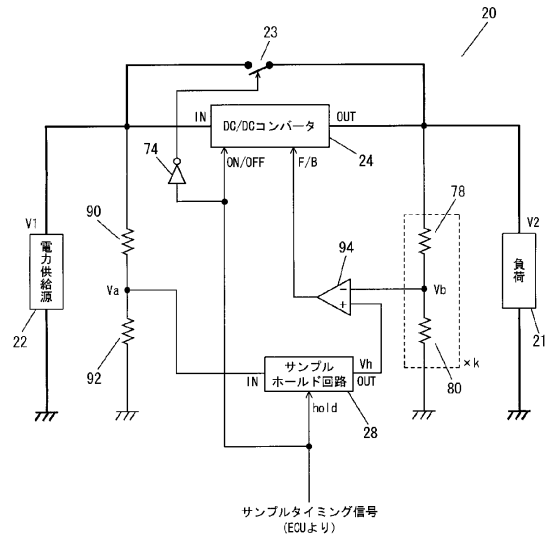
【 図 6 】



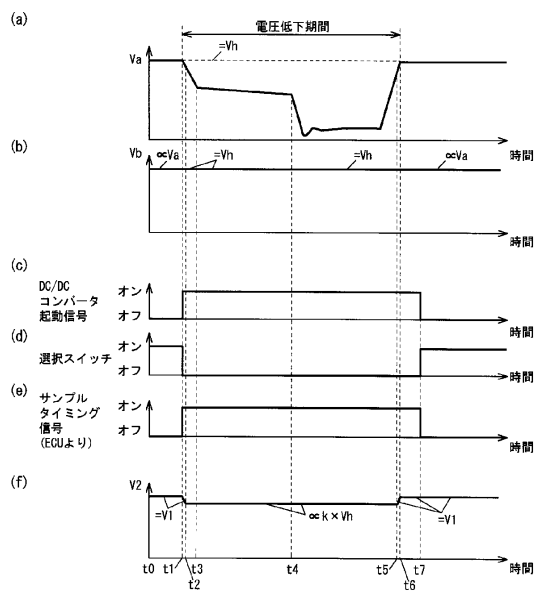
【図 1 1】



【図 1 2】

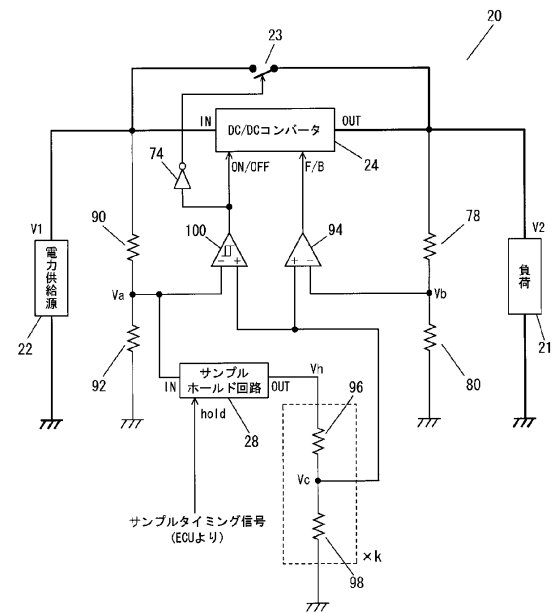


【図 1 3】

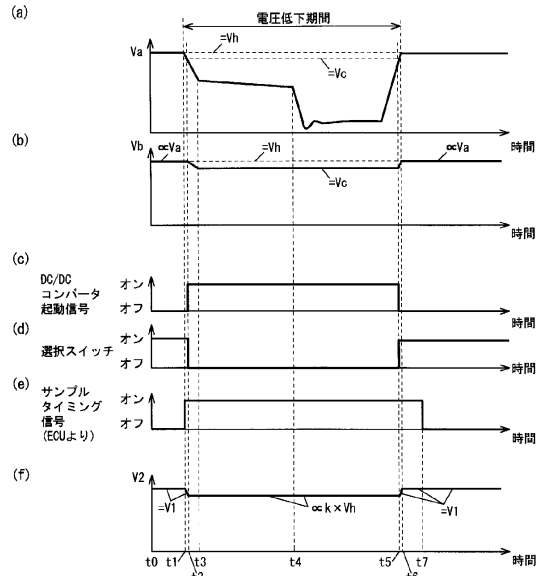


【図 1 4】

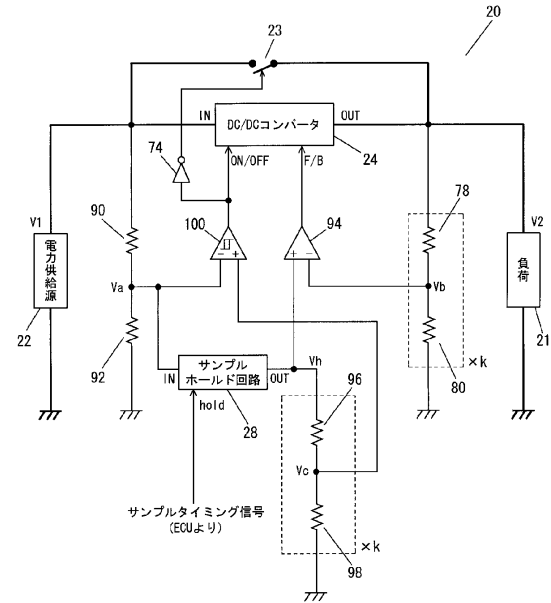
96, 98 電圧 V_h 定数倍用抵抗
100 ヒステリシスコンパレータ



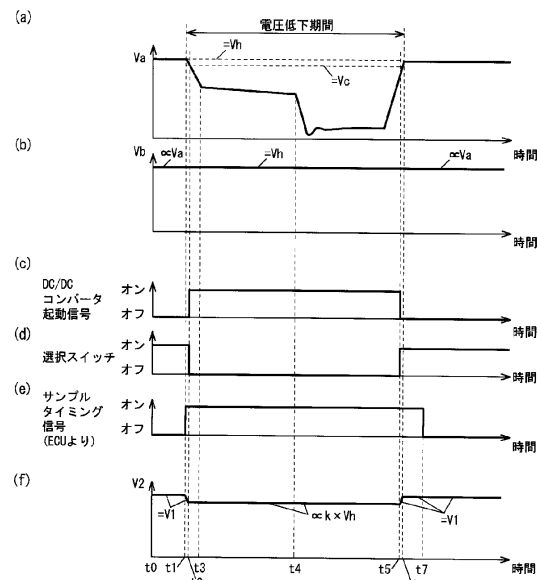
【図 15】



【図 16】

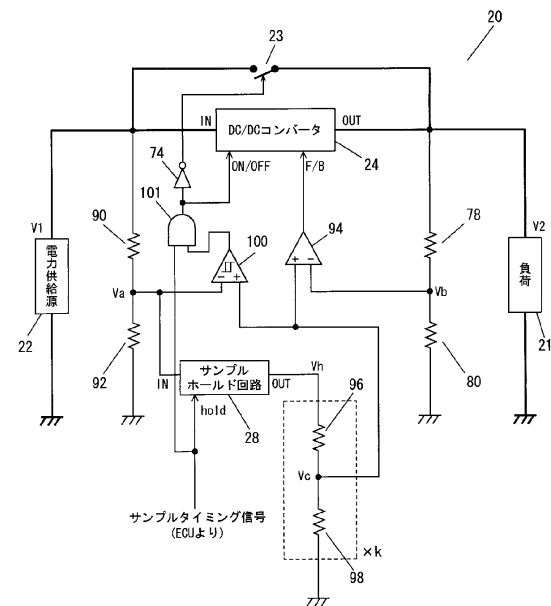


【図 17】

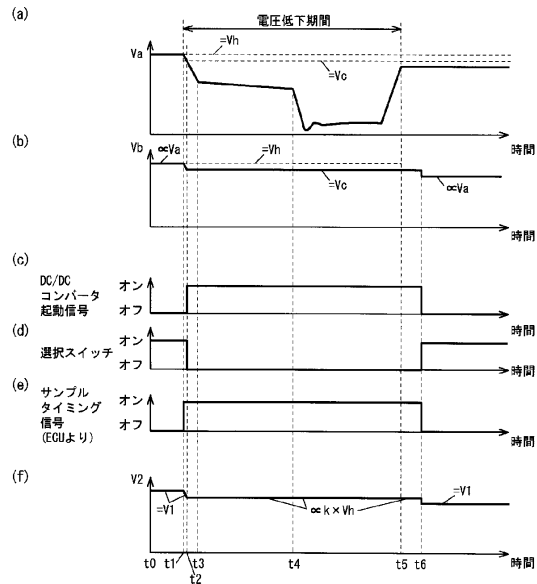


【図 18】

101 AND回路

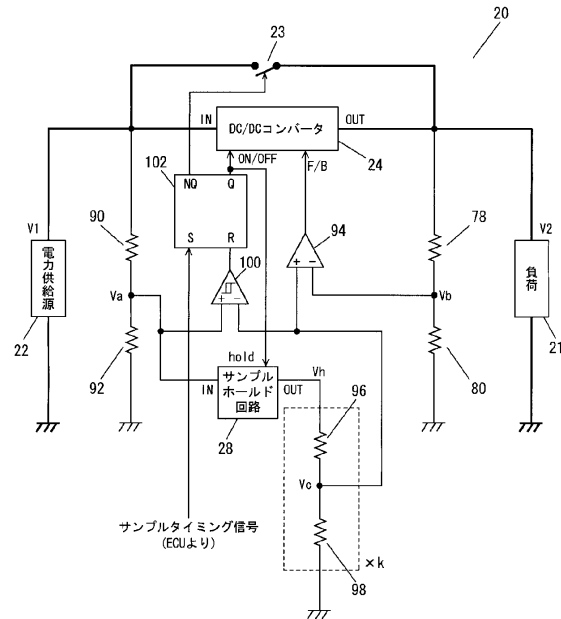


【図 19】

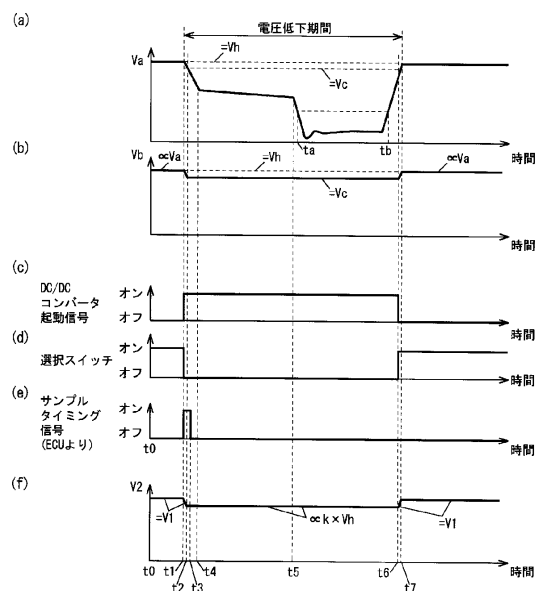


【図 20】

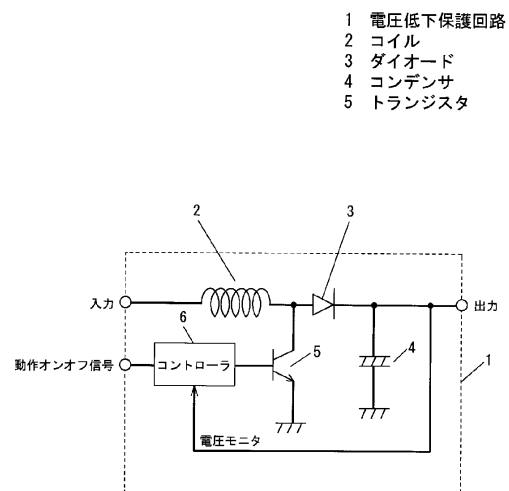
102 リセットセットフリップフロップ回路



【図 21】



【図 22】



フロントページの続き

- (72)発明者 半田 浩之
大阪府門真市大字門真１００６番地 パナソニックエレクトロニックデバイス株式会社内
- (72)発明者 松尾 光洋
大阪府門真市大字門真１００６番地 パナソニックエレクトロニックデバイス株式会社内
- (72)発明者 中村 政富美
大阪府門真市大字門真１００６番地 パナソニックエレクトロニックデバイス株式会社内
- (72)発明者 村上 孝晴
大阪府門真市大字門真１００６番地 パナソニックエレクトロニックデバイス株式会社内

審査官 松本 泰典

- (56)参考文献 特開平０４－２５１５２２（ＪＰ，Ａ）
特開２００４－３２８９５０（ＪＰ，Ａ）
特開２００５－１１２２５０（ＪＰ，Ａ）

- (58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H 0 2 M 3 / 1 5 5