

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3556797号

(P3556797)

(45) 発行日 平成16年8月25日(2004.8.25)

(24) 登録日 平成16年5月21日(2004.5.21)

(51) Int.Cl.⁷

F I

H02J 9/06

H02J 9/06 504A

H02J 7/34

H02J 9/06 503C

H02M 3/00

H02J 7/34 G

H02M 3/00 W

請求項の数 25 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平9-68426
 (22) 出願日 平成9年3月21日(1997.3.21)
 (65) 公開番号 特開平10-271711
 (43) 公開日 平成10年10月9日(1998.10.9)
 審査請求日 平成10年7月6日(1998.7.6)

(73) 特許権者 591002810
 リットン システムズ インコーポレイテ
 ッド
 LITTON SYSTEMS, INC
 ORPORATED
 アメリカ合衆国、91367-6675
 カリフォルニア、ウッドランド・ヒルズ、
 バーバンク・ブレバード、21240

(74) 代理人 100064447
 弁理士 岡部 正夫
 (74) 代理人 100085176
 弁理士 加藤 伸晃
 (74) 代理人 100106703
 弁理士 産形 和央

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無停電電源機構

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

整流された外部電力AC入力信号を有し、出力信号を生成する第1のDC-DCコンバータと、

電力入力信号を有し、出力信号を生成する第2のDC-DCコンバータとからなり、整流された外部電力AC入力信号と電力入力信号とが、第1のDC-DCコンバータおよび第2のDC-DCコンバータのそれぞれに同時に印加されており、そして第1のDC-DCコンバータの出力信号がダイオードのOR接続により第2のDC-DCコンバータの出力信号に結合されており、さらに、

整流された外部電力AC入力信号が予め定められた電圧レベルより高いときには第1のDC-DCコンバータにより生成され、整流された外部電力AC入力信号が予め定められた電圧レベルより低いときには第2のDC-DCコンバータにより生成されることで、一定値に維持される、調整されたDC電圧と、

第2のDC-DCコンバータに電力入力信号を供給するバッテリー源と、

第1のDC-DCコンバータと第2のDC-DCコンバータとに接続され、調整されたDC電圧を所望の電圧レベルに維持することを保証するフィードバック調整ループとからなり、フィードバック調整ループは、調整されたDC電圧が所望の電圧レベルより下となったときには第1のDC-DCコンバータの出力信号の値を上げて調整されたDC電圧を所望のレベルに維持するようにし、調整されたDC電圧がまだ所望の電圧レベルより下であるときには第2のDC-DCコンバータに調整されたDC電圧を所望の電圧レベルに維持

20

させるものであり、さらに、
調整されたDC電圧を第1の入力信号として有し、そしてフィードバック調整ループの波形発生器の波形出力を第2の入力信号として有するDC-ACコンバータとからなり、DC-ACコンバータは、調整されたDC電圧を変換して無停電電源装置のAC出力信号を生成することを特徴とする無停電電源(UPS)機構。

【請求項2】

請求項1に記載の無停電電源(UPS)機構であって、フィードバック調整ループはさらに、

調整されたDC電圧を第1の入力信号として有し、そして過渡基準電圧を第2の入力信号として有する、比較出力信号を発生する比較器と、

10

比較器の比較出力信号を入力信号として有する、波形出力を発生する波形発生器と、パルス信号を発生するパルス発生器と、

比較器の比較出力信号を第1の入力信号として有し、パルス発生器のパルス信号を第2の入力信号として有し、そして出力信号を有するラッチと、

ラッチの出力信号を入力信号として有する、出力信号を発生するランプ波発生器と、

ランプ波発生器の出力信号を第1の入力信号として有し、基準電圧を第2の入力信号として有し、そして出力信号を生成する基準電圧変調器と、

調整されたDC電圧を第1の入力信号として有し、そして基準電圧変調器の出力信号を第2の入力信号として有し、第1の入力信号と第2の入力信号とを比較して出力信号を生成する第1の増幅器と、

20

第1の増幅器の出力信号により駆動されて出力信号を生成する第2の増幅器と、

第1の増幅器の出力信号を第1の入力信号として有し、そしてオフセット信号を第2の入力信号として有する、出力信号を生成する第3の増幅器とからなり、オフセット信号により第3の増幅器を第2の増幅器よりも低い入力電圧で動作させ、そして整流された外部電力AC入力信号が予め定められた電圧レベルよりも低いときには第1の増幅器がオフセット信号に打ち勝つのに十分なだけその出力信号を増大するものであり、さらに、

第3の増幅器の出力信号を入力信号として有し、第1のDC-DCコンバータを制御する第1の制御信号を生成する第1のパルス幅変調器と、

第2の増幅器の出力信号を入力信号として有し、第2のDC-DCコンバータを制御する第2の制御信号を生成する第2のパルス幅変調器とからなり、

30

パルス信号の半サイクルの間に、パルス発生器はラッチを設定し、調整されたDC電圧は、過渡基準電圧によって決定された最小電圧レベルへ向けて、基準電圧に対して比例的に追随し、調整されたDC電圧が最小電圧レベルに略等しいときには、比較器の比較出力信号はラッチをリセットするとともに波形発生器を切換えて、DC-ACコンバータの第1の極性を第2の極性に反転させることを特徴とする機構。

【請求項3】

請求項1に記載の機構であって、外部電源AC入力信号を発生するために整流素子が外部電力源を整流することを特徴とする機構。

【請求項4】

請求項1に記載の機構であって、DC-ACコンバータの第1の極性は正の極性であり、DC-ACコンバータの第2の極性は負の極性であることを特徴とする機構。

40

【請求項5】

整流された外部電力AC入力信号を有し、出力信号を生成する第1のDC-DCコンバータと、

電力入力信号を有し、出力信号を生成する第2のDC-DCコンバータとからなり、整流された外部電力AC入力信号と電力入力信号とが、第1のDC-DCコンバータおよび第2のDC-DCコンバータのそれぞれに同時に印加されており、そして第1のDC-DCコンバータの出力信号がダイオードのOR接続により第2のDC-DCコンバータの出力信号に結合されており、さらに、

整流された外部電力AC入力信号が予め定められた電圧レベルより高いときには第1のD

50

C-D Cコンバータにより生成され、整流された外部電力A C入力信号が予め定められた電圧レベルより低いときには第2のD C-D Cコンバータにより生成されることで、一定値に維持される、調整されたD C電圧と、

第2のD C-D Cコンバータに電力入力信号を供給するバッテリー源と、

調整されたD C電圧を第1の入力信号として有し、そして過渡基準電圧を第2の入力信号として有する、比較出力信号を発生する比較器と、

比較器の比較出力信号を入力信号として有する、波形出力を発生する波形発生器と、

パルス信号を発生するパルス発生器と、

比較器の比較出力信号を第1の入力信号として有し、パルス発生器のパルス信号を第2の入力信号として有し、そして出力信号を有するラッチと、

ラッチの出力信号を入力信号として有する、出力信号を発生するランプ波発生器と、

ランプ波発生器の出力信号を第1の入力信号として有し、基準電圧を第2の入力信号として有し、そして出力信号を生成する基準電圧変調器と、

調整されたD C電圧を第1の入力信号として有し、そして基準電圧変調器の出力信号を第2の入力信号として有し、第1の入力信号と第2の入力信号とを比較して出力信号を生成する第1の増幅器と、

第1の増幅器の出力信号により駆動されて出力信号を生成する第2の増幅器と、

第1の増幅器の出力信号を第1の入力信号として有し、そしてオフセット信号を第2の入力信号として有する、出力信号を生成する第3の増幅器とからなり、オフセット信号により第3の増幅器を第2の増幅器よりも低い入力電圧で動作させ、そして整流された外部電力A C入力信号が予め定められた電圧レベルよりも低いときには第1の増幅器がオフセット信号に打ち勝つのに十分なだけその出力信号を増大するものであり、さらに、

第3の増幅器の出力信号を入力信号として有し、第1のD C-D Cコンバータを制御する第1の制御信号を生成する第1のパルス幅変調器と、

第2の増幅器の出力信号を入力信号として有し、第2のD C-D Cコンバータを制御する第2の制御信号を生成する第2のパルス幅変調器とからなり、

パルス信号の半サイクルの間に、パルス発生器はラッチを設定し、調整されたD C電圧は、過渡基準電圧によって決定された最小電圧レベルへ向けて、基準電圧に対して比例的に追従し、調整されたD C電圧が最小電圧レベルに略等しいときには、比較器の比較出力信号はラッチをリセットするとともに、波形発生器を切換えて、D C-A Cコンバータの第

1の極性を第2の極性に反転させることを特徴とする機構。

【請求項6】

請求項5に記載の機構であって、外部電源A C入力信号を発生するために整流素子が外部電力源を整流することを特徴とする機構。

【請求項7】

請求項6に記載の機構であって、整流素子が整流器であることを特徴とする機構。

【請求項8】

請求項5に記載の機構であって、第1のD C-D Cコンバータが高いスイッチング周波数のハーフ・ブリッジ・コンバータであり、第2のD C-D Cコンバータが高いスイッチング周波数のプッシュ・プル・コンバータであることを特徴とする機構。

【請求項9】

請求項5に記載の機構であって、第1のD C-D Cコンバータは、整流された外部電力A C入力信号が予め定められた電圧レベルの上にあるときに調整されたD C電圧を発生すべく高周波を利用する第1のスイッチング・トランスと第1の遮断ダイオードとからなり、そして第2のD C-D Cコンバータは、整流された外部電力A C入力信号が予め定められた電圧レベルの下にあるときに調整されたD C電圧を発生すべく高周波を利用する第2のスイッチング・トランスと第2の遮断ダイオードとからなることを特徴とする機構。

【請求項10】

請求項5に記載の機構であって、波形発生器が方形波発生器であることを特徴とする機構。

10

20

30

40

50

【請求項 1 1】

請求項 5 に記載の機構であって、U P S が停電を受けたときには整流された外部電力 A C 入力が予め定められた電圧レベルよりも低いことを特徴とする機構。

【請求項 1 2】

請求項 5 に記載の機構であって、第 1 の D C - D C コンバータが調整された D C 電圧の調整を維持できないときには整流された外部電力 A C 入力に予め定められた電圧レベルよりも低いことを特徴とする機構。

【請求項 1 3】

請求項 5 に記載の機構であって、外部電力 A C 入力において低下または負荷サージがあるときには整流された外部電力 A C 入力に予め定められた電圧レベルよりも低いことを特徴とする機構。

10

【請求項 1 4】

請求項 5 に記載の機構であって、U P S が突然の負荷遷移条件を受けたときには外部電力 A C 入力に予め定められた電圧レベルよりも低いことを特徴とする機構。

【請求項 1 5】

請求項 5 に記載の機構であって、第 1 の D C - D C コンバータがシャットダウンしたときには外部電力 A C 入力に予め定められた電圧レベルよりも低いことを特徴とする機構。

【請求項 1 6】

請求項 5 に記載の機構であって、波発生器が 6 0 H z の方形波発生器であることを特徴とする機構。

20

【請求項 1 7】

請求項 5 に記載の機構であって、パルス発生器が 1 2 0 P P S のパルス発生器であることを特徴とする機構。

【請求項 1 8】

請求項 5 に記載の機構であって、予め定められた電圧レベルが 0 ボルトであることを特徴とする機構。

【請求項 1 9】

請求項 5 に記載の機構であって、D C - A C コンバータの第 1 の極性は正の極性であり、D C - A C コンバータの第 2 の極性は負の極性であることを特徴とする機構。

【請求項 2 0】

請求項 5 に記載の機構であって、波形発生器の波形出力信号が切り換わって D C - A C コンバータの第 1 の極性が第 2 の極性に反転したときには、A C 出力信号は準方形波であることを特徴とする機構。

30

【請求項 2 1】

請求項 5 に記載の機構であって、U P S がケーブルテレビ (C A T V) 用途に適して使用されることを特徴とする機構。

【請求項 2 2】

無停電電源 (U P S) の準方形波出力を生成する方法であって、高周波で直流 (D C) の調整された電圧を生成するステップとからなり、調節された D C 電圧を生成するステップは、U P S の外部入力信号が予め定められた電圧レベルよりも大きいときには U P S の第 1 の D C - D C コンバータにより実行され、外部入力信号が予め定められた電圧レベルよりも小さいときには U P S の第 2 の D C - D C コンバータにより実行されるものであり、さらに、

40

D C の調節された電圧を最小の電圧レベルに徐々に低下させ、次いで D C の調節された電圧レベルを所望の電圧レベルに徐々に元に戻すべく、D C の調節された電圧をセットする基準電圧を周期的に調節するステップと、

極性反転スイッチの出力信号の極性を周期的に変化させるべく U P S の極性反転スイッチに D C 電圧を印加するステップとからなり、これにより、U P S の準方形の交流電流 (A C) 出力波形を生成することを特徴とする方法。

【請求項 2 3】

50

請求項 22 に記載の方法であって、基準電圧を周期邸に調節するステップは 120 ヘルツの繰返し率で生じることを特徴とする方法。

【請求項 24】

請求項 22 に記載の方法であって、極性反転スイッチが DC-AC コンバータであることを特徴とする方法。

【請求項 25】

請求項 24 に記載の方法であって、DC-AC コンバータが全波ブリッジ・コンバータであることを特徴とする方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

10

【発明の属する技術分野】

本発明は一般的には無停電電源装置 (UPS) に関し、特に、外部電力からバッテリー電力への転換を電圧降下なしに滑らかに行うことができる、高効率の UPS に関するものである。

【0002】

【発明が解決しようとする課題】

無停電電源装置は、外部電源の停止の場合における動作の喪失や低下を防止するために多くの電気システムや電子システムにおいて使用されている。典型的な UPS システムは外部から充電されているバッテリー源からの保護すべきシステムのためのバックアップ電力を供給する構成である。バッテリーの充電の管理は UPS システムにおける動作の一部であることが多い。

20

【0003】

UPS システムは通常は「オンライン」あるいは「オフライン」と称される。オンライン UPS は、電力停止の存在をより迅速に検出するとともに保護すべきシステムにバックアップ電力を印加するために特定の電子回路を電力投入状態としている。オフライン UPS は電子回路に最小の電力を供給しており、外部電力の停止の場合には他の電子回路が電力投入されてバックアップ電力への転換プロセスが行われる。

【0004】

図 1 に従来 of オンライン UPS システム 10 の一例を示した。この例では 120 V AC である外部電力 11 が、ブリッジ整流器 12 に印加されている。ブリッジ整流器 12 は AC を DC (直流) に整流し、これはハーフブリッジ・コンバータ 14 の入力に印加される。ハーフブリッジ・コンバータ 14 の目的は、調整された DC 出力 16、この例では 36 ボルトの DC を供給することにある。出力 16 はバッテリーの充電およびダブル・フォワード・コンバータ 18 の動作のために使用される。バッテリーの充電は、36 ボルトのバッテリー 38 に正しい充電電圧および電流を供給するためにハーフ・ブリッジコンバータ 14 の出力を調整する、バッテリーモニタおよび充電制御部 34 により管理される。バッテリーモニタおよび充電制御部 34 はまた、ハーフ・ブリッジ・コンバータ 14 の制御入力に印加されるとともに出力 16 を調整するフィードバックループの一部となる誤差信号をハーフ・ブリッジ・パルス幅変調器 (PWM) 14 を通って供給する。ダブル・フォワード・コンバータ 18 は調整された 60 V DC 出力 20 を提供するために使用される。60 V DC 出力 20 は、制御信号 30 を使用して 60 V DC 出力 20 を 60 V AC 出力 24 に変換する機能を実行する、全波 (F/W) ブリッジ・インバータ 22 の入力に印加される。制御信号 30 はフォワードおよび F/W ブリッジ・コントローラ 32 の F/W ブリッジ・インバータ・コントローラ部分により提供される。パルス幅制御信号 26 はフォワードおよび F/W ブリッジ・コントローラ 32 のフォワード・コンバータ・コントローラ部分による発生される。フォワードおよび F/W ブリッジ・コントローラ 32 の入力信号 28 は、60 V DC 出力 20 を監視するセンサから出力される電圧および/または電流情報を含んでいる。信号 28 は電圧および負荷情報を与え、これからフォワードおよび F/W ブリッジ・コントローラ 32 は、60 V DC 出力 20 を調整するフィードバックループの一部である、パルス幅制御信号 26 を発生する。フォワードおよび F/W ブリッジ・コントロ

30

40

50

ーラ 32 はまた、F/Wブリッジ・インバータ 22 の動作を制御する制御信号 30 を発生する。

【0005】

オンライン UPS は外部電源停止の発生に迅速に応答する。これにより、バッテリー 38 が、出力 16 における 36 VDC から出力 20 における 60 VDC に、そして最終的に 60 VAC 出力 24 までの電力チェーンに直接使用されるようになる。外部電力 42 が喪失した場合、バッテリー 38 はすでに「オンライン」であり、バックアップ電力はただちに利用可能で保護されるシステムに印加されるので、スイッチには何も起こらない。2つのコンバータであるハーフブリッジ・コンバータ 14 とダブル・フォワード・コンバータ 18 がより効率的である単一のコンバータの代わりに利用されるので、オンライン UPS システムの電力効率は減じられる。多くのオンライン UPS システムは、ダブル・フォワード・コンバータ 18 および F/Wブリッジ・インバータ 22 の代わりに外部 AC の周波数で動作する単一のインバータを使用しているが、これによって、正弦波あるいは準方形波の出力を供給するために低周波電力トランスおよび波形インダクタが必要となることから、大きさと重さが増大する。ここで、2つのコンバータは単一のコンバータよりも複雑な電磁干渉特性 (EMI) を発生する。

10

【0006】

図 2 を参照して、典型的なオフラインの非スイッチング UPS システム 40 が示されている。ここで、電力停止がある場合、鉄共振トランス (ferroresonant transformer) 46 は、システムのスタンバイ・バッテリー 48 により動作する調整された DC-AC インバータ 52 により電力供給される。調整された DC-AC インバータ 52 は、転換制御器 54 が AC 出力 56 に問題点を検出するまでは通常は非動作であり、検出した場合いんは調整された DC-AC インバータ 52 が動きだし、電力が鉄共振トランス 46 に印加される。この手法における大きな問題は、AC メインの損失、この損失の検出および動作において調整された DC-AC インバータ 52 を得ることの間における時間経過、つまりドロップである。多くの UPS システムではこの結果を出力電力の瞬間的な損失において使用している。

20

【0007】

オフラインでの非スイッチング UPS システム 40 の動作は次の通りである。外部電力 42 (120 VAC) から利用される電力は電子スイッチ 44 を経て、準方形波形、AC 出力 56 を発生する鉄共振トランス 46 に達する。外部電源が喪失した場合、転換制御器は AC 出力における低下を検知し、電子スイッチ 44 をスイッチオフする一方、電子スイッチ 50 をスイッチオンしてバッテリー 48 を調整された DC-AC インバータ 52 に接続する。出力波形の鉄共振トランス 46 を通過する負荷電流の大きさへの依存の程度が高いことから、この転換を行う際および AC 出力 56 における実際の低下を検知する際に時間の損失が生じる。このため、転換制御器 54 内の検知回路は実際に損失があることを確認するために多少の遅延が生じる。より洗練された制御器においては鉄共振トランス 46 の応答における遅延をバイパスするために外部電力 42 を同様に検出する構成としているが、コールド・スタートからオンラインで調整された DC-AC インバータ 52 を得るためには有限の時間が必要となる。

30

40

【0008】

外部電力 42 が再度利用可能なときには、転換制御器 54 は、瞬間的な電力回復、スパイクなどの不要な転換から保護するために、鉄共振トランス 46 に再度転換して戻するために多少の時間だけ待機する。これは 1 ないし数分の時間だけ起きる。転換が行われたときには、しかしながら、鉄共振トランス 46 が安定するまでは 1 または 2 サイクルの AC 損失が生じる。

【0009】

ケーブルテレビ (CATV) システムに対する現存する UPS 技術は典型的には a) 鉄共振電力供給、b) スイッチモード電力供給の 2つの範疇に分類される。これら 2つのタイプのうち、鉄共振の種類のは構成の簡易性のために最も効果があるが、一般的には外

50

部電力からバッテリーへの切り換えの際に出力を維持できず、現在開発されている新世代のCATVに許容できない出力の低下が生じるものである。鉄共振トランスにおいて120VACの外部電力をCATV用途に必要とされる60VACに減じることが、入力電圧変化および出力負荷電流変化に対して出力を調整するように設計することで可能であり、簡単でコスト効率の良いことであるが、設計された最大電流以外のすべての負荷電流における効率が悪い。従来のUPS-CATVシステムでは外部電力の損失を検知し、バッテリーにより電力供給されたインバータにAC出力電力を発生するために切り換えを行う構成としている。AC電力の全サイクル(60Hzにおいて17mS)あるいはそれより多くのサイクルがインバータがオンラインになる前に経過してしまい、この間にCATVシステムへの電力が失われてしまう。このような損失はデジタルデータが伝送されている場合には許容できないものである。

10

【0010】

このような問題のないスイッチモード供給は、電力取扱において効率的でなく、外部電力のためのコストが高くなり、熱発生の度合いが大きい。外部電力が存在する場合でも電力は常にDC-DCコンバータにより処理され、効率が悪い。しかしながら、バッテリーをオンラインにするバッテリーのコンバータの切り換えはなく、よってドロップアウトの期間はない。オンラインシステムはその効率の悪さによりCATV分野では通常は利用されていない。

【0011】

オフラインUPSシステムおよびオンラインUPSシステムは両方共に長所があり、異なる理由で魅力的である。従来のオンラインUPSシステムは保護されるシステムのための連続運転を確保する一方、従来のオフラインUPSシステムはオンラインUPSシステムよりも動作効率が良いという特徴がある。しかしながら、オンラインUPSシステムおよびオフラインUPSシステムにはいずれも欠点がある。従来のオンラインUPSシステムは、保護されるシステムの連続動作を保証するために1つではなく2つのコンバータを利用しなければならないため、動作効率が悪く、このためコンバータ回路の大きさ、重量、およびオンラインUPSシステムに関するEMIが増大する。典型的なオフラインUPSシステムは、保護されるシステムに外部電源ではなくスタンバイしているバッテリーを使用して電力を供給することが必要となる時に時間経過およびスパイクがある。現在、従来のオンラインUPSシステムおよびオフラインUPSシステムのこれらおよび他の欠点を補償するために必要な多数の技術手法が必要である。よって、従来のオンラインUPSシステムおよびオフラインUPSシステムの特徴を持ちつつこれらシステムの欠点を最小限とすることができるUPSシステムに対する必要性がある。

20

30

【0012】

従来のオンラインUPSシステムとオフラインUPSシステムの最良の特長を組み合わせるとともに上記した従来のオンラインUPSシステムとオフラインUPSシステムに関連した欠点を低減ないしなくすることができるUPS方法と構成を開発することが当業分野においては好ましい。

【0013】

また、当業分野において、多数の用途に対して、多数の技術手法に代えて、1つの基本的なUPS技術手法を使用することが好ましい。

40

【0014】

【課題を解決するための手段】

本発明によれば、保護されるシステムの連続運転、高い運転効率、および良好なEMI特性を含む、所望のUPSシステム動作を得るために単一の技術手法を使用して、上記したオンラインUPSシステムとオフラインUPSシステムの双方に固有の欠点をなくするためのUPSシステムが提供される。本発明では、外部-バックアップ電力転換を制御するために二重の同時フィードバックループを利用しており、また電力切り換えがゼロで、電力波形が低く、またコンバータの切り換え周波数が高い同期された新規なAC出力発生方法を組み込んでいる。

50

【0015】

本発明の新規な特徴は添付の特許請求の範囲に説明されている。本発明自体、および好ましい使用の形態、および目的と特長は、例示した実施の形態についての以下の詳細な説明を図面とともに参照することで最も良く理解される。

【0016】

【発明の実施の形態】

本発明は従来のオフラインUPSシステムとオンラインUPSシステムの最良の特長を組み合わせた、高効率でドロップアウトのないUPSである。大きさと重さを最小限とし、またオンラインUPSのドロップアウトなしの特長のための高周波数波形成形技術、高周波数スイッチングに加え、オフラインUPS技術と類似した高い動作効率が提供される。本発明のUPSは、動作中における時間経過あるいはドロップアウトがなく、また不要なEMI特性を最小限としつつ、保護されるシステムに連続運転させることができる。

10

【0017】

図2に示されたオンライン無停電電源(UPS)60において、外部電力62は整流器63による整流され、得られた直流電流がハーフ・ブリッジ・コンバータ64に印加されている。ハーフ・ブリッジ・コンバータ64は高いスイッチング周波数を利用してDC調節された電圧を発生する。この高い周波数は、UPSの特定の用途にもよるが、約20キロヘルツから約100キロヘルツ以上の非常に高いものである。スイッチング・トランス66および遮断ダイオードおよび整流器68が示されている。ハーフ・ブリッジ・コンバータ64は、パルス幅変調器84の制御下で、60VDCバス70を提供する。60VDCバス70は次いで、AC出力74を形成するために直流を交流電流に変換するF/W(全波)ブリッジ・コンバータ72に印加される。

20

【0018】

外部電力62の利用可能度に応じて、ハーフ・ブリッジ・コンバータ64あるいはプッシュ・プル・コンバータ78は、F/Wブリッジ・コンバータ72に供給される60VDCバス70を調整するために使用される。しかしながら、ハーフ・ブリッジ・コンバータ64およびプッシュ・プル・コンバータ78は、整流された外部電力62あるいはバッテリー76からそれぞれ動作する高いスイッチング周波数のDC-DCコンバータである。ハーフ・ブリッジ・コンバータ64およびプッシュ・プル・コンバータ78は(外部電力62が喪失しない場合において)同時に印加される入力電力を有し、またハーフ・ブリッジ・コンバータ64およびプッシュ・プル・コンバータ78の出力は、F/Wブリッジ・コンバータ72がAC出力74を発生するために60VDCバス70において必要とされるDC電圧をハーフ・ブリッジ・コンバータ64あるいはプッシュ・プル・コンバータ78が独立して供給するようにダイオードでOR接続されている。

30

【0019】

ACの主要なチェーンと平行に、バッテリーで動作され、パルス幅変調器86の制御下にあるプッシュ・プル・コンバータ78がある。プッシュ・プル・コンバータ78は高い周波数(例えば、限定的ではないが、約20キロヘルツから約100キロヘルツ以上)を利用してDC調整された電圧を発生する。スイッチングトランス80および遮断ダイオードおよび整流器82が示されている。

40

【0020】

典型的なオフラインUPSとは異なり、プッシュ・プル・コンバータ78は全時間において印加されるバッテリー電力を有しており、F/Wブリッジ・コンバータ72に瞬時に電力を常に供給できる。外部電力が利用可能なときにこれを行わない理由は、誤差増幅器92はハーフ・ブリッジ・コンバータ64が60VDCバス70を維持し、また外部電力62の停止がありハーフ・ブリッジ・コンバータ64の出力から整流されたDC電力が利用できない場合のような、ハーフ・ブリッジ・コンバータ64が要求に合致しないときだけにプッシュ・プル・コンバータ78を駆動するように設計されているからである。プッシュ・プル・コンバータ78の制御は増幅器88を経てなされ、またハーフ・ブリッジ・コンバータ64の制御は増幅器90を経てなされ、これらはいずれも誤差増幅器92により

50

駆動される。増幅器 90 は、ハーフ・ブリッジ・コンバータ 64 に好適に設計された入力オフセット電圧 110 を有している。

【0021】

ハーフ・ブリッジ・コンバータ 64 およびプッシュ・プル・コンバータ 78 が同時に電力供給されて動作した結果として、プッシュ・プル・コンバータ 78 がオンラインになるのに必要なことは、誤差増幅器 92 の出力がわずかにシフトしてオフセット電圧 110 の効果に打ち勝つことであるため、外部電力 62 において電力停止が生じたときでも UPS 60 の VAC 出力 74 には低下ないし垂下 (d r o o p) が生じない。これは、バッテリー 76 が外部電力 62 における始動電流サージおよび突然の垂下あるいは停止を克服し、次いでオフライン状態に迅速に戻る助けとなる点において有効である。

10

【0022】

図 4 を参照して、UPS 動作における瞬間の時間を時間 a と仮定する。外部電力 62 電力が供給され、ハーフ・ブリッジ・コンバータ 64 は動作中であり、電力を 60 VDC バス 70 および F/W ブリッジ・コンバータ 72 の入力に伝播する。F/W ブリッジ・コンバータ 72 は極性反転状態にあり、AC 出力 74 は負の極性の 60 ボルトである。

【0023】

120 PPS のパルス発生器 104 は実際には 60 Hz のクロックを発生している。これは、パルス発生器が 120 Hz で動作しつつ、出力極性の各交流の瞬間において同じ動作を行う必要があるからである。R/S (リセット/セット) ラッチ 103 は、1つの入力 R/S ラッチ 103 をオンし、また他の入力 R/S ラッチ 103 をオフにする、2入力タイプのスイッチである。R/S ラッチ 103 への 2つの入力の 1つは 120 PPS パルス発生器からのパルスであり、他の入力は電圧比較器 96 の出力信号である。よって、R/S ラッチ 103 は 120 PPS パルス発生器 104 の各パルスの出力信号によりターンオンし、また電圧比較器 96 の出力信号によるターンオフする。R/S ラッチ 103 の出力信号はランプ波発生器 102 の動作を制御する。ここで、ラッチ 103 は R/S ラッチとして説明したが、R/S フリップ・フロップあるいは R/S マルチバイブレータ、あるいは J-K フリップ・フロップでも良い。

20

【0024】

電圧比較器 96 は 60 VDC バス 70 をモニタしている。60 VDC バス 70 の電圧が転換基準電圧 100 よりも低いレベルに落ちたときには、電圧比較器 96 の出力電圧がローからハイに切り替わる。60 VDC バス 70 が転換基準電圧 100 を越えた場合、電圧比較器 96 の出力は通常に切り替わって戻る。電圧比較器 96 の出力は R/S ラッチ 103 および 60 Hz の方形波発生器 94 に供給される。

30

【0025】

ランプ波発生器 102 は基準電圧変調器 106 の出力を減じ、あるいは「ランプ・ダウン」する。実際には、これら 2つのユニットは一緒に協働して基準電圧変調器 106 によって誤差増幅器 92 の入力に印加される基準電圧を減じ、次いでその設定された基準値である約 5 ボルト DC に上げる。電力供給の際のランプ波発生器 102 および基準電圧変調器 106 の動作は、ブレーキペダルが踏まれるまで自動車を一定の速度に維持し、次いで「再開」ボタンが押下されたときには自動車を予めセットされた速度に復帰させる自動車の自動速度制御と同様である。本発明の UPS においては、120 PPS パルス発生器 104 は R/S ラッチ 103 を時間「b」にセットし (ブレーキペダルを踏むことに類似している)、図 4 において時間「b」から時間「c」に示したように、60 VDC バス 70 は基準電圧をゼロまで比例して下げる。60 VDC バス 70 が転換基準電圧 100 により決定される予め設定された最小値に到達した場合、電圧比較器 96 は R/S ラッチ 103 を時間「c」においてリセット (ターンオフ) する出力電圧を発生する。同時に、電圧比較器 96 の出力は 60 Hz の方形波発生器 94 をその交互の出力位相にトグルして、60 V AC 出力電圧 74 の極性が変更される。時間「c」と「d」の間において、ランプ波発生器 102 および基準電圧変調器 106 は誤差増幅器 92 の誤差増幅器基準入力時間「d」においてその設定点である +5 ボルトまで上昇することを許容する。

40

50

【0026】

120PPSパルス発生器104の次の半サイクルにおいて、上記の動作が繰り返され、このときには、F/Wブリッジ・コンバータ72は再度負の電圧を発生し、これが無限に繰り返される。この工程により、60VDCバスをゼロボルトにランプダウンし、また120Hzの繰り返し率で再度必要な電圧に復帰させる方法で、60VDCバス70の基準電圧の周期的な調節がなされる。F/Wブリッジ・コンバータ72における極性反転は上記したように最小の瞬間ないしゼロボルトにおいて行われ、またこの結果、F/Wブリッジ・コンバータ72におけるスイッチング損失およびストレスが低くなる。また、電磁干渉（EMI）が低くてスイッチング効率が高くなり、これにより現在の装置の改良がなされる。バッテリーの動作中には同じ動作が行われる。但し、この場合には、60VDCバス70はハーフ・ブリッジ・コンバータ64ではなくてプッシュ・プル・コンバータ78により維持される。

10

【0027】

外部電力62が存在する間は、60VDCバス70の調整は、図示しないが誤差増幅器92の一部である抵抗分割器ネットワークを介して60VDCバス70をサンプリングし、またこの比例的な電圧を基準電圧変調器106の出力と比較することにより行われる。誤差増幅器92の出力は増幅器88および増幅器90に送られる。増幅器90は、増幅器90が増幅器88よりも低い入力電圧で動作開始するようにその入力の1つに印加されるオフセット電圧110を有している。増幅器90は、ハーフ・ブリッジ・コンバータ64を制御するパルス幅変調器84を制御する。60VDCバス70、およびAC出力74におけるわずかな減少により、誤差増幅器92の出力が大きくシフトする。通常は外部電力62における変化に起因する（図5のグラフ1に示したように）DC電圧におけるこの減少により、ハーフ・ブリッジ・コンバータ64に印加されるパルス変調された制御信号の幅が増大し、このため、60VDCバス70の垂下が補償される（図5のグラフ2と3を参照）。

20

【0028】

プッシュ・プル・コンバータ78およびパルス幅変調器86は、誤差増幅器92の出力に関連した増幅器88の出力によって同じく制御されているが、ハーフ・ブリッジ・コンバータ64の経路に印加されるオフセットは、ハーフ・ブリッジ・コンバータ64の出力が60VDCバス70の調整を維持できる場合においてプッシュ・プル・コンバータ78が電力供給しないように保持するためのものである。

30

【0029】

ハーフ・ブリッジ・コンバータ64が調整限界内に60VDCバス70を維持できない場合、誤差増幅器92はその出力をオフセット電圧110に十分打ち勝つために増大する。これは、図5のグラフの中央部に示した。ハーフ・ブリッジ・コンバータ64が電力を供給するまでは、プッシュ・プル・コンバータ78が60VDCバス70を調整限界内に保持するために必要な程度まで駆動される。次の条件によりプッシュ・プル・コンバータ78の動作が開始される。外部電力62の完全な喪失、ハーフ・ブリッジ・コンバータ64が60VDCバス70の調整を維持できない程度まで外部電力62が低下すること、外部電源62における垂下または負荷サージ、突然の過渡負荷、負荷電源投入のようなサージの変化、ハーフ・ブリッジ・コンバータ64における保護電流制限により必要とされる電力を制限した結果、プッシュ・プル・コンバータ78が60VDCバス70の調整を維持するために駆動されたとき、並びにハーフ・ブリッジ・コンバータ64の故意のシャットダウン（例えば、制御オペレータによるシステムのテストのため）。

40

【0030】

要するに、ハーフ・ブリッジ・コンバータ64およびプッシュ・プル・コンバータ78は同じフィードバック調整ループにより制御されるが、60VDCバス70における減少が生じた場合にはループが最初にハーフ・ブリッジ・コンバータ64の出力を上げようとする。また、必要なDCがハーフ・ブリッジ・コンバータ64により供給されない場合には（メインの喪失、あるいは重大な低下状態）、ループはバッテリーにより動作するプッシ

50

ユ・プル・コンバータ78により必要とされる60VDCバス70のレベルを維持するように動作する。あるいは、バッテリーにより動作するプッシュ・プル・コンバータ78がループによりバイアス・オフされて、バッテリー76からの電力消費がなくなる。よって、外部電力供給されたハーフ・ブリッジ・コンバータ64からバッテリーにより電力供給されたプッシュ・プル・コンバータ78への転換は、調整ループの動作点をわずかにシフトさせて、60VDCバス70における顕著な低下が生じる前に起こさせることで達成される。外部電力62が再度利用可能となった場合の再転換もスムーズで迅速である。この結果、外部電力62とバッテリー76の電力との間の転換にはリレーや他のスイッチングがいらない。このことは、リレーや固定スイッチングデバイスを使用する現存のUPSシステムがスイッチング切り換えの際にダメージを受けたり、転換の間にサージが生じるのと対照的である。すべてのコンバータのスイッチングが高周波で行われるので、負荷およびライン変更に対するUPS応答は極めて迅速である。重い60Hzのトランスは必要でなくなる。バックアップ電力の印加の開始点は同様に容易に調整可能であり、内部のオフセット電圧により制御できる。

10

【0031】

ここで、図1のダブル・フォワード・コンバータ18は本発明のACメインの動作のための電力チェーンから取り除いたので、この素子の動作損失がなくなり、図2のオフラインUPS構成に比べて効率が増大する。1つのDC-DCコンバータだけが同時に電力を供給するので、EMIの問題がなくなる。

【0032】

20

いくつかのAC電力バックアップUPSシステム、例えばコンピュータおよび他の設備のものにおいては、正弦波に近似した出力波形を再生する必要がある。最も簡単なユニットでは、バッテリーの電圧を60Hz速度の電力トランスの極性巻線に交互に印加するために一對のトランジスタスイッチを使用している。共振フィルタ部が方形波を丸めて略正弦波形状とする。より精密なユニットでは、スイッチングトランジスタ上の歪みをフィルタして抑えるために階段状の波形を与えるためにスイッチ転換の間に不感時間を生成している。パルス幅変調スイッチング波形はより高い電力システムにおいて採用される。本発明は、ランプ波発生器102を、120PPSのパルス発生器104により直接トリガされる半正弦（余弦）基準電圧発生器に置き換えることで正弦波が要求される場合でも適用できる。電圧比較器96は取り除かれ、また60Hz方形波発生器94は120PPSのパルス発生器104によりトリガされる。異なる波形も、必要とされる波形を図3の基準電圧108に印加することで発生できる。

30

【0033】

CATV用途では純粋な正弦波の出力は必要でない。実際には、鉄共振トランスのUPSでは典型的には、そのピークのカットオフないし切り取られた正弦波と類似した「準方形波」出力を称されるものを供給している。電力は波形の上昇あるいは下降の間は伝播されないもので、この波形を純粋な方形波に近付けることがより好ましい。しかしながら、純粋な方形波を使用することはEMIを発生する高次の高調波を生成することにつながる。よって、成形した上昇と下降を備えた方形波を作ることが好ましい。本発明は、DC電力バスの変調により、簡単に低電力で出力波形の上昇時間と下降時間を制御することを組み込んで

40

【0034】

UPSのACタイミングは内部の基準周波数104により管理されているので、線形周波数の変化はバッテリー動作への転換に影響を与えない。よって、このUPS技術は小さい（不安定な）発生器で使用でき、現存のスイッチングおよび鉄共振トランスのUPSシステムが利用できない能力を備えている。

【0035】

以上、本発明を特定の実施の形態について図示し説明したが、当業者には本発明の技術思想および範囲を逸脱することなく形態および詳細について種々の変更が可能であることは自明である。例えば、本発明のUPSは60VAC出力信号74を発生するが、本発明は

50

いずれかの所望のAC電圧出力信号を発生するために利用可能である。よって、本発明は新世代のCATVシステムに使用される予定の90VACを発生するためにも使用可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】 従来技術による、オンラインUPS構成の説明図である。

【図2】 従来技術による、典型的なオフラインの、切り換えなしのUPS構成の説明図である。

【図3】 本発明の好ましい実施の形態による、オンライン連続電力供給部の説明図である。

【図4】 本発明の好ましい実施の形態による、60Hzの発生器の波形のグラフである。 10

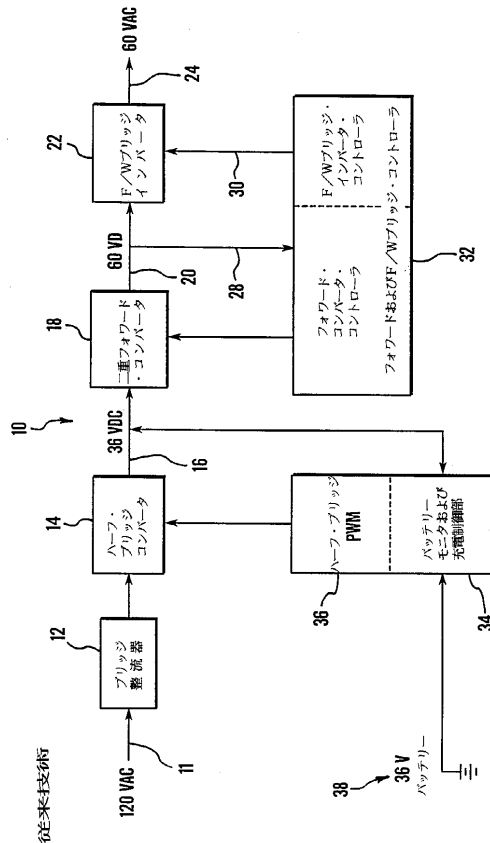
【図5】 本発明の好ましい実施の形態による、UPS調整特性のグラフである。

【符号の説明】

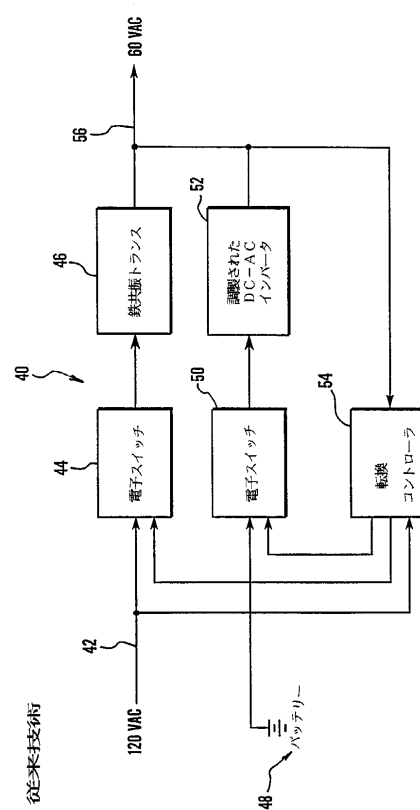
- 60 オンライン無停電電源
- 62 外部電力
- 64 ハーフ・ブリッジ・コンバータ
- 66 スイッチング・トランス
- 72 F/Wブリッジ・コンバータ
- 74 AC出力
- 78 プッシュ・プル・コンバータ
- 84 パルス幅変調器

20

【図1】



【図2】



フロントページの続き

- (74)代理人 100096943
弁理士 臼井 伸一
- (74)代理人 100091889
弁理士 藤野 育男
- (74)代理人 100101498
弁理士 越智 隆夫
- (74)代理人 100096688
弁理士 本宮 照久
- (74)代理人 100102808
弁理士 高梨 憲通
- (74)代理人 100104352
弁理士 朝日 伸光
- (72)発明者 ケネス レスリー ストゥアート
アメリカ合衆国, 2 1 1 2 2 メリーランド, パサデナ, ヒルクリーク ロード 1 2 3 5

審査官 吉村 伊佐雄

- (56)参考文献 実開昭58-047918 (JP, U)
特開平01-238458 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)
H02J 9/00 - 11/00
H02M 3/00
H02J 1/00 - 1/16