

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5096331号

(P5096331)

(45) 発行日 平成24年12月12日(2012.12.12)

(24) 登録日 平成24年9月28日(2012.9.28)

(51) Int.Cl.

H02M 3/28 (2006.01)

F I

H02M 3/28

H

請求項の数 20 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2008-520387 (P2008-520387)	(73) 特許権者	591099809
(86) (22) 出願日	平成18年7月7日(2006.7.7)		バイオラッド ラボラトリーズ, インコ
(65) 公表番号	特表2009-500998 (P2009-500998A)		ーポレイティド
(43) 公表日	平成21年1月8日(2009.1.8)		アメリカ合衆国, カリフォルニア 945
(86) 国際出願番号	PCT/US2006/026330		47, ハーキュルズ, アルフレッド ノー
(87) 国際公開番号	W02007/008585		ベル ドライブ 1000
(87) 国際公開日	平成19年1月18日(2007.1.18)	(74) 代理人	100099759
審査請求日	平成21年4月23日(2009.4.23)		弁理士 青木 篤
(31) 優先権主張番号	60/697, 869	(74) 代理人	100077517
(32) 優先日	平成17年7月8日(2005.7.8)		弁理士 石田 敬
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100087413
(31) 優先権主張番号	11/428, 948		弁理士 古賀 哲次
(32) 優先日	平成18年7月6日(2006.7.6)	(74) 代理人	100128495
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 出野 知

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 広域電源

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

タンパク質電気泳動、等電点電気泳動、電気泳動プロッティングのための広域電源装置であって、

ユーティリティ電源に接続された入力整流器と；該入力整流器に接続されたDC/DCコンバータと；該DC/DCコンバータに接続された共振形インバータと；該共振形インバータに接続された変圧器と；および該変圧器に接続されるとともに、該広域電源装置の出力電圧に接続された電圧マルチプライヤとを有する電力変換ステージ、

該DC/DCコンバータおよび該共振形インバータに接続され、1つ以上のフィードバック・ループを通じて該出力電圧に接続された電源コントローラ、ならびに

該電源コントローラと通信しており、該通信が光絶縁されたデジタル・インターフェイスを用いて実現された監視用コントローラ、を含んでなる広域電源装置。

【請求項 2】

前記変圧器が1つの二次巻線を有する、請求項1に記載の広域電源装置。

【請求項 3】

前記監視用コントローラが、前記フィードバック・ループのうちの1つの一部である、請求項2に記載の広域電源装置。

【請求項 4】

前記監視用コントローラがデジタル信号を前記電源コントローラに送り、該デジタル

10

20

ル信号が、前記出力電圧のエラーに関する情報を含んでいる、請求項 3 に記載の広域電源装置。

【請求項 5】

前記情報が、前記電力変換ステージのための新しい電圧設定を含んでいる、請求項 4 に記載の広域電源装置。

【請求項 6】

アナログ光カプラをさらに備えていて、該アナログ光カプラが、前記出力電圧から前記電源コントローラへのアナログ・フィードバック・ループの一部である、請求項 2 に記載の広域電源装置。

【請求項 7】

前記DC/DCコンバータが降圧形コンバータである、請求項 2 に記載の広域電源装置。

【請求項 8】

前記共振形インバータが準共振形インバータである、請求項 2 に記載の広域電源装置。

【請求項 9】

前記準共振形インバータがハーフ-ブリッジ設計である、請求項 8 に記載の広域電源装置。

【請求項 10】

前記電圧マルチプライヤが、前記変圧器からの信号の整流器としても機能する、請求項 2 に記載の広域電源装置。

【請求項 11】

前記電源からの電圧出力が20Vから5000Vまで変化する、請求項 2 に記載の広域電源装置。

【請求項 12】

スイッチド-モード電源の出力電圧を制御する方法であって、
出力電圧の設定を含む第1の設定点を電源コントローラで受け取り；
電力変換ステージに向けて該電源コントローラから送られる制御信号によって該出力電圧を発生させ、ここで該電力変換ステージの入力が該出力電圧から電氣的に絶縁されており；

監視用コントローラを用いて該出力電圧を測定し；

該監視用コントローラにより、該出力電圧と基準電圧を利用して該出力電圧のエラーを計算し；

該エラーに基づいて該監視用コントローラから該電源コントローラに向けてデジタル信号を送り、ここで該監視用コントローラは電源コントローラから電氣的に絶縁されており；および

該デジタル信号に基づいて該制御信号を変化させて、該出力電圧と該基準電圧の間のエラーが低減されること、を含んでなる方法。

【請求項 13】

前記制御信号がPWM信号である、請求項 12 に記載の方法。

【請求項 14】

前記デジタル信号がデジタル光カプラを通じて送信され、該デジタル光カプラが、前記電源コントローラと監視用コントローラの間を電氣的に絶縁している、請求項 12 に記載の方法。

【請求項 15】

前記出力電圧をアナログ信号を通じて前記電源コントローラに送り；

フィードバック・ループにおいて該アナログ信号を用いて前記電力変換ステージへの前記制御信号を変化させることをさらに含んでなる、請求項 12 に記載の方法。

【請求項 16】

前記デジタル信号が第2の設定点を含む、請求項 15 に記載の方法。

【請求項 17】

前記アナログ信号を線形光カプラを通じて送り、該線形光カプラが、前記電源の出力と

10

20

30

40

50

前記電源コントローラを電氣的に絶縁している、請求項 1 5 に記載の方法。

【請求項 1 8】

制御基板プロセッサで前記第1の設定点を受け取り；

該制御基板プロセッサが該第1の設定点を前記監視用コントローラに送り；および

該監視用コントローラが該第1の設定点を前記電源コントローラにデジタル的に送る

ことをさらに含んでなる、請求項 1 2 に記載の方法。

【請求項 1 9】

広域電源装置であって、

電力変換ステージ；

該電力変換ステージと接続され、1つ以上のフィードバック・ループを通じて該広域電源
の出力電圧に接続された、電源コントローラ；および

該電源コントローラと通信しており、該通信が光絶縁されたデジタル・インターフェ
イスを用いて実現され、該フィードバック・ループの一つの一部であり、及び基準電圧に
対する出力電圧のエラーを低減する情報を含むデジタル信号を該電源コントローラに送
る、監視用コントローラ、
を含んでなる広域電源装置。

【請求項 2 0】

前記情報が、前記電力変換ステージのための新しい電圧設定を含んでいる、請求項 1 9
に記載の広域電源装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、電源システムに関するものであり、より詳細には、広域電源装置に関する。
このような装置は、例えばタンパク質電気泳動、等電点電気泳動、DNAシーケンシング
、電気泳動プロットングに使用される。

【0 0 0 2】

関連する出願の相互参照

本出願は、以前の2005年7月8日に「タンパク質電気泳動、等電点電気泳動、電気泳動ブ
ロットングのための広域電源」という名称で出願されたアメリカ合衆国仮出願第60/697
,869号の恩恵を主張するものであり、その全内容が参考としてこの明細書に組み込まれて
いるものとする。

【背景技術】

【0 0 0 3】

タンパク質電気泳動と等電点電気泳動では、20V未満から数キロボルトまでの電圧を供
給するという広範な条件に合致する電源が要求される。このような電源は効率的でなけれ
ばならず、しかもさまざまなモード（例えば定電圧、定電流、定電力、タイムド・モード
、定電圧時間モード）で動作する必要もある。

【0 0 0 4】

現在の電源の構成は5000Vという高圧を実現するのに利用できず、しかも出力電圧が高
精度にならない。例えばフライバック変圧器を用いた電源は多数の巻線を必要とし、その
出力が整流され、直列に接続されることで高圧を実現している。このような高圧に必要と
される多数の巻線のため、かさばって高価な電源になる。フライバックの構成ならびに他
のスイッチング電源では、以下のような大きな電磁障害（EMI）も問題である。

【0 0 0 5】

効率、サイズ、重量、コストが理由でスイッチ・モード電力変換が標準設計である。ス
イッチング電源は、電流が高頻度で切り換えられる結果としてEMIを発生させる。規制条
件として、このノイズレベルを所定のガイドラインよりも低くしてエレクトロニクス装置
が近くの他の装置の動作に影響を与えないことが要求される。発生するEMIの大きさは、
採用するスイッチング・メカニズムによって異なる。

【0 0 0 6】

10

20

30

40

50

ハードによりスイッチングを行なうフライバック・コンバータは、電圧波形とパルス状電流波形の上昇と下降が鋭い。そのため比較的大きなEMIが発生する。したがってより多くのフィルタリングが必要とされるため、最終製品のコストが上昇する。また、フライバック変圧器では巻線の数が多いため、一次巻線と二次巻線の間の磁束のカップリングが弱い。その結果として磁束の漏れがより多くなるため、放射されるより大きなEMIをフィルタリングする追加コストが必要とされる。フライバック変圧器は、大電力で動作させると、相対的に大きな通常モードのEMIも発生させるため、電力変換ステージの効率が低下する。

【0007】

現在の電源の構成の精度は、電流スイッチングと調節メカニズムによっても制限される。例えば従来型の設計では、電力変換器を制御する際に時間経過によるドリフトと温度によるドリフトを示す傾向がある。さらに、製品の安全性を確保するとともに規制条件を満たすため、入力と出力を電氣的に絶縁することが設計上必要とされる。また、絶縁回路を用いると、その内部で電流のフィードバック・パターンではオフセットのエラーと非線形性が発生する。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

したがって、広い範囲で正確かつ信頼性のある電圧を効率的に供給する方法、装置、システムを提供することが望ましい。

【課題を解決するための手段】

【0009】

そこで本発明の実施態様により、20V未満から5000Vを超える電圧を供給することのできる方法、装置、システムが提供される。本発明の実施態様による電源では、スイッチ・モード技術を利用して全体的に高い動作効率を実現していて、レギュレーション（電圧変動範囲）の損失なしに無負荷から全負荷まで動作することができる。本発明の実施態様による電源は、ユーティリティ電源（例えば110V/220V、50Hz/60Hz）で直接動作することができる。

【0010】

本発明の一実施態様では、タンパク質電気泳動、等電点電気泳動、電気泳動ブロッティングのための広域電源装置が提供される。電源の電力変換ステージには、入力整流器と、DC/DCコンバータと、共振形インバータと、電圧マルチプライヤを備えている。これらの素子が直列に接続されて広い範囲の出力電圧が実現される。電源は、DC/DCコンバータおよび共振形インバータと機能上関係するように接続された電源コントローラを備えている。電源コントローラは、1つ以上のフィードバック・ループを通じて出力電圧に接続されている。

【0011】

DC/DCコンバータとしては、降圧形コンバータ、昇降圧形コンバータ、他の適切なDC-DCコンバータのいずれかが可能である。共振形インバータは、設計が異なる準共振形インバータ（例えばハーフブリッジまたはH-ブリッジ）でもよい。また、他のインバータも用いることができる（例えば共振形極インバータ、共振形DCリンク・インバータ、共振形スナバ・インバータ）。本発明の一実施態様では、単一の二次巻線と、共振スイッチングのために滑らかになった波形を有する変圧器を用いる。この共振スイッチング発生するEMIが比較的少なく、したがって使用するEMIフィルタ・ネットワークのコストが低下する。別の一実施態様では、電圧マルチプライヤは、変圧器からの信号の整流器としても機能する。

【0012】

一実施態様では、広域電源装置は、電源コントローラと機能上関係するように接続された監視用コントローラも備えている。接続は、光絶縁されたデジタル・インターフェイスを用いて実現される。監視用コントローラは、フィードバック・ループのうちの1つの

10

20

30

40

50

一部にすることができる。この実施態様では、監視用コントローラはデジタル信号を電源コントローラに送る。このデジタル信号は出力電圧のエラーに関する情報を含むことができる。この情報は、電力変換ステージのための新しい電圧設定を含むことができる。

【0013】

別の一実施態様では、広域電源装置は、アナログ光カプラを備えている。このアナログ光カプラは、出力電圧から電源コントローラへのアナログ・フィードバック・ループの一部である。

【0014】

本発明の別の一実施態様では、スイッチド・モード電源の出力電圧を制御する方法が提供される。電源コントローラが第1の設定点を受け取る。設定点には出力電圧の設定が含まれる。出力電圧は、電源コントローラから電力変換ステージに送られた制御信号によって発生する。一実施態様では、制御信号はPWM信号である。電力変換ステージの入力は、出力電圧から電氣的に絶縁されている。出力電圧は、監視用コントローラを用いて測定される。

10

【0015】

出力電圧のエラーは、出力電圧と基準電圧を利用して監視用コントローラで計算される。エラーに基づき、デジタル信号が監視用コントローラから電源コントローラに送られる。監視用コントローラは、電源コントローラから電氣的に絶縁されている。制御信号はデジタル信号に基づいて変更される。そうすることで、電源のためのより正確な電圧設定が可能になる。一実施態様では、デジタル信号はデジタル光カプラを通じて送られる。このデジタル光カプラは、電源コントローラと監視用コントローラの間を電氣的に絶縁する。

20

【0016】

別の一実施態様では、本発明の方法に、アナログ信号によって出力電圧を電源コントローラに送り、そのアナログ信号をフィードバック・ループで用いて電力変換ステージへの制御信号を変更する操作も含まれる。デジタル信号は第2の設定点を含むことができる。この第2の設定点には、望ましい電圧からずれている出力電圧のエラーを補償する新しい電圧設定が含まれる。アナログ信号は、線形光カプラを通じて送ることができる。この線形光カプラは、電源の出力と電源コントローラを電氣的に絶縁する。

【0017】

さらに別の一実施態様では、本発明の方法に、制御基板プロセッサで第1の設定点を受け取り、その第1の設定点を監視用コントローラに送り、その第1の設定点をデジタル信号として電源コントローラに送る操作も含まれる。

30

【0018】

本発明の別の一実施態様では、広域電源装置が提供される。この電源は、電力変換ステージと、電源コントローラと、監視用コントローラを備えている。電源コントローラは、電力変換ステージと機能上関係するように接続されるとともに、1つ以上のフィードバック・ループを通じて広域電源装置の出力電圧に接続されている。監視用コントローラは、制御プロセッサと機能上関係するように接続されている。このカップリングは、光絶縁されたデジタル・インターフェイスを用いて実現され、監視用コントローラは、フィードバック・ループのうちの1つの一部である。

40

【0019】

一実施態様では、監視用コントローラは、電源コントローラにデジタル信号を送る。このデジタル信号は、出力電圧のエラーに関する情報を含んでいる。この情報は、電力変換ステージのための新しい電圧設定を含むことができる。

【0020】

本発明のさらに別の一実施態様では、本発明の実施態様による電源は、完全にデジタル制御の構成を利用している。制御は、電源コントローラを通じて実現される。電源コントローラとしてデジタル信号プロセッサ（DSP）が可能である。デジタルの構成にすることで、負荷が変化する条件に合わせた制御が可能になる。電力変換器の制御がアナロ

50

グであり、監視機能がマイクロプロセッサによって制御されている従来の構成では、変換器の制御が時間経過によるドリフトと温度によるドリフトを示す傾向がある。純粹にデジタルな構成にすると、制御システムは、一般に時間と温度に関して変化しなくなる。一実施態様では、制御するのに3つのプロセッサを使用している。これら3つのプロセッサは、光絶縁されたインターフェイスを利用して通信を行なう。そのとき、ノイズが多い環境（例えばスイッチング電源）で信頼性のある動作を可能にする独自の通信用プロトコルが利用される。

【0021】

以下の詳細な説明と添付の図面から、本発明の特徴と利点がよりよく理解されよう。

【発明を実施するための最良の形態】

10

【0022】

本発明の実施態様により、20V～5000Vを供給することのできる広域電源が提供される。本発明の実施態様による電源は、スイッチ・モード技術を利用して全体的な動作効率を向上させていて、レギュレーションの損失なしに無負荷から全負荷まで動作することができる。この電源は、ユーティリティ電源（例えば110V/220V、50Hz/60Hz）で直接動作することができる。

【0023】

特に断わらない限り、この明細書で用いるあらゆる科学技術用語は、本発明の当業者が一般的に理解している意味を持つ。この明細書では、以下の略号は以下のように定義する：定電流（CC）；定電圧（CV）；定電力（CP）；力率補正（PFC）；アナログ／デジタル変換器（ADC）；パルス幅変調（PWM）；液晶ディスプレイ（LCD）；抵抗器-キャパシタ直列回路（RC回路）；インダクタ-キャパシタ（LC）；デジタル信号プロセッサ（DSP）；電磁障害（EMI）。

20

【0024】

図1は、本発明の実施態様による電源の単純化したブロック・ダイアグラム100の一例を示している。図1からわかるように、この電源の電力変換ステージは以下の素子、入力整流器105と、降圧形コンバータ110と、共振形インバータ115と、変圧器120と、電圧マルチプライヤ125を備えている。これらの素子が直列に接続されて広い範囲の出力電圧を実現する。この電源の動作は、電源コントローラ130によって制御されて望む出力140を発生させる。電源コントローラ130はフィードバック信号145を受け取る。これは、電源100の入力と出力を絶縁するための光カプラを通じて実現できる。一実施態様では、電源コントローラ130はデジタル信号プロセッサ（DSP）である。

30

【0025】

入力整流器105は、ユーティリティ電源から供給される入力AC電圧102を整流し、調節されていないDC電圧にする。一実施態様では、整流器は、全波整流器である。別の実施態様では、半波整流器または他のタイプの整流器を用いることができる。整流器は、電圧倍増器として機能することもできる。

【0026】

降圧形コンバータ110は、入力整流器105から調節されていないDC電圧を受け取って可変DC電圧を発生させる（例えば1V～195V）。用途に応じ、他の実施態様では他のDC/DCコンバータを用いることができる（例えば降昇圧形コンバータ）。低電圧が望ましくない場合には、昇圧形コンバータを使用することもできる。降圧形コンバータの出力電圧は、電源コントローラ130により、あらかじめ設定された値に従って、または出力140に基づいて、ダイナミックに調節される。

40

【0027】

一実施態様では、電源コントローラ130は、PWM信号を用いて（例えばPWM信号のデューティ・サイクルを調節することによって）降圧形コンバータ110を制御する。整流器105の出力は調節されていないため、降圧形コンバータ110はより正確なDC電圧を発生させることができる。このより正確なDC電圧により、出力140をより正確にすることができる。一実施態様では、降圧形コンバータ110の動作周波数を変えて制御の精度を向上させること

50

ができる。この精度の向上は、負荷が非常に軽い場合に特に有効である可能性がある。

【0028】

図2は、本発明の一実施態様による降圧形コンバータ110の概略図である。図2では、2つのスイッチ205と210が降圧形コンバータ110で使用されている。別の実施態様では、1つのスイッチ、または2つ以上のスイッチを使用できる。スイッチは、例えばインターナショナル・レクティファイア社が製造しているIRFPE50というMOSFETや、他の適切なスイッチング装置にすることができる。スイッチの後ろかつ直列にされたインダクタ220と出力フィルタ用キャパシタ225の組み合わせの前に、フリーホイールダイオード215が接続されている。1つの態様によれば、出力フィルタ用キャパシタ225はキャパシタンスが約100 μ F (400V) であり、インダクタ220はインダクタンスが約2.5mHである。別の態様によれば、降圧形コンバータは、MOSFET 205と210を交互に切り換えることによって100kHzのスイッチング周波数で動作する。素子をこのような値にすることで、この電源による電圧出力が望ましい範囲になる。

10

【0029】

共振形インバータ115は降圧形コンバータ110から調節されたDC電圧を受け取り、比較的滑らかな交流波形を生成させる。インバータは、スイッチングがほぼゼロ電流で起こってEMIとスイッチング損失が減るという意味で準共振と言えよう。一実施態様では、準共振形インバータ115は、共振周波数よりも大きな周波数で動作する可変周波数ハーフ-ブリッジ・インバータの構成である。共振周波数は、負荷のインピーダンス、および／またはインバータの出力におけるLCフィルタの値、および／またはインバータの出力に接続された他の受動素子によって決めることができる。

20

【0030】

図2には、本発明の一実施態様による共振形インバータ115の概略図が示してある。この実施態様では、共振形インバータ115は、ハーフ-ブリッジ準共振形インバータである。図2では、2つのスイッチ255と260を用いてAC信号を作り出している。これらスイッチは、インフェニオン・セミコンダクタ社が製造しているSPW47N60C3などのMOSFET、または他の適切なスイッチング装置にすることができる。1つの態様によれば、共振形インバータのキャパシタ265と270は約0.047 μ F (1600V) である。スイッチ255とキャパシタ265は、降圧形インバータ110の出力フィルタ用キャパシタ225の一方の側に接続されている。スイッチ260とキャパシタ270は、出力フィルタ・キャパシタ225の他方の側に接続されている。他の回路素子は、降圧形インバータ110と共振形インバータ115の間と、それぞれのインバータの内部に存在できることに注意されたい。

30

【0031】

スイッチ255と260を結ぶ線は、共振形インバータの出力フィルタの一端に接続され、キャパシタ265と270を結ぶ別の線は、このフィルタの他端に接続されている。1つの態様によれば、共振形インバータの出力フィルタは、約70 μ Hのインダクタ275と、2つのキャパシタ280から構成される。キャパシタ280は、それぞれ約0.0091 μ F (2500V) である。他の構成（例えばH-ブリッジ・インバータ）も利用できる。別の実施態様では、他のインバータ（例えば共振形極インバータ、共振形DCリンク・インバータ、共振形スナバ・インバータ）を使用することができる。ハーフ-ブリッジ・インバータは能動スイッチを2つしか必要としないため、素子の数に関して非常に効率的である。素子を上記のような値にすることで、電源による電圧出力が望ましい範囲になる。

40

【0032】

一実施態様では、インダクタ275はEE56/24/19フェライト・コアで製造されている。このコアの材料はフェロックスキューブ社が製造した3C94であり、高周波数で損失が小さい。1つの態様によれば、インダクタ275は中央の脚部にエア・ギャップを持ち、14AWGテフロン（登録商標）で絶縁された20巻の多重撚り線ワイヤを用いて製造されている。この多重撚り線ワイヤは、36AWGワイヤからなる110本の線でできている。多重撚り線の構成にすることで、表皮効果に起因する損失が減る。

【0033】

50

準共振形インバータ115から得られる波形は、電源コントローラ130によりPWM信号を通じて制御することができる。PWM信号は、得られる波形の性質（例えば電圧や周波数）に影響を与えることができる。電源コントローラ130はパルスが発生させ、能動スイッチが同じ時間だけ交互にオンとオフになる。したがってパルスの周波数は変化することができ、その結果として動作周波数と得られる波形の周波数が変化する。一実施態様では、デューティ・サイクル（パルスがオンになっている時間と全期間の比）は変化しないが、電源コントローラ130によって期間が変化し、その結果としてインバータの動作周波数が変化する。このようにして、出力140がさらに制御されて正確になる。一実施態様では、得られる波形はサイン曲線またはサイン様曲線である。

【0034】

10

別の一実施態様では、共振形インバータ115からの波形を持つ出力電圧はPWM信号の周波数によって制御される。共振形インバータは、共振周波数またはその近傍で動作するときに最大のゲインを持つであろう。すなわち最大の出力になるであろう。周波数が共振周波数よりも高くなるほど、発生する出力電圧は小さくなる。したがって動作周波数を変化させることにより、共振形インバータから小さな出力電圧または大きな出力電圧が発生するようにできる。広域での動作を実現するため、共振形インバータ115は、約200kHzと共振周波数の間の周波数で動作させることができる。共振周波数は負荷に応じて変わるが、典型値は60kHz～130kHzである。

【0035】

共振形インバータ115の出力は、昇圧アイソレーション変圧器120に接続されている。変圧器120への波形入力是比较的滑らかであるため、EMIの量は最少になる。滑らかな波形だと、その電流と電圧を処理する素子における損失（例えばインダクタや変圧器などの巻線素子における渦電流損）も減る。一実施態様では、変圧器120は二次巻線が1つだけである。別の一実施態様では、変圧器120は高周波数変圧器であり、サイズを小さくしつつ、望ましい増幅度を実現する。共振形インバータ115からの波形は周波数に依存するため、変圧器120の増幅度は、共振形インバータ115の動作周波数を通じて制御することができる。一実施態様では、変圧器を低損失フェライト・コアを用いて製造し、一次側と二次側に多重巻き線ワイヤを用いて表皮効果に起因する損失を減らす。

20

【0036】

一実施態様では、変圧器120はEE42/21/20フェライト・コアに巻かれていて、一次側が8巻、二次側が34巻であるため、変換比は1:4.25となる。一次側と二次側で用いるワイヤは、20AWG多重撚り線ワイヤにすることができる。この多重撚り線ワイヤは、20本の34AWGワイヤからなる。また、一次側を2つに分けた二次側の間に巻いて巻線間のカップリングをよくするとともに、巻線の漏れリアクタンスを減らすことができる。

30

【0037】

昇圧変圧器120は、この変圧器120からの出力電圧を増倍させる電圧マルチプライヤ125に接続されている。このマルチプライヤの増倍率は、このステージの出力に接続された負荷の関数である。この負荷は、電源の出力に接続された負荷でもある。一実施態様では、負荷の増大に伴う増倍率の自動的低下は、マルチプライヤチェーンのキャパシタの値を適切に選択することによって実現される。一実施態様では、電圧マルチプライヤ125は変圧器120からの信号も整流し、最終出力140としての最終DC信号にする。

40

【0038】

図3は、本発明の一実施態様による電圧マルチプライヤ125の概略図である。一実施態様では、キャパシタは大まかに以下の値を持つ：352 - 0.033 μ F、800V；353 - 0.01 μ F、1600V；354 - 0.47 μ F、2000V；355 - 0.22 μ F、2000V；373 - 0.047 μ F、2000V；374 - 0.022 μ F、2000V；375 - 0.022 μ F、2000V；378 - 0.0047 μ F、1600V；379 - 0.001 μ F、1600V；380 - 560pF、2000V。一実施態様では、ダイオード310はUF5408ダイオードである。ダイオードとキャパシタは、増幅されたDC信号を出力140に供給する。

【0039】

マルチプライヤ125は5ステージマルチプライヤである。キャパシタの値を上記のように

50

選択すると5倍という増倍率を実現できるが、出力における負荷電流は25mA未満という非常に小さな値である。負荷電流が25mAを超えると、マルチプライヤの出力は指数関数的に低下し、出力電流が500mAに等しくなると増倍率は2になる。

【0040】

共振回路は、理論的には共振において無限大の電圧を発生させることができる。しかし実際には、共振回路のゲインは、LC共振回路を含む素子内の損失と、共振回路に接続された負荷の値との関数である。1つの態様によれば、LC共振回路は、インダクタ275とキャパシタ280である。この回路の“Q”は、出力における負荷が増大すると小さくなる。一実施態様では、“C”の有効値は、キャパシタ280と、一次側にはね返るときの電圧マルチプライヤ125のキャパシタンスとからなる。1つの態様によれば、回路素子の数値は、出力に全負荷があるときに共振周波数が約75kHzとなるように選択する（出力が800Vで出力電流が500mA）。電源コントローラ130は200kHzで動作を開始できるが、出力における負荷電流が増大するにつれて周波数が徐々に小さくなって共振周波数に近い値になり、出力電圧が調節される。その逆も可能である。

10

【0041】

望む電圧を維持するため、電源はアナログ・フィードバック・ループを利用する。フィードバック・ループは、例えば、実際の出力電圧と望む出力電圧の間の差を表わす電圧を伝えることができる。製品の安全性を確保するとともに規制条件を満たすため、設計する上で入力と出力の電氣的絶縁が必要とされる。出力電圧のこのフィードバック制御には光カプラ（例えば線形光カプラ）が一般に用いられる。これはアナログ通信である。アナログ信号を伝えるのに光カプラ（光アイソレータ）を用いると、光カプラの非線形性と、時間経過に伴うドリフトと、温度によるドリフトのために不正確になる傾向がある。こうしたエラーを少なくするため、本発明の実施態様では、フィードバック・ループの少なくとも一部でデジタル通信を利用する。

20

【0042】

図4は、本発明の実施態様による電源の単純化したブロック・ダイアグラム400の一例である。電源400は、入力整流器405と、降圧形インバータ410と、共振形インバータ415と、変圧器420と、電圧マルチプライヤ425とを備える電力変換ステージを有する。これらのステージは直列に接続されて広い範囲の出力電圧を実現する。電源の動作は一部が電源コントローラ430によって制御され、望む出力440が発生する。別の実施態様では、降圧形インバータ410と共振形インバータ415の代わりにより古いタイプの電源構成（例えばフライバック型）にすることができる。さらに、電圧マルチプライヤ425は、整流器または他のAC/DCコンバータとして動作することもできる。

30

【0043】

図4に示した実施態様では、フィードバック・ループの一部は監視用コントローラ435と光カプラ450によって実現される。他の実施態様では、別のフィードバック・ループを利用することができる。監視用コントローラ435が電源コントローラ430に命令を出す。このような命令は、電源コントローラ430を動作させる設定点（電圧設定）を含むことができる。監視用コントローラ435は故障状態もモニタしており、出力に問題がある場合には電源コントローラ430を停止させる責任がある。光カプラ450ではデジタル信号が処理されるため、電源コントローラ430と監視用コントローラ435の間の通信はデジタル通信である。これらコントローラは絶縁境界の互いに反対側にあることに注意されたい。

40

【0044】

一実施態様では、監視用コントローラ435は、電源の出力側に電氣的に接続されていて、正確な測定をなし、温度に対して安定で正確な基準を利用して出力電圧のエラーを計算する。監視用コントローラ435は、電源コントローラ430にデジタル信号を送ることができる。すると監視用コントローラ435からの通信に基づいてPMW信号が変化する。

【0045】

このデジタル通信は、非線形性、時間経過によるドリフト、温度によるドリフトというアナログ信号を送る際の問題をなくすのに役立つ。デジタル通信は、ノイズによるエ

50

ラーを阻止するのにも役立つ。アナログ信号はアナログ電圧レベルとして通信される。そこに何らかのノイズが重なると、異なるアナログ値と見なされる可能性がある。それに対してデジタル信号は、ハイ・レベル“1”とロー・レベル“0”の組み合わせとして通信される。ノイズによって電圧が劇的に変化するのでない限り、信号は受信された端末で正しく解釈される。また、所定の時間フレーム内に受け取ったビット数と受け取った値の範囲の正しさをチェックする追加の操作をさまざまな実施態様に含めることができる。範囲内にあるべき値が間違っていることが検出された場合には、例えば受信エラー・コードを通信することによって送信の全体または一部を繰り返すことができる。一実施態様では、監視用コントローラ435は、アナログ／デジタルコンバータである、またはアナログ／デジタルコンバータとして機能する。

10

【0046】

アナログ・ループとデジタル・ループを用いたハイブリッド・フィードバック方式も提供される。図5は、本発明の実施態様による電源500の単純化したブロック・ダイアグラムの一例である。電源500は、入力整流器505と、降圧形インバータ510と、共振形インバータ515と、変圧器520と、電圧マルチプライヤ525とを備える電力変換ステージを有する。この電源の動作は電源コントローラ530と監視用コントローラ535によって制御され、望む出力540が発生する。

【0047】

一実施態様では、電源コントローラ530はアナログ光カプラ555を用いて出力電圧を測定し、“粗い”制御を実現する。この“粗い”制御では線形光カプラによるフィードバックが利用され、この制御は早い。監視（出力サンプリングとインターフェイス）用コントローラ535は、閉ループ・システムとして出力電圧と出力電流を正確に測定し、電圧のエラーを計算し、新しい設定点を通信してこのエラーをデジタル的に補償する。このようにすると、光絶縁を利用してアナログ信号を送信する際に、光カプラの非線形性と、その光カプラの時間経過によるドリフトならびに温度によるドリフトとが原因で導入される可能性のある不正確さがなくなる。光カプラ555を電源コントローラ530と監視用コントローラ535の間のデジタル通信に利用し、デジタル通信を通じて細かい制御を実現する。

20

【0048】

したがって、線形光カプラによる粗い制御によって生じる可能性のある不正確さを、プロセッサ間のデジタル通信を利用した遅い外側ループを用いて徐々に訂正することにより、細かい制御を実現する。デジタル通信に基づいて“細かい”制御用の出力サンプリング・コントローラ535を備えるループにより、正確な出力が得られる（20V～5000Vの範囲という全動作範囲で±2%）。この形態のハイブリッド・フィードバック制御ループには、光カプラの非線形性とドリフトの問題を訂正する必要がないという利点があるため、設計において較正がまったく必要ない。

30

【0049】

図6は、本発明の一実施態様による方法600を示している。ステップ605では、望む電圧設定をユーザーから受け取る。これは、ユーザー・インターフェイスを通じてユーザー入力によって実現することができる。ユーザー入力は、電源に“ラン”命令を与えることもできる。ステップ610では、設定が監視（出力サンプリングとインターフェイス）用コントローラ535に送られる。一実施態様では、ユーザー・インターフェイスを走らせている制御基板プロセッサがこの通信を処理する。設定には、望む電圧を含む“設定点”の値が含まれる。

40

【0050】

ステップ615では、監視用マイクロコントローラ535が設定点の値を電源コントローラ530に送る。電源コントローラ530はDSPにすることができる。監視用コントローラ535からDSP530に送られるこのタイプのデジタル信号には、一般に、それぞれ4バイト（1バイト=8ビット）である設定点が含まれる。システムの故障と状態に関する情報を必要に応じて知らせるため、追加のバイトを送ることができる。故障コードと他の情報はいつでもプロセッサ間で通信可能である。

50

【0051】

ステップ620では、DSP530は、アナログ光カプラ555を通じて受け取ったアナログ・フィードバックを用いて必要な出力電圧を発生させる。DSP530は、上に説明したように、スイッチング回路へのPWM信号を制御することによって出力電圧を調節することができる。一実施態様では、スイッチング回路は、降圧形コンバータと共振形インバータの組み合わせである。光カプラのドリフトと非線形性のため、特に20～5000Vという広い範囲で動作させるときに出力電圧は不正確になる傾向がある。

【0052】

ステップ625では、電源の出力側に電氣的に接続されている監視用コントローラ535は、出力電圧を訂正するため、出力電圧の正確な測定を行なう。ステップ630では、監視用コントローラ535は、温度に対して安定で正確な基準を用いて出力電圧のエラーを計算する。エラーは、2つの値の差として得られるか、他のより複雑な式（複数の項と演算の組み合わせ）を使用して得られる。

10

【0053】

ステップ635では、監視用コントローラ535は、このエラーを訂正するため、DSPに送られる設定点と比較したときの出力電圧のエラーの方向に応じた新しい設定点をDSP530に送る。このプロセスは連続的に進行し、最終的に電源は、アナログ光カプラのドリフトと非線形性を補償することによって正確な出力電圧を実現できる。

【0054】

この実施態様では、電源コントローラは、出力に何らかの不正確さが存在することを知らずには決していない。監視用コントローラ535は設定点を変更し、その設定点をDSP530に送ってあらゆる不正確さを訂正する。DSP530は、新しい設定点を実現するため、インバータの動作周波数を変更すること、または降圧形コンバータの出力電圧を変更することができる。後者は、降圧形コンバータのPWMのデューティ・サイクルを変化させることによって実現できる。非常に軽い負荷だと、DSP530は降圧形コンバータの動作周波数を変化させて精度を向上させることもできる。

20

【0055】

図7は、本発明の実施態様による電源700の第1レベルのブロック・ダイアグラムの一例である。図7からわかるように、電源ユニット710はユーティリティ電源720（例えば110V、60Hz/220V、50Hz）から電圧を受け取って高電圧770を出力する。一実施態様では、ユーティリティ電源720は、ユーティリティ電源用ケーブルを通じて電源ユニット710の後ろ側に接続されている。（温度制御モードで使用するための）温度プローブ730も電源ユニット710の後ろ側に接続することができる。別の一実施態様では、電源ユニット710の前側は、出力端子へのアクセス側となるとともに、グラフィックLCDディスプレイ740と、いくつか（例えば20個）のキーからなるキーパッド750を用いたユーザー・インターフェイスも提供する。この装置の前側ベゼルは赤外データ連合（“IrDA”）インターフェイス760となり、そこからラン・データをダウンロードすることもできる。

30

【0056】

図8は、本発明の実施態様による電源800の第2レベルのブロック・ダイアグラムの一例である。図8から、一実施態様では、電源装置に3つの回路板が含まれていることがわかる。すなわち、電力基板805、制御基板810、ディスプレイ基板815である。

40

【0057】

電力基板805は、ユニットの後ろ側にある入力ソケットを用いてユーティリティ電源802から電力を受け取る。主要な電力基板805の上にある補助電源820は、電力基板805上の回路を作動させる電力を供給するとともに、制御基板810とディスプレイ基板815を作動させる電力も供給する。電圧板805には、電力変換回路に加え、電源コントローラと出力サンプリング/インターフェイス・コントローラ（監視用コントローラ）が搭載されている。これらコントローラは、絶縁された非同期シリアル通信インターフェイスを用いて互いに通信することができる。緊急信号（例えば電源の故障やコンバータの停止）は、追加の光絶縁された回路を用いてコントローラ間でやり取りされる。

50

【0058】

制御基板810は、電圧板805上の補助電源820から電力を受け取る。制御基板810は、調節された電圧と制御信号を、ディスプレイ基板815と、ディスプレイ基板815上のIrDAインターフェイス825とに供給する。外部温度プローブ830が制御基板プロセッサに接続されている。ユーザー・インターフェイス・ファームウェアが制御基板プロセッサの上に載っている。ユーザーがプログラムしてランを実行すると、ユーザー・インターフェイス・コントローラはそのラン・パラメータを設定点へと変換し、主要基板810上のサンプリング・コントローラに送る。サンプリング・コントローラは電源の出力電圧を調節し、出力電圧と出力電流の測定値を制御基板上のユーザー・インターフェイス・プロセッサに定期的に提供する。

10

【0059】

ディスプレイ基板815は、LCDディスプレイ740と、キーパッド750と、IrDA送受信器760を備えている。ディスプレイ基板のLCDは制御基板プロセッサによって制御される。監視用マイクロコントローラ135は制御基板プロセッサから命令を受け取り、キーパッド750とLCDディスプレイ740からなるユーザー・インターフェイスを動かす。

【0060】

入力側の電子回路（例えば電源コントローラ）と出力側の電子回路（例えば出力サンプリング／インターフェイス・コントローラと制御基板プロセッサ）は、情報（例えば出力電圧、出力電流、命令信号）を交換するため、情報を送る適切な手段が必要である。3つのプロセッサはデジタル信号を利用して通信と情報転送を行なう。エラー検出とデータ有効化が内蔵されているため通信がロバストになる。

20

【0061】

図9は、図8の主要な（電力）基板805に対応する第3レベルのブロック・ダイアグラム900である。電力基板805は、このユニットの後ろ側にある入力ソケットを通じて電力を受け取る。入力された電力は、ユニットの後ろ側に接続された電力スイッチ901を用いてオンとオフが切り換えられる。EMIフィルタ903は、ユーティリティ電源に接続されていることで生じる電磁障害をフィルタする。一実施態様では、電圧増倍器／整流器905は、全波ブリッジ整流器または全波増倍器／整流器として構成できる全波整流器である。この変更は、電源コントローラ930によって制御されるリレーを用いて実現される。電源コントローラ930は、DSP（デジタル信号プロセッサ）にすることができる。

30

【0062】

DSP930は、いくつかのダイオードと抵抗器とキャパシタからなる回路を利用し、電源から入力される電圧をモニタする。ユーティリティ電源が許容可能な範囲（例えば交流94～130Vまたは交流170～264V）であるときには、DSP930はユーティリティ電源が正常であると思なすため、電源は動作し続けることができる。電源の電圧が許容可能な範囲外であるときには、MAINS（登録商標）_FAIL信号がDSP930の1つのピン上で強くなり、停止モードに入るようシステム内の他のプロセッサに伝える。

【0063】

ユーティリティ電源が94～130Vの範囲である場合には、増倍器リレー907がオンになり、ユーティリティ電源が故障した状態が検出されるまでオンの状態を続ける。整流器905（高電圧DC+）の出力におけるDC出力が直流200Vよりも低いか直流375Vよりも高いことが見いだされると、MAINS（登録商標）_FAIL状態が検出される。MAINS（登録商標）_FAIL信号は、MAINS（登録商標）_FAIL状態が検出されるごとに強くなり、ユーティリティ電源が正常であることが検出されると状態が変化する。

40

【0064】

補助電源909は絶縁された3つの独立電源を提供し、以下の回路、すなわち電源コントローラ930とそれに関連する回路；出力サンプリング／インターフェイス・コントローラ935とそれに関連する回路；制御基板とディスプレイ基板によって利用される。補助電源909の絶縁された出力における二次レギュレータも電力-オン・リセット信号もユニット内のマイクロプロセッサに供給する。

50

【0065】

倍増整流器905の次のステージは降圧形コンバータ910のステージである。一実施態様では、降圧形コンバータ910は固定周波数のステージであり、他の実施態様では、周波数は変化することができる。さらに、共振形インバータの動作周波数は、降圧形コンバータの出力電圧に依存する可能性がある。電源コントローラ（またはDSP）930は必要なPWMゲート駆動信号を降圧形コンバータ910に提供する。降圧形コンバータ910の出力電圧と入力電圧、ならびに降圧形コンバータの電力素子群の中を流れる電流は、必要な回路を用いて測定され、DSP930によって定期的にサンプリングされる。サンプリングされたこれらの値がDSP930上を走るアルゴリズムによって利用され、PWMのデューティ・サイクルが連続的に調節される。故障によって降圧形コンバータ910の出力電圧が異常に大きくなった場合、または降圧形コンバータ910のスイッチング素子の中を異常に大きな電流が流れた場合には、DSP930への入力信号である保護のための中断信号によってPWM信号がオフになる。

10

【0066】

電力伝達の次のステージは、共振形インバータ915である。一実施態様では、共振形インバータ915は、降圧形コンバータ915から供給されるDC電圧を高周波数の波形に変換するハーフブリッジ可変周波数ステージである。共振形インバータ915の出力は、高周波数変圧器（図示せず）を用いて次のステージに接続されている。この変圧器の出力は増倍用の整流器925によって整流され、大きなDC電圧を発生させる。

【0067】

共振形インバータ915回路のパワーMOSFETのためのPWM信号は、電源コントローラ930からも発生する。インバータ回路の電流（インバータ電流F/B 1）信号と出力電圧フィードバック（O/P電圧F/B 1）信号は電源コントローラ930によってサンプリングされ、PWM信号は必要に応じて連続的に調節されて安定な出力電圧になる。インバータ過負荷および保護回路943は、故障の場合にPWM信号を停止させることができる。絶縁された電圧フィードバック回路927は、出力電圧に比例した絶縁された電圧信号をDSP930に供給する。DSP930はインバータPWMを制御し、この電圧のあらゆる変化を訂正する。

20

【0068】

電源の出力側では、専用の出力サンプリング／インターフェイス・コントローラ935を用いて出力電圧と出力電流をモニタする。出力における追加の保護回路（例えばアーク検出回路やグラウンド漏れ検出回路）は、サンプリング・コントローラ935に、故障が発生したときに故障状態であることを知らせる。出力側のサンプリング・プロセッサ935は、絶縁された2つのRS-232インターフェイスを有する。そのインターフェイスの一方を利用してDSP935と通信する。第2のインターフェイスを用いて制御基板と通信する。

30

【0069】

制御基板はRS-232インターフェイスを利用し、電源が動作すると考えられる設定点をサンプリング・プロセッサ935に供給する。DSP930とサンプリング・プロセッサ935は、この部分のプログラミングに使用できる専用の合同検査作業グループ（“JTAG”）ポートを有する。このポートを利用して製造のプログラミングと、現場でのあらゆるアップグレードがなされる。制御基板プロセッサと主要基板上のサンプリング・コントローラ935の間でデジタル通信を行なうため、光カプラが制御基板に載っている。

40

【0070】

図10は、図8の制御基板810に対応する第3レベルのブロック・ダイアグラムである。電圧レギュレータ1005が入力された電源電圧を調節し、調節された5Vと3.3Vを制御基板とディスプレイ基板供給する。電圧レギュレータ1005は、電力がオンのときに制御基板プロセッサ1010をリセットするのに用いるリセット信号も発生させる。

【0071】

制御基板上のプロセッサ1010がユーザー・インターフェイスのディスプレイとキーボードを駆動し、設定点を主要基板上のサンプリング・プロセッサに送る。このマイクロプロセッサ1010は、ユニットの動作の全体的監視装置であり、ユーザーの設定点を翻訳してサンプリング・プロセッサが理解できる命令にする。プロセッサ1010は、RAM 1015とEEPROM

50

1020を利用してデータを記憶する。チップ選択論理1025を用い、マイクロプロセッサ1010が所定のときに通信する基板上の適切な装置を選択する。JTAGインターフェイスを用い、製造中のマイクロプロセッサのプログラミングと、その後の現場でのあらゆるアップグレードを行なう。

【0072】

プロセッサ1010は、電圧基準1030を利用して外部温度プローブからの電圧信号を正確に測定する。リアル・タイム・クロック1035はシリアル・周辺機器であり、プロセッサ1010が時刻／カレンダーを知るのに利用する。リアル・タイム・クロック1035は、電源装置がオフにされて電圧レギュレータ1005からの供給が途絶えた場合に動作を維持するバックアップ用バッテリー1040を備えている。

10

【0073】

温度フィードバック調節回路1045は、温度プローブ信号に乗ったあらゆるノイズの除去に用いる低帯域フィルタである。ブザー1050を用い、信号が故障状態であることを知らせる。故障状態は、故障や、不適切な使用の結果として起こる可能性がある。バス・バッファ1055を用いてディスプレイ基板上のLCDディスプレイと通信する。IrDAインターフェイス1060はIRコンバータへのシリアル・インターフェイスであり、マイクロプロセッサ1010によってディスプレイ基板上のIR送受信器を駆動するのに用いられる。

【0074】

LCDコントラスト電圧発生器1065は単一ビットD/A変換回路であり、ディスプレイ基板上のLCDのためのコントラスト制御信号を発生させるのに用いる。発生器1065に輸入されるパルスの幅を変調することで、マイクロプロセッサがコントラスト電圧を変化させる。プロセッサ1010によって利用される診断用LEDは、故障状態と動作状態を表示する。

20

【0075】

図11は、図8のディスプレイ基板815に対応する第3レベルのブロック・ダイアグラムである。図11からわかるように、ディスプレイ基板上のキーパッド・マトリックス1110を用いて押されたキーを検出する。それぞれのキーは専用の機能を有する。IrDA送受信器／インターフェイス1120を用いて外部IR装置と通信し、データ／方法を送る。LCDディスプレイ・モジュール1130を用いてユーザーにデータと制御事項を表示する。

【0076】

本発明の実施態様は、ソフトウェアまたはハードウェアの形態での制御論理、または両方の組み合わせで実現することができる。制御論理は、情報処理装置に指示を与えて本発明の実施態様に開示した一連のステップを実施させる複数の命令として情報記憶媒体に記憶させることができる。当業者は、この明細書の開示内容と教えに基づけば、本発明を実現する他の手段および／または方法を思いつくであろう。

30

【0077】

例示としての特別な実施態様に関して本発明を説明してきたが、本発明がここに開示した実施態様に限定されないことが理解されよう。その逆に、当業者にとって明らかであると思われるさまざまな変形や同様の構成がカバーされ则认为られる。したがって添付の請求項の範囲は、その請求項の範囲内のそのようなあらゆる変更と等価物がカバーされるよう、最も広く解釈されるべきである。

40

【図面の簡単な説明】

【0078】

【図1】本発明の実施態様による電源の単純化したブロック・ダイアグラムの一例である。

【図2】本発明の実施態様による電源のスイッチング回路の概略図である。

【図3】本発明の実施態様による電源の電圧マルチプライヤ回路の概略図である。

【図4】デジタル・フィードバック・ループを利用した本発明の実施態様による電源の単純化したブロック・ダイアグラムの一例である。

【図5】ハイブリッド・フィードバック・ループを利用した本発明の実施態様による電源の単純化したブロック・ダイアグラムの一例である。

50

【図6】ハイブリッド・フィードバック・ループを利用した本発明の実施態様による電源を動作させる方法を示している。

【図7】本発明の実施態様による電源の第1レベルのブロック・ダイアグラムの一例である。

【図8】本発明の実施態様による電源の第2レベルのブロック・ダイアグラムの一例である。

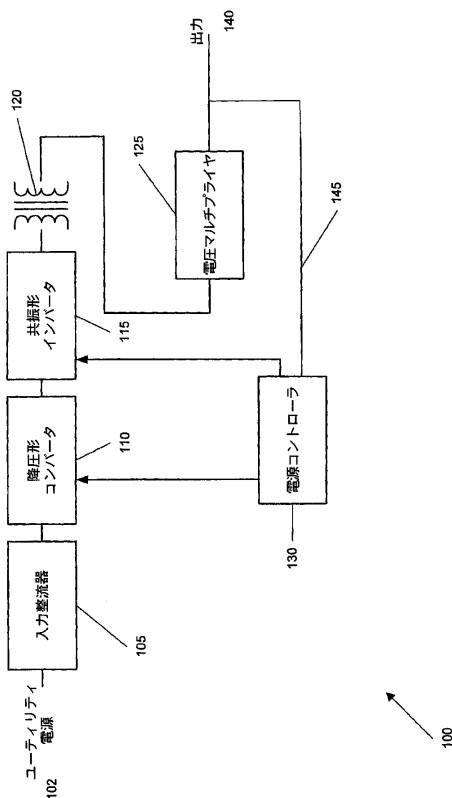
【図9】図8のブロック・ダイアグラムに対応する第3レベルのブロック・ダイアグラムであり、図8の主要基板のためのブロック・ダイアグラムを示している。

【図10】図8のブロック・ダイアグラムに対応する第3レベルのブロック・ダイアグラムであり、図8の制御基板のためのブロック・ダイアグラムを示している。

【図11】図8のブロック・ダイアグラムに対応する第3レベルのブロック・ダイアグラムであり、図8のディスプレイ基板のためのブロック・ダイアグラムを示している。

10

【図1】



【図2】

図1

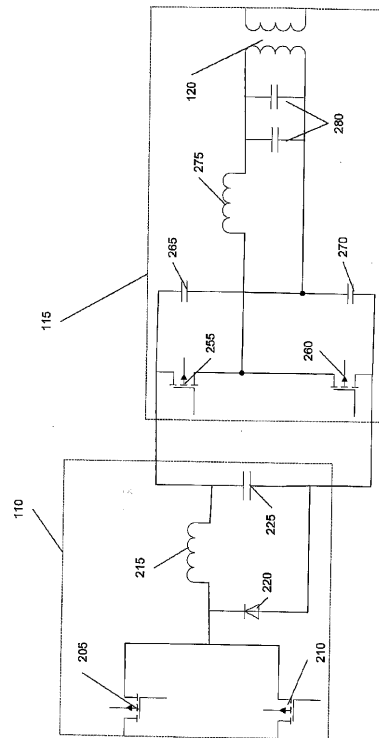
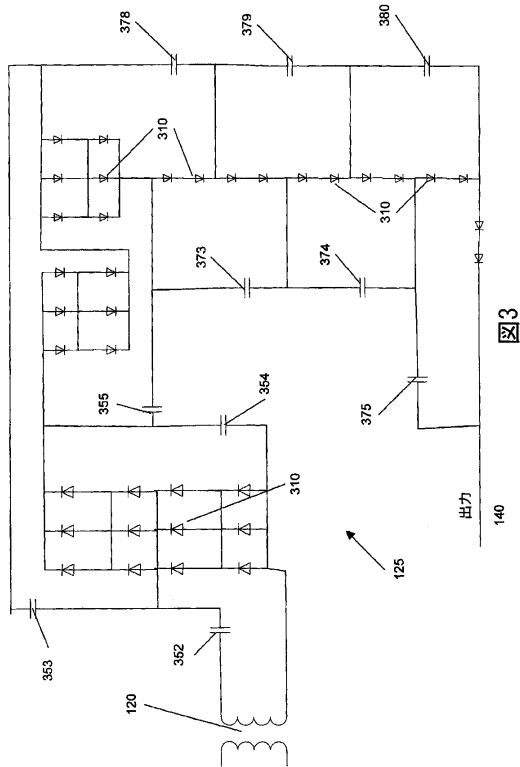
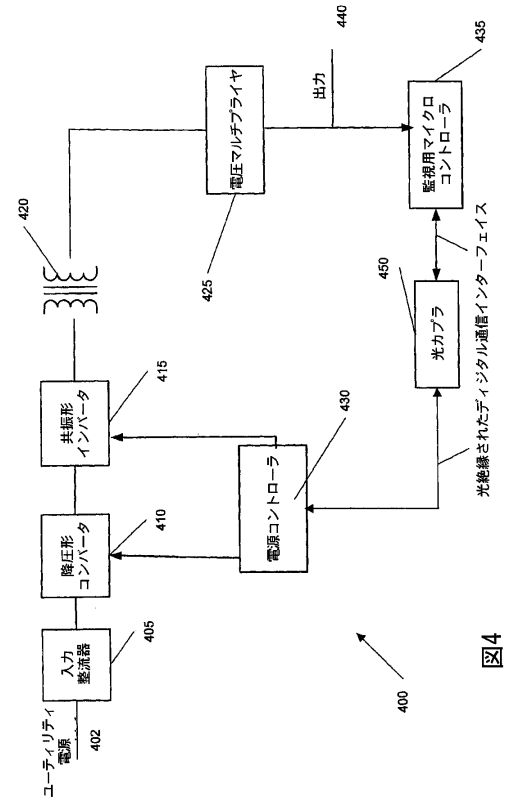


FIG. 2

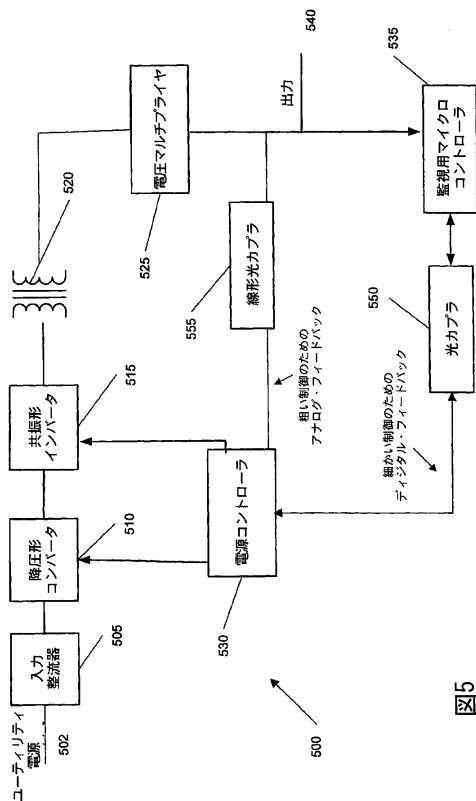
【図 3】



【図 4】



【図 5】



【図 6】

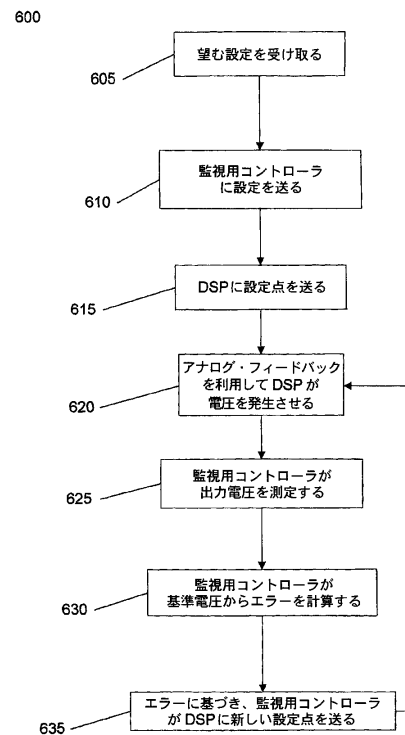
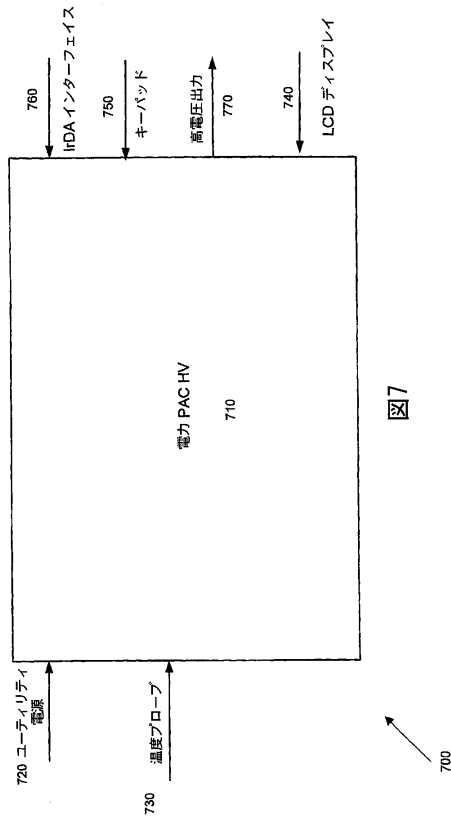
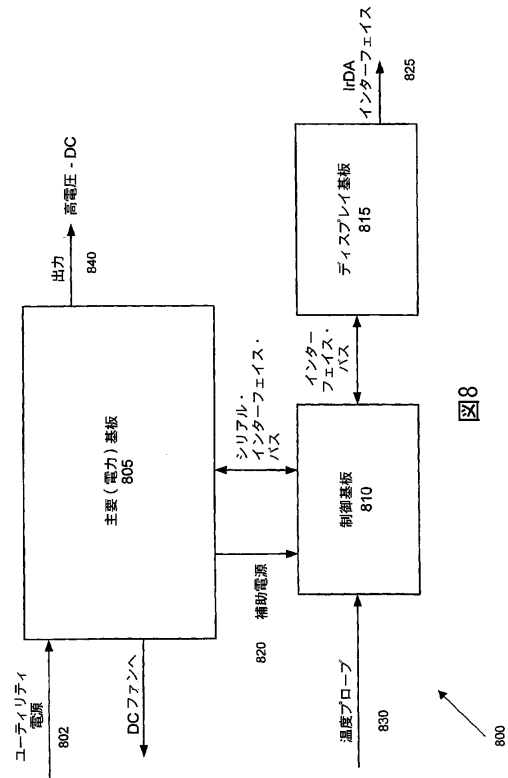


図6

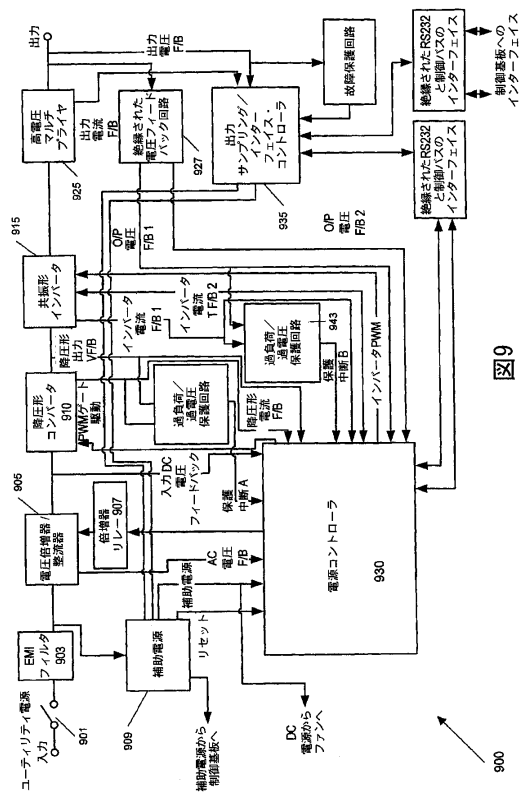
【圖 7】



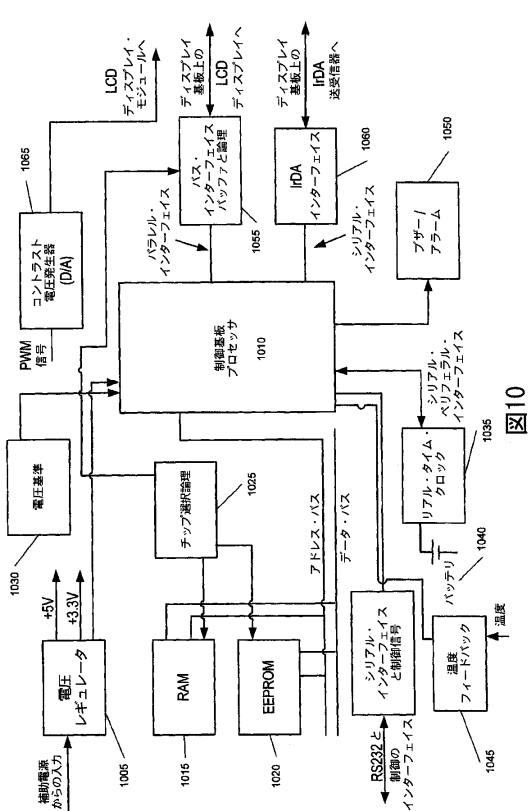
【图 8】



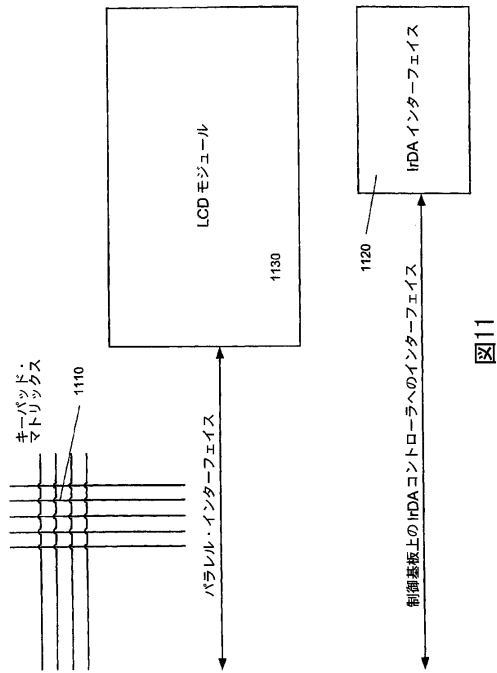
【图 9】



【図 10】



【図 11】



フロントページの続き

(74)代理人 100093665

弁理士 蛭谷 厚志

(74)代理人 100144417

弁理士 堂垣 泰雄

(72)発明者 ジョシ, ラーフル

アメリカ合衆国, カリフォルニア 94523, プレザント ヒル, グレンブリッジ コート 1
25

(72)発明者 ハトソン, ドン

アメリカ合衆国, カリフォルニア 94530, エル セリト, シービュー ドライブ 620

審査官 槻木澤 昌司

(56)参考文献 特開平06-245505 (JP, A)

特開平02-266866 (JP, A)

国際公開第2005/053143 (WO, A1)

特開2002-139474 (JP, A)

特開平01-295175 (JP, A)

特開2002-354799 (JP, A)

米国特許第04533986 (US, A)

米国特許出願公開第2003/0058659 (US, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/28