

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4106109号
(P4106109)

(45) 発行日 平成20年6月25日 (2008. 6. 25)

(24) 登録日 平成20年4月4日 (2008. 4. 4)

(51) Int. Cl.

F I

H02M 7/48 (2007.01)
G03G 15/20 (2006.01)
H05B 3/00 (2006.01)
H02M 3/28 (2006.01)
G05F 1/45 (2006.01)

H02M 7/48 F
 G03G 15/20 I O I
 H02M 7/48 P
 G03G 15/20 S O S
 H05B 3/00 S S S A

請求項の数 8 (全 16 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平9-223235
 (22) 出願日 平成9年8月20日 (1997. 8. 20)
 (65) 公開番号 特開平10-98871
 (43) 公開日 平成10年4月14日 (1998. 4. 14)
 審査請求日 平成16年8月20日 (2004. 8. 20)
 (31) 優先権主張番号 697, 387
 (32) 優先日 平成8年8月23日 (1996. 8. 23)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(73) 特許権者 398038580
 ヒューレット・パカード・カンパニー
 HEWLETT-PACKARD COMPANY
 アメリカ合衆国カリフォルニア州パロアル
 ト ハノーバー・ストリート 3000
 (74) 代理人 100099623
 弁理士 奥山 尚一
 (74) 代理人 100096769
 弁理士 有原 幸一
 (74) 代理人 100107319
 弁理士 松島 鉄男
 (72) 発明者 ビー・マーク・ハースト
 アメリカ合衆国アイダホ州ボイジー ウェ
 スト・ホルト9339

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 複数負荷のための汎用電源

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1、第 2 の出力を発生する回路であって、
 電源と、
 前記電源に接続されたインダクタと、
 前記インダクタと前記電源とに接続されたコンデンサと、
 前記インダクタに接続された第 1 の素子と、
 前記第 1 の素子と前記電源とに接続された第 1 のスイッチと、
 前記第 1 のスイッチに接続され、該第 1 のスイッチをオンオフすることによって、前記
 第 1 の素子から前記第 1 の出力を発生する第 1 のコントローラ手段と、
 前記インダクタに接続された第 2 の素子と、
 前記第 2 の素子と前記電源とに接続された第 2 のスイッチと、
 前記第 2 のスイッチに接続され、前記第 2 のスイッチをオンオフすることによって、前
 記第 2 の素子から前記第 2 の出力を発生する第 2 のコントローラ手段と、
 を備え、

前記第 1 の素子が加熱素子であり、前記第 2 の素子が、一次側と二次側とを備えた変圧
 器であり、該一次側が前記第 2 のスイッチと前記インダクタとに接続され、前記電源が第
 1 の周波数で動作し、前記インダクタと前記コンデンサとが、前記第 1 の周波数を超える
 共振周波数を備え、前記第 1 のコントローラ手段が、前記共振周波数を超える第 1 の P W
 M 周波数で前記第 1 のスイッチにパルス幅変調を施し、前記第 2 のコントローラ手段が、

10

20

前記共振周波数を超える第 2 の P W M 周波数で前記第 2 のスイッチにパルス幅変調を施すことを特徴とする回路。

【請求項 2】

前記変圧器の二次側に接続されたダイオードと、

前記ダイオードと前記変圧器の前記二次側とに接続された第 2 のコンデンサと、をさらに備えることを特徴とする請求項 1 に記載の回路。

【請求項 3】

加熱素子を所望の温度まで加熱し、かつ、周期的に電圧変動を生じる電源から出力を発生するための回路であって、

前記電源に接続された整流器と、

前記整流器と前記加熱素子とに接続されたインダクタと、

前記インダクタと前記整流器とに接続されたコンデンサと、

前記加熱素子と前記整流器とに接続された第 1 のスイッチと、

前記第 1 のスイッチに接続され、該第 1 のスイッチをオンオフすることによって、前記加熱素子を前記所望の温度まで加熱する第 1 のコントローラ手段と、

前記インダクタに接続された素子と、

前記素子と前記整流器とに接続された第 2 のスイッチと、

前記第 2 のスイッチに接続され、前記第 2 のスイッチをオンオフすることによって、前記素子から出力を発生する第 2 のコントローラ手段と、

を備え、

前記電源が第 1 の周波数で動作し、前記インダクタと前記コンデンサとが、前記第 1 の周波数を超える共振周波数を備え、前記第 1 のコントローラ手段が、前記共振周波数を超える第 1 の P W M 周波数で前記第 1 のスイッチにパルス幅変調を施し、前記第 2 のコントローラ手段が、前記共振周波数を超える第 2 の P W M 周波数で前記第 2 のスイッチにパルス幅変調を施すことを特徴とする回路。

【請求項 4】

前記加熱素子の温度を検知する手段をさらに備え、前記第 1 のコントローラ手段が、前記検知手段に応じて前記第 1 のスイッチをオンオフすることを特徴とする請求項 3 に記載の回路。

【請求項 5】

加熱素子を所望の温度まで加熱し、かつ、周期的に電圧変動を生じる電源から出力を発生するための回路であって、

前記加熱素子の温度を検知するための手段と、

前記出力の電圧を検知するための手段と、

前記電源に接続された整流器と、

前記整流器と前記加熱素子とに接続されたインダクタと、

前記インダクタと前記整流器とに接続されたコンデンサと、

前記加熱素子と前記整流器とに接続された第 1 のスイッチと、

前記第 1 のスイッチと前記温度の前記検知手段とに接続されて、前記所望の温度と前記温度との間の誤差を示す温度誤差指示を発生し、該温度誤差指示を利用して前記第 1 のスイッチをオンオフすることによって、前記加熱素子を前記所望の温度まで加熱する第 1 のコントローラ手段と、

前記インダクタに接続された素子と、

前記素子と前記整流器とに接続された第 2 のスイッチと、

前記第 2 のスイッチと前記電圧の前記検知手段とに接続されて、所望の電圧と前記電圧の間の誤差を示す電圧誤差指示を発生し、前記電圧誤差指示を利用して前記第 2 のスイッチをオンオフすることによって、前記素子から前記出力を発生する第 2 のコントローラ手段と、

を備え、

前記電源が第 1 の周波数で動作し、前記インダクタと前記コンデンサとが、前記第 1 の

周波数を超える共振周波数を備え、前記第 1 のコントローラ手段が、前記共振周波数を超える第 1 の P W M 周波数で前記第 1 のスイッチにパルス幅変調を施し、前記第 2 のコントローラ手段が、前記共振周波数を超える第 2 の P W M 周波数で前記第 2 のスイッチにパルス幅変調を施すことを特徴とする回路。

【請求項 6】

前記出力の電圧を検知するための手段をさらに備え、前記第 2 のコントローラ手段が、前記検知手段に応じて前記第 2 のスイッチをオンオフすることを特徴とする請求項 5 に記載の回路。

【請求項 7】

前記素子が、一次側と二次側とを備えた変圧器であり、前記一次側は前記第 2 のスイッチと前記インダクタとに接続され、

ダイオードが前記変圧器の前記二次側に接続され、

第 2 のコンデンサが、前記ダイオードと前記変圧器の前記二次側に接続されている、ことを特徴とする請求項 5 に記載の回路。

【請求項 8】

前記第 2 のコンデンサに接続された少なくとも 1 つの電力変換器をさらに備えることを特徴とする請求項 2 又は 7 に記載の回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

本発明は、一般に、電力制御システムに関するものであり、とりわけ、スイッチング電源及び融着システムが入力回路要素を共用できるようにする構成に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

ほぼ 1984 年に始まり、低コストのパーソナル・レーザ・プリンタが利用可能になってきた。乾式電子写真コピー機及びプリンタの全てが、ドライ・トナーを利用してイメージの現像を行っている。典型的なトナーは、静電潜像の現像にとって望ましい摩擦充電特性をトナーに付与する、スチレン・アクリル樹脂、一般にはカーボン・ブラックである顔料、電荷制御染料から構成される。スチレン・アクリル樹脂は、溶融させて、一般には紙である所望の媒体に融着させることが可能な、熱可塑性プラスチックである。

【0003】

乾式電子写真システムが世界中で動作できるようにするためには、50Hz ~ 60Hz の周波数で、90Vrms ~ 240Vrms を供給する A C 電源システムにおいて、満足のゆく動作が可能でなければならない。A C 電源は、電子写真システム内の 2 つの主たるサブ・システムを動作させる。スイッチング電源が、電子装置、モータ、及び、ディスプレイに電力を供給する。スイッチング電源に関する電力要件は、さまざまであるが、一般には、100ワット未満である。電子写真システムにおける第 2 の主たるサブ・システムは、融着システムである。典型的な融着システムは、現像されたイメージを備える印刷媒体がその間を通過する時、トナーを溶融し、圧力によって、溶融熱可塑性プラスチックを物理的に媒体に融着させる、2 つの加熱プラテン・ローラから構成される。加熱は、通常、高出力タングステン・フィラメント石英ランプを中空のプラテン・ローラ内部に配置することによって実施される。スイッチング電源の場合と同様、融着システムの電力要件は、プリンタによってさまざまであるが、ほぼ 1,000ワットほどである。

【0004】

電子写真プリンタ、スイッチング電源、融着システム、及び、電力電子装置の組み合わせは、International Electrical Commission (IEC) の電流高調波及びフリッカに関する規定 IEC 555 - 2 および IEC 555 - 3 を満たさなければならない。プリンタは、Federal Communications Commission (FCC) の電力線による伝導放出及び放射性放出に関するクラス B の規定に合格しなければならない。さらに、プリンタは、CISPR の電力線による

10

20

30

40

50

伝導放出及び放射性放出に関するB要件に合格しなければならない。最後に、プリンタは、オフィス環境において、人間の可聴範囲内の複音または単音を過度に放射するという欠点を備えていてはならない。電子写真システムは、EPAエネルギー・スター・プログラムによって示唆されているエネルギーの節約のため、パワー・ダウンまたはパワー・オフ・モードにスイッチング可能でなければならない。

【0005】

本発明より以前の力率補正タイプのスイッチング電源には、電流の波形に事前調整及び整形を施して、正弦波に近くなり、入力電圧と同相をなすようにするため、「フロント・エンド」にブースト調整器が配置されているのが最も一般的であった。こうした構成は、かなりの出力変換損失を生じる可能性がある。さらに、ブースト変換器に必要とされる追加電子装置のコストが、総コストに悪影響を及ぼすことになる。もう1つの解決策は、力率が極めてよいが、過度のフリッカを被り、汎用融着器を備えていない、標準的なトライアック・ベースの融着器コントローラの場合、AC電源に並列に接続された力率補正タイプのスイッチ・モード電源から構成された。

10

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

本発明は、スイッチング電源及び融着システムが単一の共通AC電源を共用することのできる回路構成を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】

20

本発明によれば、加熱素子を所望の温度まで加熱し、単一の共通AC電源から出力を発生するための回路が得られる。まず、AC電力は、整流器によってDC電力に変換される。インダクタ及びコンデンサは、AC電力周波数を超える共振周波数を有している。

【0008】

加熱素子及び整流器に、スイッチが接続される。次に、コントローラが、所望の温度の指示と共に加熱素子の実際の温度を示す信号を受信する。コントローラは、誤差信号を発生し、該信号によって、スイッチが切れたり、入ったりして、加熱素子が所望の温度まで加熱される。変圧器及び整流器に、もう1つのスイッチが接続されている。独立したコントローラが、第2のスイッチを切ったり、入れたりすることによって、変圧器の二次側から出力が発生する。2つのコントローラは、インダクタ及びコンデンサの共振周波数を超えるパルス幅変調周波数を利用する。

30

【0009】

変圧器の出力は、ダイオードによって整流され、その後、大形コンデンサによってフィルタリングが施される。コンデンサの両端間における中間電圧は、コントローラにフィードバックされ、これによって、PWM(パルス幅変調)信号が変更されて、中間電圧が調整を受ける。最後に、いくつかの電力変換器によって、中間電圧が所望の使用電圧に変換される。

【0010】

【実施例】

本発明は、本書に例示の特定の実施例に制限されるものではない。アトニー・ドケット番号が10950291-1の「A REDUCED FLICKER FUSING SYSTEM FOR USE IN ELECTROPHOTOGRAPHIC PRINTERS AND COPIERS」に詳述されている図1の回路は、ブースト変換器構成の入力インダクタLを利用して、変換器によって引き出される電流を平均することにより、ACラインに加えられる電流高調波を大幅に低減する。この構成によって、負荷 R_f によって引き出される平均電流が線形に制御され、従って、負荷によって引き出される平均電力が、デューティ・サイクルに応じて線形に変動する。フィラメント R_f が、PWM 113によってスイッチされ、回路から外れると、コンデンサCが、入力フィルタ・インダクタL電流に対する連続電流経路を形成する。

40

【0011】

50

図 2 には、P W M の単純化された概略図が示されている。コントローラ 1 1 0 のタイプによっては、トランジスタ M をスイッチすることによって、負荷のスイッチングを行い、回路に組み込んだり、回路から外したりするものもある。コントローラの正確な実施は、当該技術の熟練者には明らかなように、設計に固有のものである。

【 0 0 1 2 】

パルス幅変調器のデューティ・サイクルを修正することによって、その電力要件の変化につれて負荷電圧に制御を加える、標準的な D C ・ D C 電圧変換器とは異なり、この変換器は、プリンタの融着システムの加熱素子 R に供給される A C 電力、従って、融着システムの温度を制御する。

【 0 0 1 3 】

図 3 の回路には、本発明の望ましい実施例の単純化された回路が示されている。フィルタ構成要素 L 及び C₁ と十分な大きさの抵抗電力負荷 R_f 及び R_{SP} が適正に選択されると、入力ラインの基本周波数の半サイクル毎に、フィルタ・コンデンサ C₁ が完全に放電し、入力インダクタ L は、ほぼ A C の半サイクル全体にわたって連続して導通することになり、A C 電源は、本質的に、抵抗負荷、すなわち、A C 電圧源と同相の主電流に直面することになる。この結果、広範囲のデューティ・サイクル及びその関連する電力レベルにわたって、ほぼ 1 の力率が得られることになる。

【 0 0 1 4 】

図 3 の電力変換器構成の場合、並列抵抗負荷 R_f 及び R_{SP} は、A C の半サイクル毎に数百回スイッチングされて、回路に組み込まれたり、回路から外されたりするので、実効抵抗負荷が生じる。この実効抵抗負荷については、式 1 及び 2 に示すように、抵抗負荷に供給される電力とデューティ・サイクル・パルス幅変調によって消費される電力を同等とみなすことによって知ることができる。

$$R_{f/d_f} = R_f / d_f \quad \text{式 1}$$

および、

$$R_{SP/d_{SP}} = R_{SP} / d_{SP} \quad \text{式 2}$$

電力コントローラによって A C 電源に加えられる実効抵抗負荷は：

【 0 0 1 5 】

【 数 1 】

$$R_{eff} = \frac{R_f}{d_f} \parallel \frac{R_{SP}}{d_{SP}} = \frac{R_f \cdot R_{SP}}{R_f \cdot d_{SP} + R_{SP} \cdot d_f} \quad \text{式 3}$$

【 0 0 1 6 】

ここで、d_f は P W M 1 1 3 のデューティ・サイクルであり、d_{SP} は P W M 2 1 3 のデューティ・サイクルである。

【 0 0 1 7 】

従って、入力インダクタ L が常に連続導通している限り、A C 電源には、本質的に、P W M のデューティ・サイクルによって値が制御される抵抗が見える。連続導通を確保し、同時に、より高い周波数の放出のパワー・スペクトルを拡散させるためには、P W M 1 1 3 及び P W M 2 1 3 は、同相の可能性もあるが、スイッチングによって、互いに位相がずれるようにすべきである。

【 0 0 1 8 】

電子写真プリンタに関連した電力レベルを約 1 k W に確実に制御するため、コンポーネントの選択には特に注意を払う必要がある。フィルタ構成要素の選択には、フィルタ構成要素のコストだけではなく、電流高調波、入力電力周波数、スイッチング周波数の制御を行う必要性についても考慮しなければならない。

【 0 0 1 9 】

最適な動作を得るには、電流フィルタ・インダクタ L は、いくつかの属性を備えていなければならない。インダクタ L は、負荷の全電流を取り扱うので、第1の属性は、 $i^2 \cdot R$ の損失を最小限に押さえるために必要な極めて低い直列抵抗である。第2の属性は、インダクタ L が、比較的小さく、このため、インダクタンス値が大きい場合、鉄またはフェライトのコアが必要になる。第3に、インダクタ L は、極めて大きい飽和電流を備えなければならない。飽和を生じることなく、大電流、及び、結果生じる磁束密度を取り扱うということは、インダクタが鉄心によって構成されることを表している。第4に、伝導放出を最小限に押さえるため、インダクタは、巻線間の寄生容量が可能性のある最小値になるように設計しなければならない。最後に、インダクタのコアは、鉄損を最小限に抑えるように設計すべきである。

10

【 0 0 2 0 】

フィルタ・コンデンサ C は、コンデンサのタイプに影響を及ぼす困難な要求、及び、コンデンサが備えていなければならない定格に従う。フィルタ・コンデンサは、339ボルトを超える連続電圧に耐えることができないし、160アンペアを超えるそれぞれのサージ電流に耐えなければならない。フィルタ・コンデンサは、PWMの各付勢及び消勢毎に、それぞれの大サージ電流にさらされる。コンデンサにおける過度の電力消費及び加熱を回避するため、フィルタ・コンデンサは、極めて小さい同等の直列抵抗 ESR を示すことが望ましい。コンデンサが示すキャパシタンスは、変換器のデューティ・サイクルが変化する際に遭遇する可能性のある周波数範囲全体にわたって、ほぼ一定のままであることも望ましい。これらの要件を満たすため、モータ起動タイプのコンデンサが理想である。このタイプのコンデンサは、その属性を考慮すると、比較的安価であり、市販のACモータ用途において世界中で大量に利用されている。

20

【 0 0 2 1 】

図3の電力制御構成のフィルタ構成要素は、

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{LC} \quad \text{式 4}$$

の固有周波数 ω_0 を備えた共振タンク回路を形成する。

【 0 0 2 2 】

高調波電流の含有量が極めて少ないという所望の利点を得るには、電力フィルタの共振周波数 ω_0 の位置が、できるだけ入力電力周波数 ω_p から離れるようにしなければならない。さらに、電力フィルタ構成要素によって形成される共振回路の励起を回避するため、電源スイッチのスイッチング周波数 ω_s の位置が、電力フィルタの共振周波数からできるだけ離れるようにすることが望ましい。電力フィルタの共振周波数の位置が、入力電力周波数より少なくとも1桁分高く、スイッチング周波数の位置が、電力フィルタの共振周波数より少なくとも1桁分高い場合、提示の電力変換器の構成によって、電力フィルタ・タンクの過度の励起が誘発されないだけでなく、電流高調波に対して極めて有効な制御が施されることになる。フィルタ共振周波数の位置決めに関する判定基準は、次のように表される

30

$$\omega_p < \omega_0 < \omega_s \quad \text{式 5}$$

【 0 0 2 3 】

【 数 2 】

40

$$|j \cdot \omega \cdot L| \ll R_{eff} \ll \left| \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \right| \quad \text{式 6}$$

【 0 0 2 4 】

さらに、AC電源に対してほぼ抵抗性の負荷を加えるためには、式6の判定基準を満たさなければならない。電源周波数50Hzまたは60Hzにおける入力インダクタのインピ

50

ーダンスの大きさは、予測される抵抗負荷よりはるかに小さくならないし、フィルタ・コンデンサのインピーダンスの大きさは、予測される抵抗負荷よりはるかに大きくならない。

【 0 0 2 5 】

電力フィルタのインダクタが、ほぼ AC の半サイクル全体にわたって連続導通する限りにおいて、力率は、変位力率によってほぼ完全に支配される。また、電力フィルタの共振周波数及びフィラメント・スイッチ周波数の位置が十分に離れている限りにおいて、スイッチング電流の高調波による電流歪みは、最小になり、電流歪み率cdfは、ほぼ 1 になる。

【 0 0 2 6 】

力率PFは、一般に、変位力率dpfに電流歪み率cdfを掛けたものから成り、下記のように表される

$$PF = dpf \cdot cdf \quad \text{式 7}$$

ここで、変位力率は、インピーダンス位相角のコサイン、 $\cos(\quad)$ と定義される。

【 0 0 2 7 】

電流歪みがないものと仮定すると、力率は、完全に変位力率によって決まることになり、負荷インピーダンス位相角 から簡単に計算される。従って、力率は、下記のように仮定される：

$$PF = \cos(\quad) \quad \text{式 8}$$

【 0 0 2 8 】

フィルタ・コンデンサの第 1 の通過選択 (pass selection) は、電力の質が劣化し始める極めて低い負荷において実施することができる。まず、70ワットの想定電力レベルで、所望の力率が選択される。

$$PF = \cos(\quad) = 0.99 \quad \text{式 9}$$

従って、

$$= 8.11^\circ \quad \text{式 10}$$

また、70ワットの想定電力に関して、

$$R_{f/df} = R_f / d_f = V^2 / P = 120^2 / 70 = 200 \quad \text{式 11}$$

C の値は、図 4 の助けによって求めることが可能である。回路のインピーダンスは：

【 0 0 2 9 】

【 数 3 】

$$Z = X_L + R_{f/df} \parallel X_c = j\omega L + \frac{R_{f/df}}{j\omega C R_{f/df} + 1} \quad \text{式 12}$$

【 0 0 3 0 】

しかし、インダクタンスの効果は、十分にわずかなものであるため、さしあたっては、排除することが可能である。従って、インピーダンスは、下記のようにして求めることが可能である：

【 0 0 3 1 】

【 数 4 】

$$Z = \frac{R_{f/df}}{j\omega C R_{f/df} + 1} = \frac{R_{f/df}(1 - j\omega C R_{f/df})}{1 + \omega^2 C^2 R_{f/df}^2} = Z \angle \theta = Z [\cos(\theta) + j \sin(\theta)]$$

----- 式 13

【 0 0 3 2 】

従って：

10

20

30

40

50

$$= \tan^{-1} (\text{虚部} / \text{実部}) \quad \text{式 1 4}$$

$$= \tan^{-1} [C R_{f/df}] \quad \text{式 1 5}$$

$$\tan(\quad) = C R_{f/df} \quad \text{式 1 6}$$

ここで、電源の周波数は、60 Hz と仮定される。C について式 1 6 を解くと：

$$C = \tan(\quad) / (R_{f/df}) = 2 \mu F \quad \text{式 1 7}$$

【0033】

フィルタ・インダクタ L の第 1 の通過選択は、任意の負荷で実施することが可能である。

第 1 の通過選択は、特定の共振周波数を選んで実施される。

$$f_0 = 1 / (LC) \quad \text{式 1 8}$$

【0034】

$f_0 = 7.9 \text{ kHz}$ を選択し、インダクタンスを解くと、 $200 \mu H$ のインダクタに関する値が得られる。実際には、インダクタに指定することができる値が大きくなるほど、結果生じるフィルタリングを施された電流は良好になる。しかし、不必要な費用を回避するため、フィルタ・インダクタはできるだけ小さくするのが望ましい。やはり、伝導放出を最小限に抑えるため、インダクタは、巻線間において可能性のある寄生容量が最低になるように設計するのが望ましい。

【0035】

上記値を利用すると、力率は次のようになる：

$$Z = 195.55 - j 29.4127 = 197.745 \angle -8.5^\circ \quad \text{式 1 9}$$

$$PF = \cos(-8.5) = 0.989 \quad \text{式 2 0}$$

【0036】

電源のモデルを R_{eff} に並列に配置することによって、図 4 の有効回路に電源負荷を加えることができる。図 5 には、これが示されている。60 Hz において、変圧器のインピーダンスは、ほぼ純粋に抵抗性である。従って、電源が 35 ワットを引き出すものと仮定すると、

$$R_{SP} = 120^2 / 35 = 411 \quad \text{式 2 1}$$

図 5 のインピーダンスは：

【0037】

【数 5】

$$Z = X_L + R_{f/df} \parallel X_C \parallel R_{SP/ASP} = 134.5 - j13.56 = 135.2 \angle -5.76^\circ \quad \text{式 22}$$

【0038】

そして、力率は：

$$PF = \cos(-5.76) = 0.995 \quad \text{式 2 3}$$

【0039】

生じる可能性のある電流高調波は、LC 電力フィルタ共振周波数から始まる。図 3 の望ましい実施例の場合、第 1 の電流高調波は、50 Hz の AC システムに関して第 158 高調波の近くで始まり、60 Hz の AC システムに関して第 131 高調波から始まる。他の電流高調波は、スイッチ周波数から始まる。スイッチ周波数が 20 kHz の場合、高調波は、50 Hz の AC システムに関して第 400 高調波で始まり、60 Hz の AC システムに関して第 333 高調波から始まる。高調波の開始をこれらの高周波に設定することによって、伝導放出要件を満たすために、任意の高階微分モードまたはコモン・モードの高調波に施すフィルタリングがより容易になり、かつ、より低コストになる。小振幅のより高次の高調波が内容として予測され、コンポーネントの選択が、電源に抵抗負荷を加えるための式 6 の要件を満たしている場合、この電力制御構造によって、広範囲のデューティ・サイクル及び電力レベルにわたって所望のレベルの電力の質、すなわち、力率を備えたシステムが得られる。

【0040】

10

20

30

40

50

指定のPWMスイッチ周波数が20kHzで、電力フィルタ共振周波数とスイッチ周波数との間隔をほぼ1桁にすることが望ましい場合、電力フィルタの共振周波数を数千Hz低くするか、あるいは、スイッチ周波数を数万Hz高くするのが望ましい。電力フィルタ共振周波数が低くなると、より大形で、より高価な入力インダクタか、または、より大形で、より高価なフィルタ・コンデンサが必要になる。典型的なレーザ・プリンタにおいて利用可能な制限されたスペースの場合、フィルタ構成要素の物理的サイズ及びコストの増大は極めて望ましくない。さらに、2μFの指定値をはるかに超えるコンデンサは、フィルタによって引き出されるピーク電流に影響を及ぼし始め、全体として、変換器の力率が、低下することになる。また、デューティ・サイクルが低くなると、AC電源の半サイクル毎に、フィルタ・コンデンサに完全に放電させるのがより困難になり、スイッチング装置のスイッチング損失に影響を及ぼす可能性がある。代替案として、スイッチ周波数を60kHzまたは70kHzにすることも可能であるが、もちろん、電源スイッチは、周波数に左右されるより厳しいスイッチング損失を被り始める。電源スイッチのスイッチング損失が大きくなると、熱の形によるエネルギー損失が追加されて、より積極的な強制空冷が必要になる可能性があり、関連するファンの費用を伴うことになるので、望ましくない。

10

【0041】

高負荷において極めて優れた電力の質を備えることができれば、電力の質が同様に重要ではない低負荷における電力の質的損失が相殺される。もちろん、フィルタ構成要素をさらに最適化すれば、低デューティ・サイクルの場合の負荷インピーダンスをさらに改善することが可能である。フィルタ構成要素の選択をさらに厳正に行えば、この構成によって、100ワット未満から1キロワットを十分に超える範囲にわたる電力レベル、50Hz～60HzにわたるAC電源、及び、90Vrmsから240Vrmsを超える範囲の電源電圧について、AC負荷がほぼ純粋な抵抗性を示すことが可能になる。

20

【0042】

インピーダンスの位相角及び結果生じる力率を再検討すると明らかなように、電力フィルタに上記指定より小さいコンデンサを選択すれば、より低いデューティ・サイクル及び関連する電力レベルにおける力率がさらに向上する。フィルタのキャパシタンスを減少させると、電力フィルタの共振周波数が高くなる。フィルタ共振周波数とスイッチング周波数の適正な離隔を維持するため、フィルタのインダクタンスを増すことによって、電力フィルタのインダクタンスを増す必要がある。必要とされるトレード・オフは、フィルタ構成要素のコストとその物理的サイズとのバランスをとることである。粉末鉄心インダクタのインダクタンスは、その物理的サイズまたはコストへの影響をごくわずかにして、極めて安価に、数百マイクロ・ヘンリだけ増すことが可能である。大きい電力フィルタ・コンデンサのサイズを縮小すると、一般に、その物理的サイズが大幅に縮小されるだけでなく、コストも節約される。従って、フィルタのキャパシタンスを減少させ、フィルタ・インダクタンスを増大させることは、コストの観点及び物理的サイズの観点から有益である。

30

【0043】

次に、望ましい実施例の概略を示した図6を参照する。図3の場合と同様、二次側電源が追加されている。この二次側電源は、融着器の電力電子装置とフィルタ素子(L及びC₁)を共用する。

40

【0044】

PWM213は、D₃とD₄の間の光リンクを介して出力に加えられる過渡負荷に関するフィードバックを受信する。PWM213は、PWM313及び413によって発生する負荷に関係なく、定電圧をV₂に維持しようとする。V₂は、中間電圧であり、さらに、PWM313及び413によって、また、潜在的には、不図示の他のPWMによって、使用電圧まで低下させられる。C₂は、比較的大きいコンデンサであり、ピーク過渡要求時に、エネルギーを供給するエネルギー・リザーバの働きをする。PWM213の応答時間は、約50msに制限し、ACラインにおける電流高調波の発生を最小限に抑えるのが望ましい。

【0045】

最後に、図7には、本発明を既存の電源に追加するための概略が示されている。当該技術

50

の熟練者には明らかなように、通常のスイッチング電源は、まず、入力ACをDC電源に変換する。PWM（電源150内の）が入力DCを正しいDC出力に変換する。従って、スイッチング電源は、一般に、DC・DC変換器と称される。さらに、一般に、DC・DC変換器は、電源と負荷との間の電气的分離を可能にする。

【0046】

DC入力で動作するように設計された電源は、 C_1 と並列に接続される場合、入力AC電圧の半サイクル毎に、 C_1 の両端間における電圧がゼロまたはその近くまで降下するので、適正に機能しなくなる可能性がある。電子写真システムに現在取り付けられている電源の中には、入力電圧が最小レベルより降下すると、誤動作を生じるものもある。

【0047】

図7に示すように、 D_2 、 L_2 、及び、 C_3 を追加することによって、電源150は、DC入力を受ける。 D_2 は、 C_3 が R_f に向かって逆放電しないようにし、同時に、ともかく C_1 の両端間における電圧が C_3 より高い場合には、 C_3 が充電できるようにする。要するに、 D_2 、 L_2 、及び、 C_3 の組み合わせは、半波整流器である。電力フィルタ・インダクタが、ACのほぼ半サイクル全体にわたって、連続して導通するものと仮定すると、 C_1 の両端間における電圧は、正弦半波となり、 D_2 は半サイクル毎に導通可能になる。融着器の加熱素子 R_f が、PWM113によってスイッチされて、回路に組み込まれる時間、オブションの L_2 によって、 D_2 は強制的に導通状態にとどまることになり、この結果、伝導放出及び放射性放出が最小限に抑えられる。

【0048】

以上の説明及び実施例は、全て、電源が融着システムと並列に配置されることを想定したものである。図8の実施例に示されるように、本発明を利用して、全て、「フロント・エンド」（ D_1 、 L 、及び、 C_1 ）を共用する、複数電源を並列化することが可能である。すなわち、PWM214、 D_{22} 、及び、 C_{22} から構成される第2の電源が、融着システムに取って代わっている。実効抵抗は、 $R_{SP2/dSP2}$ と $R_{SP/dSP}$ の並列組み合わせに等しい。当該技術の熟練者には明らかなように、融着システムをそのままに使用することもできるし、また、任意の数の電源を追加することも可能である。

【0049】

本発明の望ましい実施例について例示し、その形態について解説してきたが、当該技術の熟練者にはすぐ明らかになるように、さまざまな修正を加えることが可能である。

【0050】

以上、本発明の実施例について詳述したが、以下、本発明の各実施態様の例を示す。

【0051】

[実施態様1]

電源（ D_1 ）と、

前記電源（ D_1 ）に接続されたインダクタ（ L ）と、

前記インダクタ（ L ）と前記電源（ D_1 ）に接続されたコンデンサ（ C_1 ）と、

前記インダクタ（ L ）に接続された第1の素子（ R_{SP2} ）と、

前記第1の素子（ R_{SP2} ）と前記電源（ D_1 ）に接続された第1のスイッチ（214）と、

前記第1のスイッチ（214）に接続されて、該第1のスイッチ（214）を切ったり、入れたりすることによって、前記第1の素子（ R_{SP2} ）から前記第1の出力を発生する第1のコントローラ手段（214）と、

前記インダクタ（ L ）に接続された第2の素子（ R_{SP} ）と、

前記第2の素子（ R_{SP} ）と前記電源（ D_1 ）に接続された第2のスイッチ（213）と、

前記第2のスイッチ（213）に接続されて、前記第2のスイッチ（213）を切ったり、入れたりすることによって、前記第2の素子（ R_{SP} ）から前記第2の出力を発生する第2のコントローラ手段（213）と、

を備えて成る、第1、第2の出力を発生する回路。

【0052】

[実施態様2]

前記第 1 の素子 (R_{SP2}) が加熱素子 (R_f) であることと、
 前記第 2 の素子 (R_{SP}) が、一次側と二次側とを備えた変圧器であり、該一次側は前記第 2 のスイッチ (213) と前記電源 (D_1) とに接続されていること、
 を特徴とする、実施態様 1 に記載の回路。

【0053】

[実施態様 3]

前記変圧器の二次側に接続されたダイオード (D_2) と、
 前記ダイオード (D_2) と前記変圧器の前記二次側とに接続された第 2 のコンデンサ (C_2) と、
 をさらに備えて成る、実施態様 2 に記載の回路。

10

【0054】

[実施態様 4]

加熱素子 (R_f) を所望の温度まで加熱し、周期的に電圧変動を生じる電源から出力を発生するための回路であって、

前記電源に接続された整流器 (D_1) と、

前記整流器 (D_1) と前記加熱素子 (R_f) とに接続されたインダクタ (L) と、

前記インダクタ (L) と前記整流器 (D_1) とに接続されたコンデンサ (C_1) と、

前記加熱素子 (R_f) と前記整流器 (D_1) とに接続された第 1 のスイッチ (113) と、

前記第 1 のスイッチ (113) に接続されて、該第 1 のスイッチ (113) を切ったり、
 入れたりすることによって、前記加熱素子 (R_f) を前記所望の温度まで加熱する第 1 のコ
 ントローラ手段 (113) と、

20

前記インダクタ (L) に接続された素子 (R_{SP}) と、

前記素子 (R_{SP}) と前記整流器 (D_1) とに接続された第 2 のスイッチ (213) と、

前記第 2 のスイッチ (213) に接続されて、前記第 2 のスイッチ (213) を切ったり、
 入れたりすることによって、前記素子 (R_{SP}) から出力を発生する第 2 のコントローラ
 手段 (213) と、
 を備えて成る回路。

【0055】

[実施態様 5]

前記加熱素子 (R_f) の温度を検知する手段 (113) をさらに備えて成り、前記第 1 のコ
 ントローラ手段 (113) が、前記検知手段 (D_4 、 D_3) に基づいて、前記第 1 のスイッ
 チ (113) を切ったり、入れたりすることの特徴とする、
 実施態様 4 に記載の回路。

30

【0056】

[実施態様 6]

加熱素子 (R_f) を所望の温度まで加熱し、周期的に電圧変動を生じる電源から出力を発生するための回路であって、

前記加熱素子 (R_f) の温度を検知するための手段 (113) と、

前記出力の電圧を検知するための手段 (D_4 、 D_3) と、

前記電源に接続された整流器 (D_1) と、

40

前記整流器 (D_1) と前記加熱素子 (R_f) とに接続されたインダクタ (L) と、

前記インダクタ (L) と前記整流器 (D_1) とに接続されたコンデンサ (C_1) と、

前記加熱素子 (R_f) と前記整流器 (D_1) とに接続された第 1 のスイッチ (113、M) と

、
 前記第 1 のスイッチ (113、M) と前記温度の前記検知手段 (113) とに接続されて、
 前記所望の温度と前記温度との間の誤差を示す温度誤差指示を発生し、前記温度誤差指
 示を利用して、前記第 1 のスイッチ (113、M) を切ったり、入れたりすることによっ
 て、前記加熱素子 (R_f) を前記所望の温度まで加熱する第 1 のコントローラ手段 (113
 、110) と、

前記インダクタ (L) に接続された素子 (R_{SP}) と、

50

前記素子 (R_{SP}) と前記整流器 (D_1) とに接続された第 2 のスイッチ (213) と、
前記第 2 のスイッチと前記電圧の前記検知手段とに接続されて、所望の電圧と前記電圧の
間の誤差を示す電圧誤差指示を発生し、前記電圧誤差指示を利用して、前記第 2 のスイッ
チを切ったり、入れたりすることによって、前記素子から前記出力を発生する第 2 のコン
トローラ手段と、
を備えて成る回路。

【0057】

[実施態様 7]

前記電源が第 1 の周波数で動作し、

前記インダクタ (L) と前記コンデンサ (C_1) とが、前記第 1 の周波数を超える共振周
波数を備え、

前記第 1 のコントローラ手段 (113) が、前記共振周波数を超える第 1 の PWM 周波数
で前記第 1 のスイッチ (113) にパルス幅変調を施し、

前記第 2 のコントローラ手段 (213) が、前記共振周波数を超える第 2 の PWM 周波数
で前記第 2 のスイッチ (213) にパルス幅変調を施す、

ことを特徴とする、実施態様 1、4、または、6 に記載の回路。

【0058】

[実施態様 8]

前記出力の電圧を検知するための手段 (D_4 、 D_3) をさらに備えて成り、前記第 2 のコン
トローラ手段 (213) が、前記検知手段 (D_4 、 D_3) に従って、前記第 2 のスイッチ (213)
を切ったり、入れたりすることを特徴とする、実施態様 7 に記載の回路。

【0059】

[実施態様 9]

前記素子 (R_{SP}) が、一次側と二次側とを備えた変圧器であり、前記一次側は前記第 2 の
スイッチ (213) と前記インダクタ (L) とに接続され、

ダイオード (D_2) が前記変圧器の前記二次側に接続され、

第 2 のコンデンサ (C_2) が、前記ダイオード (D_2) と前記変圧器の前記二次側に接続され
ている、

ことを特徴とする、実施態様 6 または 7 に記載の回路。

【0060】

[実施態様 10]

前記第 2 のコンデンサ (C_2) に接続された少なくとも 1 つの電力変換器 (313、413)
) をさらに備えて成る、実施態様 3、6、または、9 に記載の回路。

【0061】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明を用いることにより、スイッチング電源及び融着システムが
単一の共通 AC 電源を共用することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】融着システムの電子装置を示す概略図である。

【図 2】PWM の単純化された概略図である。

【図 3】本発明による代替実施例の単純化された概略図である。

【図 4】図 1 のモデルを示す図である。

【図 5】図 3 のモデルを示す図である。

【図 6】本発明による望ましい実施例の単純化された概略図である。

【図 7】代替実施例の単純化された実施例を示す図である。

【図 8】代替実施例の単純化された実施例を示す図である。

【符号の説明】

110：コントローラ

113：コントローラ

150：電源

10

20

30

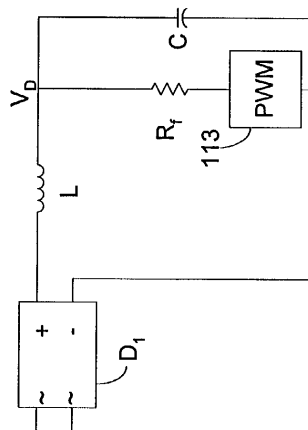
40

50

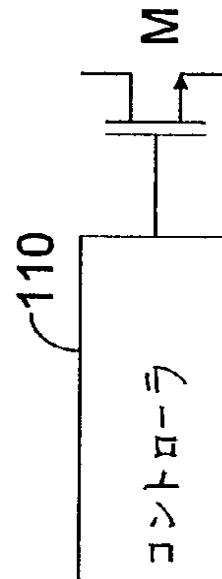
2 1 3 : コントローラ
 3 1 3 : 電力変換器
 4 1 3 : 電力変換器
 C : コンデンサ
 C_1 : コンデンサ
 C_2 : コンデンサ
 C_3 : コンデンサ
 D_1 : 整流器
 D_2 : ダイオード
 D_3 : 検知手段
 D_4 : 検知手段
 L : インダクタ
 L_2 : インダクタ
 R_f : 加熱素子
 R_{SP} : 変圧器

10

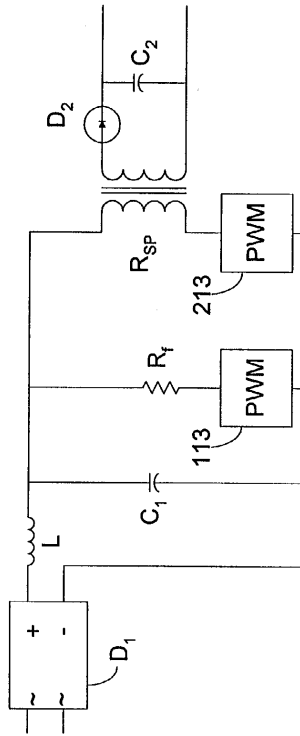
【図 1】



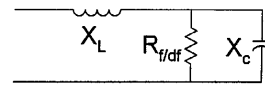
【図 2】



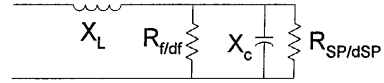
【図 3】



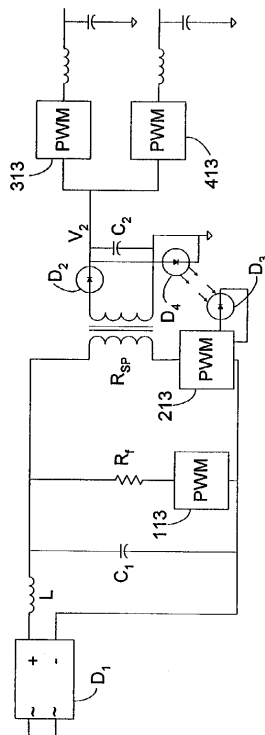
【図 4】



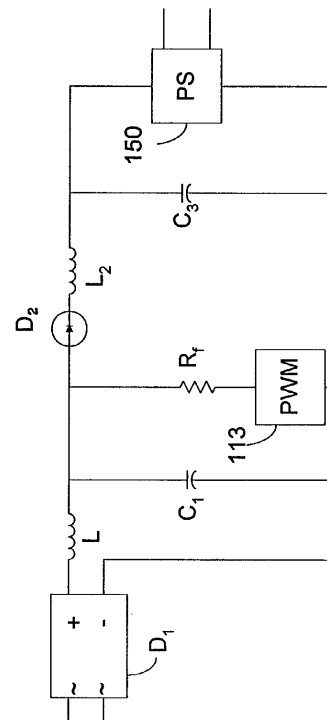
【図 5】



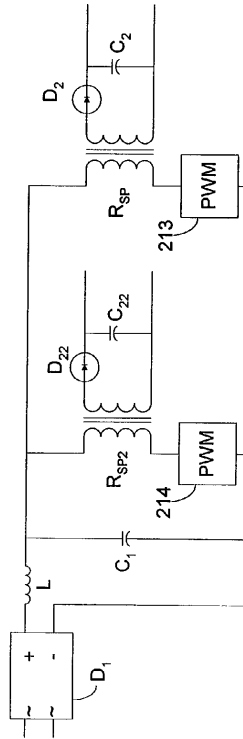
【図 6】



【図 7】



【図 8】



 フロントページの続き

(51)Int.Cl.		F I	
H 0 2 M	1/14	(2006.01)	
		H 0 2 M	3/28 H
		G 0 5 F	1/45 C
		H 0 2 M	1/14

審査官 松本 泰典

(56)参考文献 特開平 0 6 - 1 2 1 5 2 3 (J P , A)
 特開平 0 6 - 2 1 5 8 6 8 (J P , A)
 特開平 0 8 - 0 0 9 6 4 4 (J P , A)
 特開平 0 1 - 2 8 6 7 7 1 (J P , A)
 特開昭 6 3 - 0 7 5 7 7 5 (J P , A)
 特開平 0 1 - 2 1 1 7 7 5 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H02M	7/48
G03G	15/20
G05F	1/45
H02M	1/14
H02M	3/28
H05B	3/00