

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5306338号
(P5306338)

(45) 発行日 平成25年10月2日 (2013. 10. 2)

(24) 登録日 平成25年7月5日 (2013. 7. 5)

(51) Int. Cl.

F I

H05B 6/06 (2006.01)

H05B 6/06 301

H05B 6/10 (2006.01)

H05B 6/06 386

C21D 1/42 (2006.01)

H05B 6/10 371

H05B 6/06 381

H05B 6/06 391

請求項の数 10 (全 17 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2010-512287 (P2010-512287)
 (86) (22) 出願日 平成20年6月9日 (2008. 6. 9)
 (65) 公表番号 特表2010-529639 (P2010-529639A)
 (43) 公表日 平成22年8月26日 (2010. 8. 26)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2008/066353
 (87) 国際公開番号 W02008/154508
 (87) 国際公開日 平成20年12月18日 (2008. 12. 18)
 審査請求日 平成23年5月9日 (2011. 5. 9)
 (31) 優先権主張番号 11/760, 772
 (32) 優先日 平成19年6月10日 (2007. 6. 10)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(73) 特許権者 591029943
 インダクトサーム・コーポレーション
 INDUCTOTHERM CORPOR
 ATION
 アメリカ合衆国08073ニュージャージ
 ー州ランコーカス、ビーオーボックス15
 7、インデル・アベニュー10
 (74) 代理人 110000523
 アクシス国際特許業務法人
 (72) 発明者 クーノ・ヴァイス
 ドイツ連邦共和国デー73734エスリン
 ゲン、リヒテンシュタインヴェーク1

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ワークピースの誘導加熱処理

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ワークピースを誘導加熱するための装置であって、
 パルス幅変調制御を用いた交流出力を有する電源と、
 前記電源の前記交流出力に接続された入力に有するインピーダンス整合器と、
 前記インピーダンス整合器の出力に接続され、交流磁界を発生させるインダクタと、
 前記ワークピースをインダクタ内に移動させ、前記ワークピースの選択された部分を前
 記磁界と磁氣的に結合させる手段と、

前記選択された部分のそれぞれが誘導加熱処理のために前記磁界と結合された場合に、
 前記交流出力の周波数を選択的に調整する手段と、

前記選択された部分のそれぞれが前記誘導加熱処理のために前記磁界と結合され、前記
 交流出力の周波数が調整された場合に、前記交流出力の負荷サイクルを変更することによ
 り、前記交流出力の電力を選択的に調整する手段と、

1 以上の交流電力パラメータ、又は 1 以上のワークピースの電氣的パラメータを検知し
 、検知した 1 以上の交流電力パラメータ、又は 1 以上のワークピースの電氣的パラメータ
 に応答して、アクティブ及び / 又はパッシブなインピーダンス整合器回路部品によりイン
 ピーダンス整合器を調整する手段と

を備えることを特徴とする装置。

【請求項 2】

ワークピースが有する 1 以上の複合的な機構を誘導加熱する方法であって、

少なくとも 1 以上のインダクタに電力供給し、前記 1 以上のインダクタの周囲に交流磁界を発生させ、

前記ワークピースの前記 1 以上の複合的な機構のそれぞれを、前記磁界付近で逐次的に位置決めし、前記位置決めした機構を前記磁界と磁氣的に結合させ、これにより前記位置決めした機構を誘導加熱処理し、

前記電力供給のインピーダンスを前記ワークピースのインピーダンスと整合させ、

前記磁界付近において前記ワークピースの前記 1 以上の複合的な機構のそれぞれを逐次的に位置決めする間に電力の周波数を選択的に変化させ、

前記磁界付近において前記ワークピースの前記 1 以上の複合的な機構のそれぞれを逐次的に位置決めして前記電力の周波数を調整する間に電力の負荷サイクルを変化させることによって、前記電力の大きさを選択的に変動させ、

10

1 以上の交流電力パラメータ、又は 1 以上のワークピースの電氣的パラメータを検知し、及び

検知した 1 以上の交流電力パラメータ、又は 1 以上のワークピースの電氣的パラメータに応答して、アクティブ及び / 又はパッシブなインピーダンス整合器回路部品によりインピーダンス整合器を調整する

ことを含むことを特徴とする方法。

【請求項 3】

ワークピースを誘導加熱するための装置であって、

パルス幅変調制御を用いた交流出力を有する電源と、

20

前記電源の前記交流出力に接続された入力に有するインピーダンス整合器と、

前記ワークピースの周囲に位置決めされ、前記インピーダンス整合器の出力に接続されて交流磁界を発生させるインダクタと、

前記ワークピースの長さ方向に沿って前記インダクタ内を動かし、前記ワークピースの選択された部分を前記磁界と磁氣的に結合する手段と、

前記選択された部分のそれぞれが誘導加熱処理のために前記磁界と結合された場合に前記交流出力の前記周波数を選択的に調整する手段と、

前記選択された部分のそれぞれが誘導加熱処理のために前記磁界と結合され、前記交流出力の前記周波数が調整された場合に、前記交流出力の前記負荷サイクルを変化させることにより、前記交流出力の電力を選択的に調整する手段と、

30

1 以上の交流電力パラメータ、又は 1 以上のワークピースの電氣的パラメータを検知し、検知した 1 以上の交流電力パラメータ、又は 1 以上のワークピースの電氣的パラメータに応答して、アクティブ及び / 又はパッシブなインピーダンス整合器回路部品によりインピーダンス整合器を調整する手段と

を備えることを特徴とする装置。

【請求項 4】

1 以上の一連の個別のワークピースを誘導加熱処理するための装置であって、

パルス幅変調制御を用いた交流出力を有する電源と、

前記電源の前記交流出力に接続された入力に有するインピーダンス整合器と、

前記交流出力に接続され、交流磁界を発生させるインダクタと、

40

前記 1 以上の一連の個別のワークピースを前記インダクタ内に移動させ、前記 1 以上の一連の個別のワークピースの進行断面を前記磁界と磁氣的に結合させる手段と、

前記進行断面それぞれのパラメトリックな変化に₁ 応答して誘導加熱処理のために前記進行断面のそれぞれが前記磁界と結合される場合に、前記交流出力の前記周波数を選択的に調整する手段と、

前記進行断面それぞれのパラメトリックな変化に₂ 応答して前記誘導加熱処理のために前記進行断面のそれぞれが前記磁界と結合され、前記交流出力の前記周波数が調整される場合に、前記交流出力の前記負荷サイクルを変化させることにより前記交流出力の電力を選択的に調整するための手段と、

1 以上の交流電力パラメータ、又は 1 以上のワークピースの電氣的パラメータを検知し

50

、検知した 1 以上の交流電力パラメータ、又は 1 以上のワークピースの電氣的パラメータに
応答して、アクティブ及び / 又はパッシブなインピーダンス整合器回路部品によりイン
ピーダンス整合器を調整する手段と
を備えることを特徴とする装置。

【請求項 5】

前記誘導加熱処理のために、前記進行断面のそれぞれが前記磁界と結合される期間を選択的に調整するための手段を更に備える請求項 4 に記載の装置。

【請求項 6】

前記パラメトリックな変化は、前記 1 以上の一連の 個別のワークピースの断面直径を変化させることを含む請求項 4 または 5 に記載の装置。

【請求項 7】

1 以上の一連の 個別のワークピースを誘導加熱処理するための方法であって、
少なくとも 1 以上のインダクタに電力を供給し、前記 1 以上のインダクタの周囲に交流磁界を発生させ、

前記 1 以上の一連の 個別のワークピースを前記インダクタ内に移動させ、前記 1 以上の一連の個別のワークピースの進行断面を磁氣的に結合させて前記進行断面を加熱処理に晒し、

前記電力供給のインピーダンスを前記 1 以上の一連の 個別のワークピースのインピーダンスと整合させ、

前記磁界付近で前記進行断面のそれぞれが逐次的に位置決めされる場合に前記電力の周波数を選択的に変化させ、

前記 1 以上の一連の 個別のワークピースの 1 の進行断面のそれぞれが前記磁界付近で逐次的に位置決めされて前記電力の周波数が調整される場合に、前記電力の負荷サイクルを変化させることにより、前記電力の大きさを選択的に変動させ、

1 以上の交流電力パラメータ、又は 1 以上のワークピースの電氣的パラメータを検知し、及び

検知した 1 以上の交流電力パラメータ、又は 1 以上のワークピースの電氣的パラメータに
応答して、アクティブ及び / 又はパッシブなインピーダンス整合器回路部品によりイン
ピーダンス整合器を調整する

ことを含むことを特徴とする方法。

【請求項 8】

前記 1 以上の進行断面のそれぞれが前記磁界に誘導的に結合されるための加熱処理時間を選択的に変動させるステップを更に含む請求項 7 に記載の方法。

【請求項 9】

前記誘導加熱処理が、表面熱処理、断面浸透熱処理又は接着加熱処理である請求項 7 または 8 に記載の方法。

【請求項 10】

連続的な又は個別のワークピースを誘導加熱処理するための装置であって、
直流入力及び交流出力を有するインバータと、
前記交流出力に接続され、交流磁界を発生させるインダクタと、
前記連続的な又は個別のワークピースを前記インダクタ内に移動させ、前記連続的な又は個別のワークピースの進行断面を前記磁界と磁氣的に結合させるための手段と、

前記進行断面それぞれのパラメトリックな変化に応答して誘導加熱処理のために前記進行断面のそれぞれが前記磁界に結合される場合に前記交流出力の周波数を選択的に調整するための手段と、

前記進行断面それぞれのパラメトリックな変化に応答して前記誘導加熱処理のために前記進行断面のそれぞれが前記磁界に結合され、前記交流出力の周波数を選択的に調整される場合に、前記インバータの前記直流入力の振幅を変化させることにより、前記交流出力の電力を選択的に調整するための手段と
を備えることを特徴とする装置。

10

20

30

40

50

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、連続又は個別（ディスクリット）のワークピースの誘導加熱処理に関し、ワークピースの誘導加熱処理を制御するために、パルス幅変調制御または振幅制御を用いた誘導加熱処理に関する。

【背景技術】

【0002】

ドライブシャフト等の細長いワークピースは、ワークピースの選択された機構を加熱処理する必要がある。例えば、ピニオンギア等の第1の機構がドライブシャフトの一端に配置され、自在継ぎ手等の第2の機構が他端に配置される。ギア及び継ぎ手は、異なる物理的構造を有しており、これらの部品を金属硬化させるためには、異なる加熱処理パターンを必要とする。更に、加熱処理した機構は、その機構の材料中の金属ストレスを緩和するために、熱処理後に焼き戻しをする必要がある場合がある。

【0003】

ワークピース、及びワークピースの機構群を加熱処理するための1つの方法は、電磁誘導スキャン（又はプログレッシブ）加熱処理法によるものである。他の設備としてワークピースが動かずに1以上のスキャンインダクタ（コイル）がワークピースの長手方向に沿って動くものもあるかもしれないが、このプロセスでは、一般に、ワークピースが1以上のスキャンインダクタを通過する。インダクタの周囲に磁界を発生させるために、交流電力がスキャンインダクタに印加される。ワークピースを誘導加熱するために、（電氣的・時期的に力を及ぼす）場がワークピースに磁氣的に結合（カップリング）される。スキャンインダクタへの交流電力は、ワークピースがインダクタを通過する際に変化する。例えば、米国特許第3,743,808号は、瞬間電力と瞬間速度とを既知のエネルギー分布プロファイルと比較することにより、誘導電力及び/又はスキャンインダクタのスキャン速度を制御すること教示している。ワークピースがインダクタを通過する速度（スキャン速度）は、磁界と結合したワークピースの断面における加熱度合いを制御するために用いられる。

【0004】

ワークピースの誘導加熱の侵入深さ（誘起電流の侵入深さ）は以下の式から算出され得る。

【数1】

$$\delta = 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu F}}$$

【0005】

ここで、 δ はメーター値、 ρ はワークピースのオーム計による電気抵抗値、 μ はワークピースの相対透磁率、 F は供給される誘導電力のヘルツ周波数値である。つまり、透過深さは、印加された電流の周波数の平方根に反比例する。仮に、ワークピースが、浅い浸透深さ（例えば2.5mm）に加熱する必要がある第1の機構と、より深い浸透深さ（例えば4.5mm）に加熱する必要がある第2の機構との、2つの機構を有している場合は、従来法では、出力周波数を例えば10,000ヘルツに固定したインバータを用いて浅い浸透深さへの加熱を行う。上記式によれば、ワークピースの第2の機構へのより深い浸透深さへの加熱を行うには、インバータの出力周波数は10,000ヘルツよりも低くすべきであるが、周波数は固定されているので、第2の機構に熱伝導させることにより、より深い加熱を実現するためには、第2の機構へ誘導加熱スキャン速度を遅くしなければならない。更に、スキャン速度を遅くした場合には、第2の機構の表面が過熱されるのを避けるためには、誘導コイルへのインバータの出力電力値を下げなければならない。また、加

熱処理した機構は、その後その応力を減少させるための焼き戻し処理が必要となる。典型的には、まず、必要な浸透深さへ熱処理を行うために、低い電力で高周波数に固定した第1スキャンにより機構を加熱処理し、次いで、低い周波数に固定し第2スキャンで加熱してその機構を焼き戻す。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】米国特許第3743808号明細書

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0007】

本発明の1つの目的は、ワークピースを誘導スキャンするに際し、ワークピースの様々な機構を異なる浸透深さにおいて必要に応じて誘導加熱、及び/又は焼き戻すために、パルス幅変調により、インバータの出力電力レベルを調節しながらインバータの出力周波数を変化させるようにすることである。

【0008】

本発明の他の目的は、最適な誘導加熱を実現するために、浸透深さを制御することにより、電源の出力周波数を制御することである。

【0009】

本発明の他の目的は、ワークピースを様々な度合いで必要に応じて誘導加熱処理及び/又は焼き戻す際に、パルス幅変調又は振幅制御により、インバータの出力電力レベルを調節しながらインバータの出力周波数を変化させるようにすることである。

20

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明は一側面において、スキャンコイルを通過するワークピースの断面の加熱条件に基づいて、スキャン誘導コイルに様々な周波数及び負荷サイクルの交流電力を供給するための装置及び方法である。プロセッサに入力を与えるために、サーボモーター等の位置検出手段を使用することができる。プロセッサは、入力されたワークピースの瞬間位置を、記憶されたワークピース位置の値の表と比較する。各ワークピース位置の値は、その位置で与えられる必要熱エネルギーに相当する周波数、電力レベル及び時間長さと相関を有することができる。本発明の一実施形態では、プロセッサは、低周波時にインバータの電圧パルス幅が減少すると、インバータの出力電力値を低下させてインバータの出力電力値の増大が相殺されるようにするパルス幅変調コマンドを、インバータのスイッチングゲート回路に出力するアルゴリズムを使用する。このアルゴリズムによれば、逆に高周波時にインバータの電圧パルス幅が大きくなると、インバータの出力電力値が増大されてインバータからの出力電力値の減少が相殺される。

30

【0011】

本発明は他の側面において、コイルを通過するワークピースの断面の加熱条件に基づいて誘導コイルに様々な周波数及び負荷サイクルの交流電流又は振幅制御を与えるための装置及び方法である。

40

【0012】

本発明のその他の側面は、本明細書及び付随する請求項に説明されるとおりである。

【0013】

上記の概要は、以下の発明の詳細な説明と同様に、添付の図面とともに読解することにより、より良く理解されるだろう。本発明を説明するために、現在好ましい本発明の典型的な形式は、図面に示されているが、本発明が以下に添付する図面の配置及び手段に限定されるものではない。

【図面の簡単な説明】

【0014】

【図1】本発明のスキャン誘導加熱装置の一例を略示するダイアグラム図である。

50

【図 2】本発明のスキュン誘導加熱装置と共に使用する電源及び負荷回路の一例を略示するダイアグラム図である。

【図 3 a】パルス幅変調を適用してインバータ出力をフルパワーからハーフパワーに変化させるパルス幅変調の適用例の例示図である。

【図 3 b】パルス幅変調を適用してインバータ出力をフルパワーからハーフパワーに変化させた場合の例示図である。

【図 4 a】パルス幅変調を用いない場合の、インバータの周波数出力変化に伴う負荷電流の大きさの変化を表す例示図である。

【図 4 b】パルス幅変調を用いない場合の、インバータの周波数出力変化に伴う負荷電力の大きさの変化を表す例示図である。

10

【図 4 c】パルス幅変調を用いない場合の、インバータの周波数出力変化に伴う負荷抵抗の大きさの変化を表す例示図である。

【図 4 d】パルス幅変調を用いない場合の、インバータの周波数出力変化に伴う負荷回路の Q 係数の変化を表す例示図である。

【図 5 a】パルス幅変調無しでの、インバータの周波数出力を 3, 0 0 0 ヘルツとした場合のインバータの出力電圧と負荷電流との間の関係を表す例示図である。

【図 5 b】パルス幅変調無しでの、インバータの周波数出力を 1 0, 0 0 0 ヘルツとした場合のインバータの出力電圧と負荷電流との間の関係を表す例示図である。

【図 5 c】パルス幅変調無しでの、インバータの周波数出力を 3 0, 0 0 0 ヘルツとした場合のインバータの出力電圧と負荷電流との間の関係を表す例示図である。

20

【図 6】本発明の一実施例の、パルス幅変調を用いるインバータにおける、出力電圧と負荷電流との間の関係を表す例示図である。

【図 7】スキュン中にインバータの出力周波数が変化するに際してスキュン誘導電力を制御するための、本発明の誘導電力制御スキームの一例を略示するフローチャートである。

【図 8】本発明の誘導加熱装置に使用される電源及び負荷回路の他の一例を略示し、インバータの出力と負荷回路との間にインピーダンス整合回路が用いられた場合の構成図である。

【図 9】本発明の誘導加熱装置に用いられる電源及び負荷回路の他の例を略示する構成図である。

【図 1 0】本発明の誘導加熱装置に用いられる電源及び負荷回路の他の例を略示する構成図である。

30

【発明を実施するための形態】

【0 0 1 5】

本発明のスキュン誘導加熱装置の一例を図面に示す。図 1 に示すように、インバータ 1 0 は、バスバーのような好適な導電体を介して単相の交流電力をスキュンインダクタ（コイル）1 2 に供給している。インバータへの直流入力は、任意の直流電源により行うことができる。インダクタは、斯界に既知の、例えばシングルあるいはマルチ型のターンインダクタ、あるいは、一つ以上の交流電源に接続された個別のインダクタのアセンブリとすることができる。ワークピース 1 4 は、ワークピースをインダクタ内に通すための手段、例えば、ワークピースの両端を支えるための延長アーム 1 6 a を持つネジ駆動アッセンブリ 1 6 のような手段により所定の位置に保持される。或いは、ワークピースは動かずにインダクタがワークピースに沿って動くか、又は、ワークピース及びインダクタの双方が組み合わさって協働して移動する態様が用いられてもよい。ワークピースがインダクタ内を通る際に、電気モーター 1 8 のような、ワークピースを回転させるための手段が設けられていてもよい。サーボ機構 2 0 等の位置検出手段は、プロセッサ 2 2 に位置出力信号 2 1 を与える。位置出力信号は、インダクタ内におけるワークピースの断面の Y 座標位置（即ち、インダクタ内の電流流れにより生ずる磁界と有効に結合（カップリング）するワークピースの部分）を示す。

40

【0 0 1 6】

図 8 に示すように、本発明のいくつかの例では、インピーダンス整合器 4 0 がインバー

50

タの出力と負荷回路の間に設けられていてもよい。インバータへの直流入力、図2 或いは他の任意の好適な方法により行われることができる。インピーダンス整合器にはアクティブ、及び/又はパッシブな回路部品を用いることができる。一例としては、これに限られるものではないが、固定比率 (fixed ratio) 変圧器又は単巻変圧器、又はマルチプルタップ及びインバータの出力と負荷回路の間のインピーダンス整合に付加的な柔軟性を与えるためタップ変化装置を有する変圧器又は単巻変圧器を用いることができる。或いはまた、インピーダンス整合器は、負荷変化のインピーダンスに応じて動作インピーダンス整合を得るために、アクティブ型回路部品、又はアクティブ型とパッシブ型を組み合わせた回路部品を用いることができる。例えば、インピーダンスを動的に調整するために、1 以上のインバータ出力電力値 (パラメータ)、及び/又は電気的パラメータが動作インピーダンス整合回路に検知され入力される。インピーダンス整合器 40 は、本発明の任意の別の例と組み合わせて用いてもよい。

10

【0017】

ワークピースは、機構 14a、14b、14c のような 1 以上の機構を有することができ、これら 1 以上の機構は、インダクタを通過する際に、これらの機構を異なる誘導電流浸透深さで加熱処理及び/又は焼き戻しを行う必要が生じ得る。ワークピースのこれらの機構の間の領域には加熱処理が必要であってもよいし不要であってもよい。複合的な機構は、図1 に示すように、離間されるか、あるいは相互に隣り合わせて位置付けられる。

【0018】

プロセッサ 22 は、位置検出手段からの出力信号を処理し、以下に説明するように、誘導コイルに対する入力されたワークピース位置で得られるべき誘導加熱の電力レベル、周波数及び時間長さを決定する。

20

【0019】

図2 は、インバータに直流 (DC) 電力を供給するための一つ方法を例示するものであり、インバータ 10 を用いた AC - DC 電力供給の一例の簡易概略図である。整流器セクション 30 は、ライン A、B、C を介してユーティリティ電源のような好適な電源の交流電力を受ける全波整流器 32 を含む。フィルタセクション 34 は、電流制御装置 (L_{CLR}) と、DC フィルターキャパシタ (C_{FIL}) とを含む。インバータセクション 10 は、4 つのスイッチング装置 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 と、関連する逆並列ダイオード D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 とを夫々含んでいる。各スイッチング装置は、任意の好適な半導体装置、例えば、絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (IGBT) のようなものであって良い。インバータ 10 の出力に接続された負荷回路はスキャンインダクタ ($L_{コイル}$) とワークピース 14 とを含み、ワークピースは、ワークピースがインダクタに対して相対的に移動する際にインダクタの周囲に発生する磁界とカップリングする領域又は機構を有する。ワークピースとスキャンインダクタ ($R_{コイル}$) の抵抗は、負荷抵抗 ($R_{負荷}$) を含む。

30

【0020】

図3 (a) には、電圧パルス幅を変調しない、図2 に示すブリッジインバータの代表的な出力電圧波形 (全電圧出力) が例示される。第1 時間 T_1 ではスイッチング装置 S_1 及び S_4 が導通され、オーバーラップしない第2 時間 T_1 ではスイッチング装置 S_2 及び S_3 が導通され、例示した $1/2 T_1$ に等しい周波数での全出力電圧波形が生成される。図3 (b) には、ブリッジインバータの、50 パーセント負荷サイクル () での代表的な出力電圧波形 (半電圧出力) が例示される。各スイッチング装置は、図3 (a) における時間周期と同じ時間 T_1 の間継続して導通されるが、スイッチング装置 S_3 及び S_4 の導通時間は、例示した全出力電圧の半分を発生させるために、半分時間 (即ち、負荷サイクルが 50 パーセントに等しい) だけ先行する。こうすることで、各半分時間毎に負荷がショートする。スイッチング装置 S_3 及び S_4 の導通時間のオーバーラップ部分の長さを変化させることが負荷サイクルの値を変化させる結果になる。電力は供給電圧の二乗に比例することから、インダクタに付加される電力も負荷サイクルの変化に従い変化する。本発明では、負荷サイクルを変化させて電圧 (電力) の大きさを調節する間の時間 T_1 を変化させることで、可変周波数制御を達成する。

40

50

【 0 0 2 1 】

本発明のパルス幅変調制御を用いずに出力周波数を変化させた場合の電源の出力特性上の特性を、特定のワークピースの基準負荷回路と共に例示する。電圧 6 3 5 ボルト ($V_{出力}$)、周波数 (f_0) 1 0 , 0 0 0 ヘルツで電力出力値が 1 0 0 , 0 0 0 ワット ($P(f_0)$) であるインバータでの基準負荷回路特性が設定される：

$L_0 = 30 \times 10^{-6} \text{ H}$ (インバータ負荷のインダクタンス値)

$R_0 = 0.4$ (インバータ負荷の抵抗値)

$Q_0 = (2 \cdot f_0 \cdot L_0) / R_0 = 4.712$ (負荷回路の Q 係数)

【 0 0 2 2 】

基準ピーク負荷電流 I_0 は、以下の式 (1) から 7 7 2 . 4 5 アンペアと算出され得る

10

【数 2】

$$I_0 = \frac{V_{出力}}{R_0} \bullet (1 - e^{\frac{-R_0}{2L_0 \cdot f_0}}) \quad \dots \dots \dots (1)$$

【 0 0 2 3 】

図 4 (a) に、インバータの出力周波数 f の増大に伴うインダクタ電流 $I(f)$ の減少を、基準電流に対して標準化して例示する。 $I(f)$ は以下の式 (2) から求められる：

20

【 0 0 2 4 】

【数 3】

$$I(f) = \frac{V_{出力}}{R_0 \sqrt{\frac{f}{f_0}}} \bullet (1 - e^{\frac{-R_0}{2L_0 \sqrt{f \cdot f_0}}}) \quad \dots \dots \dots (2)$$

【 0 0 2 5 】

30

図 4 (b) に、インバータの出力周波数 f の増大に伴う誘導加熱電力 $P(f)$ の減少を、基準電流に対して標準化して例示する。 $P(f)$ は以下の式 (3) から求められる：

【 0 0 2 6 】

【数 4】

$$P(f) = \frac{V_{出力}^2}{2R_0 \sqrt{\frac{f}{f_0}}} \bullet (1 - e^{\frac{-R_0}{2L_0 \sqrt{f \cdot f_0}}})^2 \quad \dots \dots \dots (3)$$

40

【 0 0 2 7 】

図 4 (c) に、インバータの出力周波数 f の増大に伴う負荷抵抗値 $R(f)$ の増大を、基準電流に対して標準化して例示する。 $R(f)$ は以下の式 (4) から求められる：

【 0 0 2 8 】

【数 5】

$$R(f) = R_0 \bullet \sqrt{\frac{f}{f_0}} \quad \dots \dots \dots (4)$$

【 0 0 2 9 】

50

図 4 (d) に、インバータの出力周波数 f の増大に伴う負荷回路の Q 係数の増大を例示する。 Q 係数は以下の式 (5) から求められる：

【 0 0 3 0 】

【 数 6 】

$$Q(f) = Q_0 \cdot \sqrt{\frac{f}{f_0}} \quad \dots\dots\dots (5)$$

【 0 0 3 1 】

図 5 (a) ~ 図 5 (c) に、本発明のパルス幅変調制御を用いない特定例での、図 4 (a) ~ 図 4 (d) に示す関係を一般化して例示する。図 5 (c) は、パルス幅変調制御を用いずに全電力及び周波数 3 0 , 0 0 0 ヘルツで動作するインバータの電圧及び電流の各出力を図示する。

10

【 0 0 3 2 】

図 5 (a) ではインバータの出力周波数が 3 , 0 0 0 ヘルツに落とされ、電流 (及び電力) 出力値が、パルス幅変調制御を用いることなく相対的に高められている。本発明ではインバータ出力のパルス幅変調制御は、比較的大きな負荷サイクルを使用してインバータの電力出力値を下げるために使用されることができる。

【 0 0 3 3 】

図 5 (b) では、インバータの出力周波数は 1 0 , 0 0 0 ヘルツであり、電力出力値は、パルス幅変調制御を用いない、出力周波数 3 , 0 0 0 ヘルツ時のそれよりも小さいが、尚、図 5 (c) に示すインバータの定格全電力 (電流) よりも大きい。本発明では、出力周波数 3 , 0 0 0 ヘルツ時に使用するそれよりも低い負荷サイクルと共にインバータ出力のパルス幅変調制御を使用して、インバータの電力出力値を定格値あるいはそれ以下に維持することができる。

20

【 0 0 3 4 】

一般に、本発明では、パルス幅変調制御は、インバータの任意の運転周波数における出力電力値を、このパルス幅変調制御を使用しない場合に生じ得る出力電力値から変化させるために使用される。一般に、負荷サイクルは、周波数が減少するに従い減少し、かくしてインバータの出力電力値を低下させ、また、負荷サイクルは、周波数が増大するに従い増大してインバータの出力電力値を増大させる。

30

【 0 0 3 5 】

図 6 に、パルス幅変調制御を使用する場合の負荷電流の特性を例示する。インバータの出力電圧値がゼロではない場合、負荷電流 $I_{\text{負荷}}$ は以下の式 (6) から求められる：

【 0 0 3 6 】

【 数 7 】

$$I_{\text{負荷}} = \frac{V_{\text{出力}}}{R_{\text{負荷}}} \left(1 - e^{-\frac{R_{\text{負荷}}}{L_{\text{負荷}}} \cdot t} \right) \quad \dots\dots\dots (6)$$

40

【 0 0 3 7 】

インバータの出力電圧値がゼロの場合は負荷電流は以下の式 (7) から求められる：

【 0 0 3 8 】

【 数 8 】

$$I_{\text{負荷}} = I_{\text{初期値}} \cdot e^{-\frac{R_{\text{負荷}}}{L_{\text{負荷}}} \cdot t} \quad \dots\dots\dots (7)$$

50

【 0 0 3 9 】

ここで、 $I_{初期値}$ はインバータ出力電圧値がゼロに移行した場合の電流の大きさである。

【 0 0 4 0 】

図 6 から、負荷サイクルが短い程、出力電圧値がゼロとなって負荷電流値が降下する以前の負荷電流（及び電力）のピーク値が小さくなることが分かる。逆に、負荷サイクルが長くなると、出力電圧値がゼロになって負荷電流が降下する以前の負荷電流（及び電力）のピーク値は大きくなる。

【 0 0 4 1 】

図 7 に、本発明のスキュン誘導加熱法の非限定例としての簡易フローチャートを示す。このフローチャートに示される各ルーチンは好適なハードウェアと共に実施され得るコンピュータソフトウェアにおいて実行され得る。ルーチン 100 では、インダクタ 12 内のワークピース位置を表すワークピース（WP）スキュン座標値（Y）が入力される。ルーチン 102 では、Y 座標位置での誘導加熱のための電力（ P_Y ）、周波数（ F_Y ）及び時間（ T_Y ）の各値が入力される。これらの値は、装置を使用するワークピースの実証試験によって確立した値に基づく、例えばルックアップテーブルとして記憶装置に予め記憶しておくことができる。あるいは、スキュン誘導装置のオペレーターがこれらの値を手動入力しても良いし、あるいはその他の方法を用いて、ワークピースをそれぞれの位置で誘導加熱処理するために必要な周波数、電力レベル、また、使用するのであれば可変時間、の各値を決定することができる。ルーチン 104 では、以下の式（8）で得られるインバータ出力値に対する必要な負荷サイクル（ DC_Y ）を計算する。

【 0 0 4 2 】

【 数 9 】

$$\text{負荷サイクル（パーセント）} = [P_Y / P(F_Y)] \times 100 \quad \dots (8)$$

【 0 0 4 3 】

$P(F_Y)$ は、誘導加熱処理する実際のワークピースから決定した好適な基準負荷回路を使用して式（3）から求められる。

【 0 0 4 4 】

ルーチン 106 では電源のスイッチング装置の切替を制御して、所望の出力周波数と負荷サイクルとを達成する。この非限定例では、ルーチン 106 がインバータのスイッチング装置のためのゲート回路に、必要な周波数 F_Y 及び負荷サイクル DC_Y を達成するためのゲートインバータ制御信号を出力する。ルーチン 108 では、実測した出力電力値が設定電力値 P_Y であるかを決定する。実測した出力電力値は好適な検出装置を使用して入力されることができる。もし実測電力値が要求設定電力値と等値ではない場合は、負荷サイクルがルーチン 110 において適宜調節され、次いでルーチン 108 が繰り返される。もし実測電力値が要求設定電力値と等値の場合は、ルーチン 112 において、設定時間 T_Y が過ぎていないかどうかチェックされる。もし設定時間を過ぎていない場合はルーチン 108 が繰り返される。もし設定時間を過ぎていない場合はルーチン 114 においてワークピース位置決め用システムに対して制御信号が出力され、ワークピースを次の誘導加熱処理のための増分位置に前進させ、ルーチン 100 に戻る。本発明の別の実施例では各 Y 座標位置での誘導加熱時間はインダクタ内でのワークピースのすべての位置において同じであり、この構成上、周波数変化に従う周波数制御及び負荷サイクル制御は、ワークピースの各位置がインダクタを通して一定速度で段階的に進むに従い、これらの各位置を誘導加熱するために使用される。

【 0 0 4 5 】

本発明の他の実施例では、インダクタを通り抜けるワークピースの移動及び位置、例えば、誘導スキュン装置が多数の同じワークピースを逐次的に誘導加熱処理する場所、が予め決定され得る。この構成では、ワークピースの各位置における電力、周波数、時間、負

荷サイクルの設定値が、本発明のワークピース及び誘導スキャン装置を使用した実証試験によって予め決定され、その装置で熱処理される連続する同一のワークピースのそれぞれに対してこれら設定値の任意のものあるいはすべてのものをさらに入力又は計算することなく誘導加熱処理が実行される。インダクタ内のワークピースの部分或いは機構の増分的位置調整あるいは逐次的位置調整は、ワークピースあるいはインダクタ、あるいは双方の組み合わせが、連続的に移動して見えるように細かく、微細に、あるいは段階的に移動して見えるように粗く、不連続に段階的に動くことで達成され得る。ここで、「選択された部分」、「複合的な機構」、「位置」とは、インダクタ内に配置したワークピースの、様々な周波数及び負荷サイクルで誘導加熱処理する各セクションを説明するために使用されるが、本発明には、そうした各部分、機構あるいは位置がインダクタを通過する間に周波数及びまたは負荷サイクルを変化させることが含まれる。即ち、ワークピースの各部分、機構あるいは位置は、それらがインダクタを通過する間に可変の周波数及び負荷サイクルを使用して加熱処理され得る。

10

【0046】

本発明の別の実施例では、パルス幅変調制御は、インバータの出力周波数値がワークピースの所定の位置で変化する場合に、インバータの電力出力値を制御するため、例えば、ワークピースの機構の加熱処理及び焼き戻しを達成させるために使用される。ワークピースに含まれる機構の逐次的な加熱処理は、ワークピースに位置決めされる順番で実施することに限定されるものではない。例えば、図1のワークピース14を参照するに、機構14a、14b、14cはインダクタ12を通してこの順で逐次的に位置決めされ、加熱処理され得る。あるいは、例えば機構14a、14c、14bの順で逐次的に位置決め及び加熱処理することもできる。

20

【0047】

本発明の他の実施例に係るパルス幅変調制御は、ここで開示するように、インバータの周波数が変化する場合に、インバータの電力出力を制御し、様々なタイプの誘導加熱処理における様々な種類のワークピースに対する誘導加熱効果を最適化するために使用される。誘導加熱処理とは、例えば、以下に限られるものではないが、表面熱処理、コア加熱を完了するまでの様々な浸透深さによる浸透熱処理、又は、ワークピースの表面に塗布された塗料を誘導加熱により接着させる等の物質付加熱処理等を含む。ワークピースは、連続的なワークピース、例えば、様々な寸法を有するストリップ、ワイヤ又は管状であってもよく、これらは中空でもソリッド（中身が詰まっている）であってもよい。或いは、ワークピースは、個別（ディスクリット）のワークピース、例えば、ソリッド部分、管状部分、長方形又は正方形のブロック、或いは金属構造又はワークピースの特性を変化させるために全体又は部分誘導加熱を必要とする他の任意の形状であってもよい。または、コーティング、ろう付け又は拡散等により元のワークピースに物質を塗布したものであってもよい。

30

【0048】

連続的なワークピースの例としては、これに限られるものではないが、ワイヤを、インバータの出力に接続された1以上のインダクタ内に、直接的に又はインピーダンス整合器を介して送り込むことができる。以下に限られるものではないが、1以上のインダクタにワイヤを送り込むための好適な装置、例えば、1以上のインダクタの一端に設けた供給リールと、1以上のインダクタの他端に設けた動力駆動の巻き取り式のリールを設けることができる。1以上のインダクタ内を通過する各進行断面に対する熱処理の好ましい形態を得るためにインバータの周波数を変化させる場合に、インバータの出力を制御するためにパルス幅変調制御が用いられる間、連続的なワイヤは、1以上のインダクタ内を通過する連続的なワークピースの断面の連続的進行として表すことができる。さらに、本発明の他の実施例では、ワークピースの1以上のパラメータ、これは以下に限られるものではないが、例えば、進行断面における望ましい誘導加熱処理を達成するために、断面直径が基準（公称断面）から逸脱するに従ってパルス幅変調制御及び周波数を制御する場合に、公称断面直径から外れるものを検知することができるよう、ワイヤの各進行断面の断面直径

40

50

を動的（同時）に検知し、利用することができる。この方法により、ワークピースの進行断面の直径が基準値から外れた場合であっても、均一な誘導加熱表面温度に維持することができる。進行断面の断面直径の検知は、例えば、ワイヤの周囲に好適に位置調整されたレーザ照準アレイによって行うことができる。断面直径は、ワークピースの１つのパラメトリックな変化の典型であり、本発明のパルス幅変調制御及び周波数の調整によって検出することができる。更に、１以上のインダクタ内を移動するワイヤの速度は、時間を調整することによって変わり、進行断面のそれぞれは、各進行断面の望ましい誘導加熱処理を達成するために、１以上のインダクタを流れる電流により発生する磁場にカップリングされる。本発明の他の実施例では、１以上の誘導コイルは、ワークピースの動きと独立に又は一緒に、ワークピースの長さ方向に沿って移動することができる。

10

【００４９】

個別（ディスクリート）のワークピースとしては、上述した連続的なワークピースの加熱処理と似た手順で各独立的なワークピースの各進行断面の加熱処理を行う際に、一連の個別のワークピースが好適な運搬装置によって１以上の誘導コイル内に供給されることができる。他の応用例では、個別のワークピースは１以上の誘導コイル内にそれぞれ個々に供給されるか、ワークピースを動かさずに１以上のコイルをワークピースの長さ方向に沿って動かすことができるか、或いは、ワークピースと１以上の誘導コイルの双方の協調運動により行うことができる。

【００５０】

本発明の他の実施例では、振幅制御単独又は上述したパルス幅変調制御との組み合わせが、任意の運転周波数におけるインバータの出力電力を、振幅制御単独或いはパルス幅変調制御と組み合わせない場合の出力電力から、変化させるために用いることができる。

20

【００５１】

振幅制御を達成するための１つの方法を、図９の簡略化した構成図に表す。インバータ１０からの可変の周波数出力と組み合わせたインバータ出力振幅制御を提供するために、アクティブスイッチング素子を制御することにより整流器の直流出力電圧の振幅（インバータ１０への入力）変化させることができるように、整流器３２ａは、例えばシリコン制御整流器等のアクティブスイッチング素子３３ａ～３３ｆにより構成されている。

【００５２】

或いは、図１０に示す非制限的な例であるチョップレギュレータ回路４２によって表されるチョップレギュレータが、任意の運転周波数においてインバータの出力電圧を振幅制御しない場合から変化させるために、調整された直流電力をインバータ１０の入力に与えるために用いることができる。

30

【００５３】

或いは、振幅制御は、本発明の上述の任意の実施例におけるパルス幅変調制御と取り替えることができる。

【００５４】

上記の実施例は、説明を目的として提供するものであり、本発明を限定する事項として構成されるものではない。本発明は、様々な実施形態によって記載したが、ここで用いられる用語は、用語の限定よりもむしろ記述的及び例示的な用語であることを理解されたい。本発明は、特定の手段、物質及び実施形態を参照して説明したが、本発明はここに開示される特定物に限定されることを意図するものではなく、むしろ、本発明は、添付された請求項の技術的範囲内において機能上等価な構造、方法及び使用に拡張されるものである。当業者は、この明細書の示唆の利益を得てそこから様々な変形例を生じさせることができ、本発明の範囲及び趣旨から逸脱することなく変更を行うことができる。

40

【符号の説明】

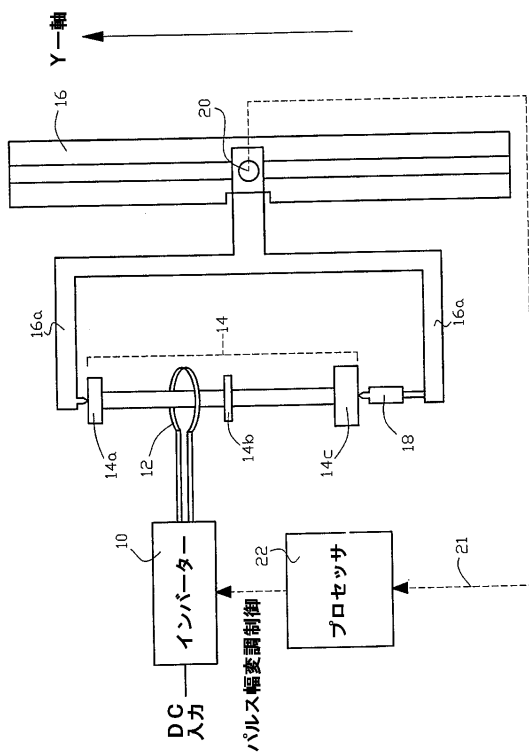
【００５５】

- １０ インバーター
- １２ スキャンインダクタ
- １４ ワークピース

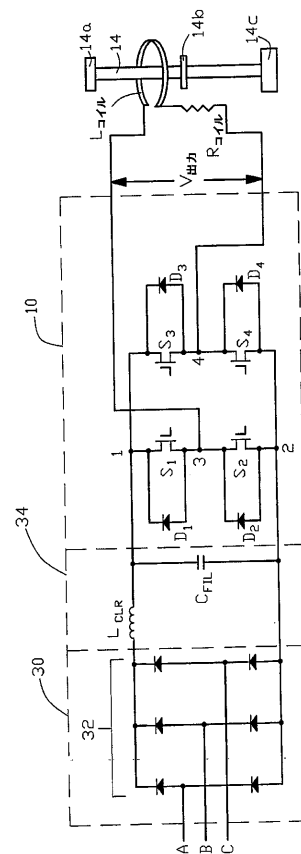
50

- 16 ネジ駆動アセンブリ
- 18 電気モーター
- 20 サーボ機構
- 21 位置出力信号
- 22 プロセッサ

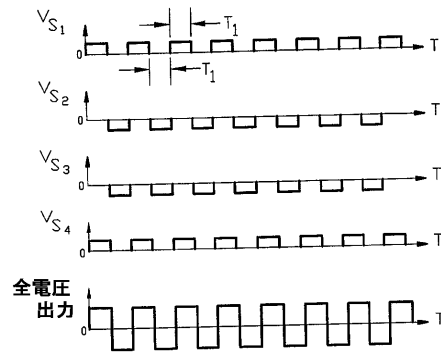
【図1】



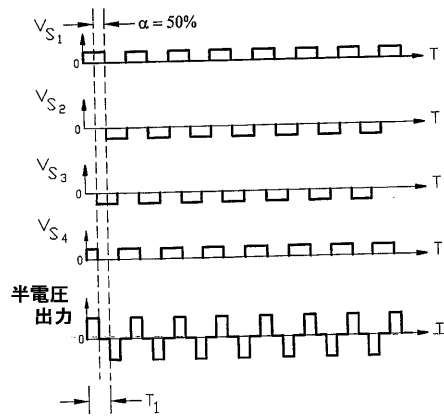
【図2】



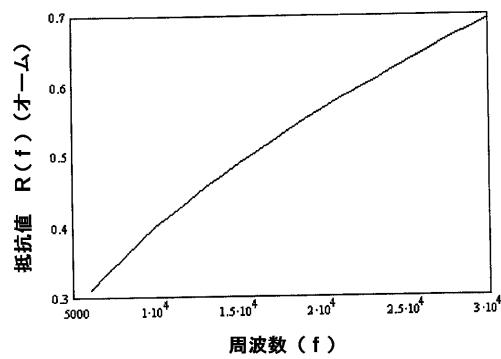
【図 3 a】



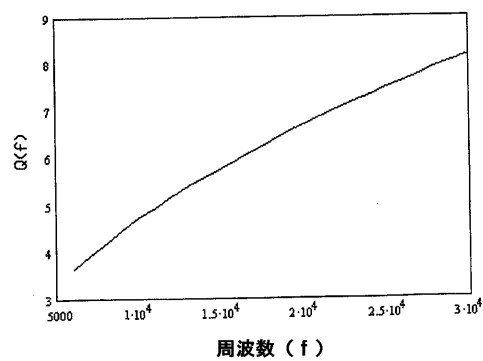
【図 3 b】



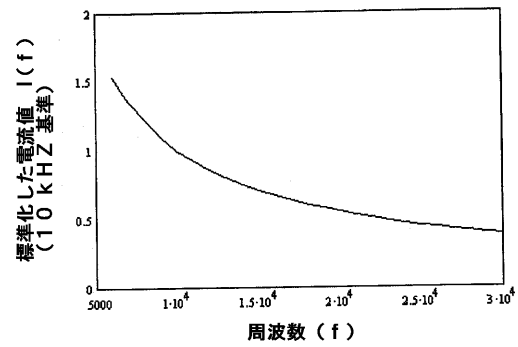
【図 4 c】



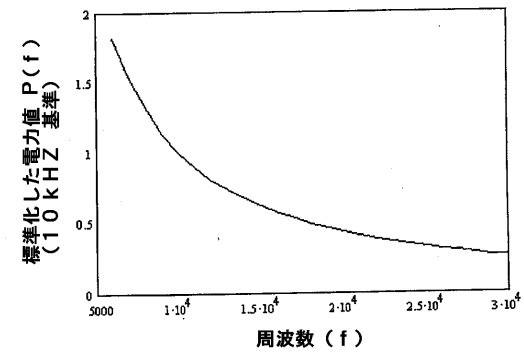
【図 4 d】



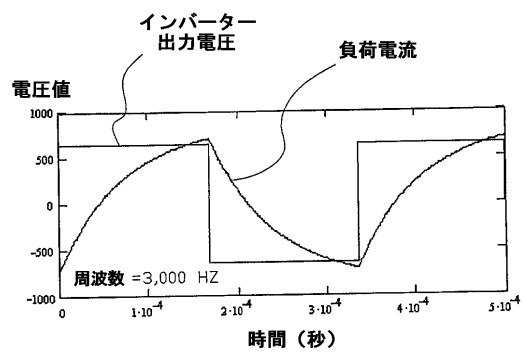
【図 4 a】



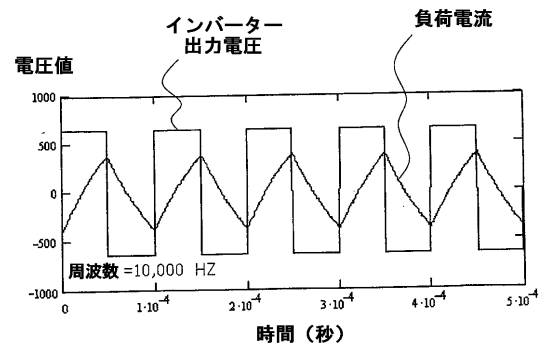
【図 4 b】



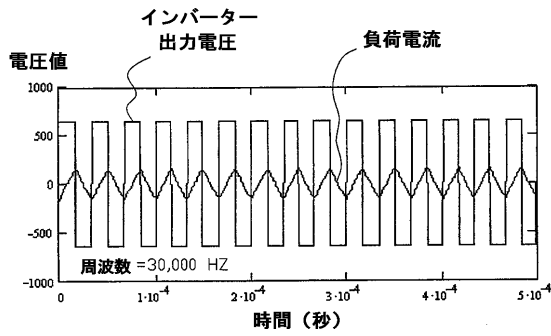
【図 5 a】



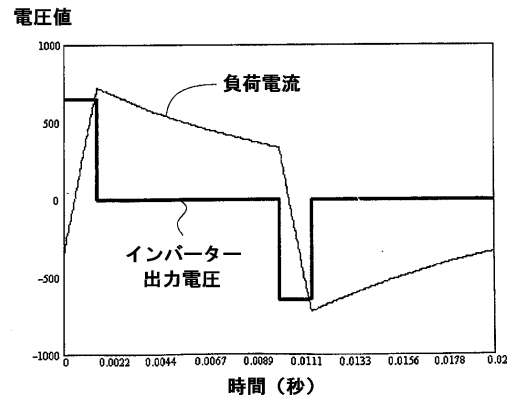
【図 5 b】



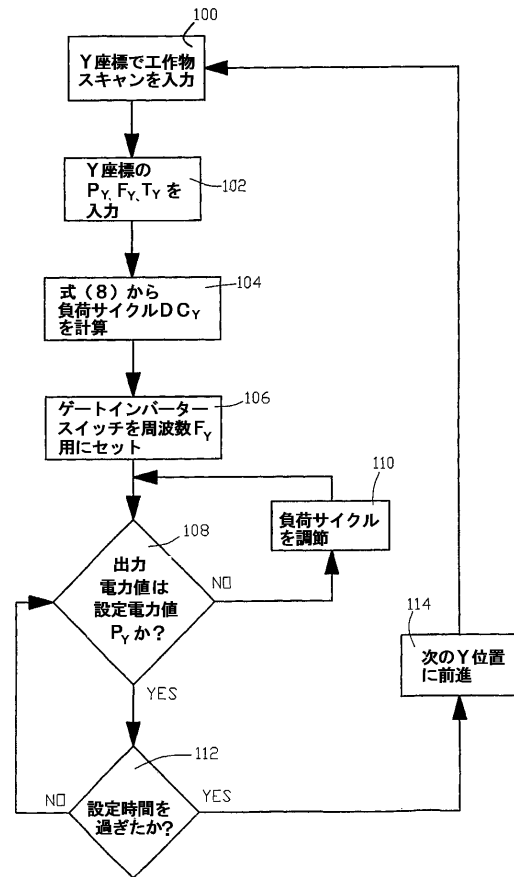
【図 5 c】



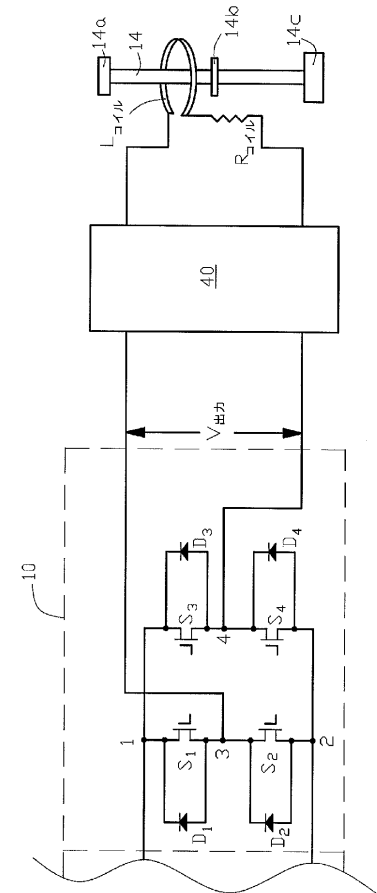
【図 6】



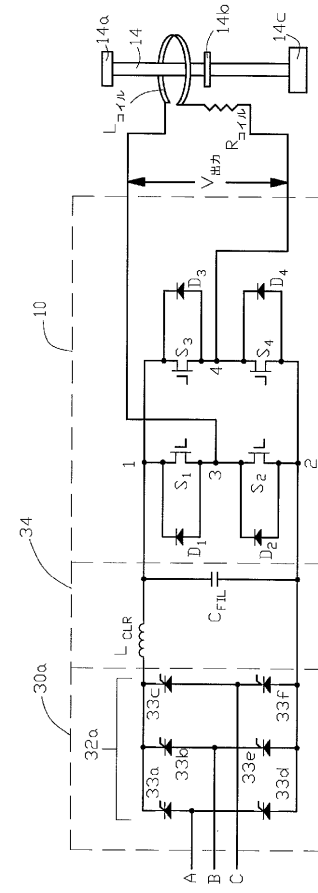
【図 7】



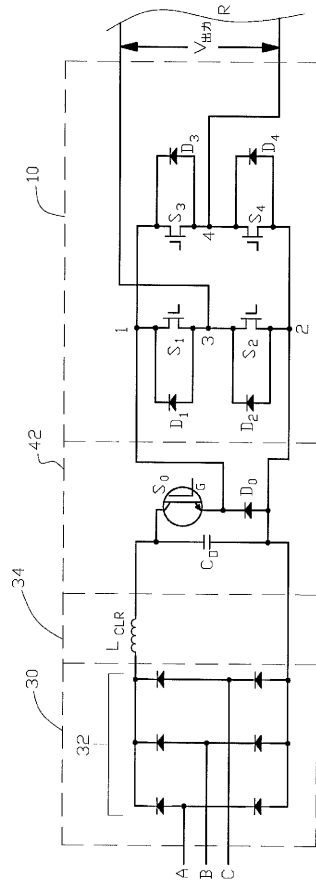
【図 8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
C 2 1 D 1/42 T

(72)発明者 オーレグ・エス・フィッシュマン
アメリカ合衆国19002ペンシルベニア州メイプル・グレン、サルジョン・コート1

審査官 土屋 正志

(56)参考文献 特開2003-217805(JP,A)
特表2008-519401(JP,A)
国際公開第2006/050089(WO,A2)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H 0 5 B 6 / 0 6
C 2 1 D 1 / 4 2
H 0 5 B 6 / 1 0