

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4142549号
(P4142549)

(45) 発行日 平成20年9月3日 (2008.9.3)

(24) 登録日 平成20年6月20日 (2008.6.20)

(51) Int.Cl.

F I

H05B 6/68 (2006.01)

H05B 6/68 320Z

H05B 6/66 (2006.01)

H05B 6/66 B

請求項の数 9 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2003-356615 (P2003-356615)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成15年10月16日 (2003.10.16)		松下電器産業株式会社
(65) 公開番号	特開2005-123026 (P2005-123026A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成17年5月12日 (2005.5.12)	(74) 代理人	100105647
審査請求日	平成18年3月9日 (2006.3.9)		弁理士 小栗 昌平
前置審査		(74) 代理人	100108589
			弁理士 市川 利光
		(74) 代理人	100119552
			弁理士 橋本 公秀
		(72) 発明者	守屋 英明
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
		(72) 発明者	末永 治雄
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高周波加熱装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源と、2個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの1次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、かつ前記共振回路の一端は前記直列回路の midpoint に、他端は前記直流電源の一端に接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を交互にオン/オフさせるとともにそれぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフする期間をつくる駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしている期間をスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、前記可変デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させることを特徴とする高周波加熱装置。

10

【請求項 2】

直流電源と、2個の半導体スイッチング素子からなる直列回路の2組と、リーケージトランスの1次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記2組の直列回路はそれぞれ前記直流電源に並列に接続し、前記共振回路の一端は前記一方の直列回路の midpoint に、他端は他方の直列回路の midpoint に接続されると共に、前記一方の直列回路の midpoint と前記直流電源の正極側との間に接続される半導体スイッチング素子と、前記他方の直列回路の midpoint と前記直流電源の負極側との間に接続される半導体スイッチング素子とを対とすること

20

で構成される二つの半導体スイッチング素子の対をそれぞれ同タイミングで交互にオン／オフさせるとともにすべての半導体スイッチング素子が同時にオフする期間をつくる駆動手段と、前記リーケージトランスの２次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、すべての半導体スイッチング素子が同時にオフしている期間をスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、前記可変デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させることを特徴とする高周波加熱装置。

【請求項３】

直流電源と、２個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの１次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、前記共振回路は前記半導体スイッチング素子の一方に並列接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を交互にオン／オフさせるとともにそれぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフする期間をつくる駆動手段と、前記リーケージトランスの２次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしている期間をスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、前記可変デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させることを特徴とする高周波加熱装置。

【請求項４】

前記可変デッドタイム作成回路は、所定のスイッチング周波数以下の領域において、デッドタイムを一定またはスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを微増させることを特徴とする請求項３記載の高周波加熱装置。

【請求項５】

前記可変デッドタイム作成回路は、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることを特徴とする請求項４記載の高周波加熱装置。

【請求項６】

所定のスイッチング周波数以下での前記デッドタイムの一定値または微増値が可変であることを特徴とする請求項４記載の高周波加熱装置。

【請求項７】

所定のスイッチング周波数以上での前記デッドタイムの急増値が可変であることを特徴とする請求項５記載の高周波加熱装置。

【請求項８】

所定のスイッチング周波数の値が可変であることを特徴とする請求項４又は５記載の高周波加熱装置。

【請求項９】

前記可変デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを階段状に増加させるものであることを特徴とする請求項１～３のいずれか１項記載の高周波加熱装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は、電子レンジなどのようにマグネトロンを用いた高周波加熱に関するものであり、特にそのインバータ回路に関するものである。

【背景技術】

【０００２】

高周波加熱装置に搭載されている従来の電源は重たくて、かつ大きいものであったので、その小型、軽量化が望まれてきた。このため、電源のスイッチング化による小型、軽量、低コスト化が現在の様々な分野で積極的に進められてきた。マグネトロンで発生されるマイクロ波により食品を調理する高周波加熱装置では、マグネトロンを駆動するための電

10

20

30

40

50

源の小型化、軽量化が要求され、スイッチング化されたインバータ回路により実現された。

【 0 0 0 3 】

このうち、特に、本発明が対象としている高周波インバータ回路は、2石でブリッジのアームを構成したスイッチング素子を用いた共振型回路方式のものである（例えば、特許文献1参照）。

【特許文献1】特開2000-58252号公報

【 0 0 0 4 】

1石型のトランジスタインバータ（オン・オフの幅制御）であれば、トランジスタのコレクタ・エミッタ間の耐圧1000ボルト程度あるものを使う必要があるが、2石ブリッジ構成にすると、トランジスタのコレクタ・エミッタ間の耐圧はあまり必要としなくなる。したがってブリッジ構成にすると、トランジスタのコレクタ・エミッタ間の耐圧は600V位でよいので、安価なトランジスタを使用することができるので有利である。この種のインバータにおいては、インダクタンスLとキャパシタンスCで共振回路を構成しており、そして共振周波数 f_0 をピークとした図1のような共振特性を持っている。

【 0 0 0 5 】

図1は本発明に係るインバータ共振回路に一定電圧を印加した場合の電流対使用周波数特性を示す線図である。

周波数 f_0 がインバータ回路のLC共振回路の共振周波数で、この周波数 f_0 より上の周波数範囲 $f_1 \sim f_3$ の電流・周波数特性曲線I1を使用している。

共振周波数 f_0 の時に電流I1は最大で、周波数範囲が f_1 から f_3 へ高くなってゆくにしたがって電流I1は減少する。周波数範囲 $f_1 \sim f_3$ のうち、低周波になるほど共振周波数に近づくので電流I1は増加し、したがって、リーケージトランスの2次側に流れる電流は大きくなる。逆に、周波数が高くなるほど共振周波数から遠ざかるので、リーケージトランスの2次側に流れる電流は小さくなる。非線形負荷である電子レンジを動作させるインバータ回路にあっては、この周波数を変えることにより出力を変えている。

マグネトロンの非線形負荷を使用する電子レンジは、後述するように入力される電源が商用電源のような交流の場合、スイッチング周波数を変化させている。

それぞれの高周波出力においても90度および270度付近が最も高い周波数になるが、例えば電子レンジを200Wで使用する場合は f_3 近傍に、500Wの場合はそれより低く、1000Wの場合はさらに低い周波数になる。当然であるが、入力電力または入力電流制御を行っているので、商用電源電圧、マグネトロン温度等の変化により、この周波数は変化している。

また、前記電源位相の0度および180度付近は、高電圧を印加しないと高周波発振しないマグネトロンの特性に合わせて、共振電流が大きくなる共振周波数 f_0 近傍の f_1 近傍に設定することで商用電源電圧に対するマグネトロン印加電圧の昇圧比を高め、マグネトロンから電波が発せられる商用電源の位相幅を広くする設定にしている。

【 0 0 0 6 】

図2は特許文献1に記載の2石ブリッジのスイッチング素子で駆動する共振型高周波加熱装置の1例を示している。図2において、高周波加熱装置は、直流電源1、リーケージトランス2、第1の半導体スイッチング素子6、第1のコンデンサ4、第2のコンデンサ5、第3のコンデンサ（平滑コンデンサ）13、第2の半導体スイッチング素子7、駆動部8、全波倍電圧整流回路10、およびマグネトロン11とから構成されている。

直流電源1は商用電源を全波整流して直流電圧VDCを、第2のコンデンサ5とリーケージトランス2の1次巻線3との直列回路に印加する。第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング7とは直列に接続され、リーケージトランス2の1次巻線3と第2のコンデンサ5との直列回路は第2の半導体スイッチング素子7に並列に接続されている。

【 0 0 0 7 】

第1のコンデンサ4は第2の半導体スイッチング7に並列に接続されている。リーケー

10

20

30

40

50

ジトランス 2 の 2 次巻線 9 で発生した高電圧出力は、全波倍電圧整流回路 10 で直流の高電圧に変換されてマグネトロン 11 のアノード - カソード間に印加されている。リーケージトランス 2 の 3 次巻線 12 は、マグネトロン 11 のカソードに電流を供給する。

【0008】

第 1 の半導体スイッチング素子 6 は、IGBT と、それに並列に接続されるフライホイールダイオードとから構成されている。第 2 の半導体スイッチング素子 7 も同様に IGBT とダイオードとから構成されている。

当然であるが、前記第 1、第 2 の半導体スイッチング素子 6, 7 はこの種類に限定されるものではなく、サイリスタ、GTO スwitching 素子等を用いることもできる。

【0009】

駆動部 8 は、その内部に第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 の駆動信号をつくるための発振部を有し、この発振部で所定周波数とデューティの信号が発生され、第 1 の半導体スイッチング素子 6 に駆動信号を与えている。

第 1 および第 2 の半導体スイッチング素子 6, 7 は交互に、また後述するデッドタイム作成手段により、第 1 および第 2 の半導体スイッチング素子 6, 7 が共にオフしている期間、すなわちデッドタイムを設けて駆動される。

このデッドタイムの詳細は後述するが、第 1 あるいは第 2 の半導体スイッチング素子 6, 7 の一方がターンオフした直後は、他方の半導体スイッチング素子の両端電圧は高いので、この時点でターンオンさせるとスパイク状の過大電流が流れ、不要な損失、ノイズが発生する。デッドタイムにより、この両端電圧が約 0 V に減少するまでターンオンが遅れるので、前記損失、ノイズが防止される。当然、逆の切り換わり時も同様の働きをする。

【0010】

図 3 は、図 2 の回路が動作する各モードを示している。

また、図 4 は回路中の半導体スイッチング素子等の部品の電圧電流波形図を示している。

図において、(a) モード 1 は第 1 の半導体スイッチング素子 6 に駆動信号が与えられる。このとき電流は直流電源 1 からリーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 を通って流れる。

【0011】

(b) モード 2 では第 1 の半導体スイッチング素子 6 がオフし、1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 を通って流れていた電流は第 1 のコンデンサ 4 に向かって流れ始めると同時に第 1 の半導体スイッチング素子 6 の電圧が上昇する。

【0012】

(c) モード 3 では第 1 のコンデンサ 4 の電圧が VDC から 0 V に向かう。モード 3 では第 1 のコンデンサ 4 の両端電圧が 0 V に達して、第 2 のスイッチング素子 7 を構成するダイオードがオンする。

【0013】

(d) モード 4 では共振により 1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 を通って流れていた電流の向きが反転するようになるので、この時点で第 2 の半導体スイッチング素子 7 がオンしている必要がある。モード 2, 3, 4 の期間は第 1 の半導体スイッチング素子 6 の電圧は直流電源電圧 VDC と同等となる。欧州のように商用電源電圧が実効値 230 V の地域は電圧ピークが $\sqrt{2}$ 倍になるので直流電源電圧 VDC はおよそ 325 V となる。

【0014】

(e) モード 5 では第 2 の半導体スイッチング素子 7 がオフし、第 2 のコンデンサ 5 と 1 次巻線 3 に流れていた電流は第 1 のコンデンサ 4 に向かって流れ始め、第 1 のコンデンサ 4 の電圧が VDC まで上昇する。

【0015】

(f) モード 6 では第 1 のコンデンサ 4 の電圧が VDC に達して、第 1 の半導体スイッチング素子 6 を構成するダイオードがオンする。共振により 1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 を通って流れていた電流の向きが反転するようになり、この時点で第 1 の半導体ス

10

20

30

40

50

ッチング素子 6 をオンしておく必要あり、これがモード 1 となる。モード 6 , 1 の期間は第 2 の半導体スイッチング素子 7 の電圧は直流電源電圧 V_{DC} と同等となる。

この回路構成によれば第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 に印加する電圧の最大値を直流電源電圧 V_{DC} とすることができる。

【 0 0 1 6 】

モード 2 とモード 5 は 1 次巻線 3 からの電流が第 1 のコンデンサ 4 と第 2 のコンデンサ 5 に電流が流れる共振期間である。第 1 のコンデンサ 4 の容量値は第 2 のコンデンサ 5 の容量値の $1 / 10$ 以下に設定しているので、合成容量は、ほぼ第 1 のコンデンサ 4 の容量値に近くなる。この合成容量とリーケージトランス 3 のインピーダンスとで決まる時定数で第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 に印加するモード 3 , 5 における電圧が変化する。この電圧変化が前記した時定数で決まる傾きを持つことにより、第 1 の半導体スイッチング素子のモード 3 におけるオフ時のスイッチング損失が軽減される。

【 0 0 1 7 】

さらに、モード 5 では電圧がゼロになるので第 1 の半導体スイッチング素子のモード 1 におけるオン時は、第 1 の半導体スイッチング素子の印加電圧はゼロであるためオン時のスイッチング損失が低減される。これをゼロ電圧スイッチングと呼び、これらが共振回路方式の特徴であり、本方式はこの特徴を活かし、かつ、半導体スイッチング素子の電圧は直流電源電圧 V_{DC} 以上にはならないという利点がある。第 2 のコンデンサ 5 は図 4 に示すように、その電圧がリップルの少ないものになるように十分大きな容量値に設定している。

【 0 0 1 8 】

ところで、図 2 のように、半導体スイッチング素子 6 と 7 の直列接続回路が直流電源 1 に並列に接続されているような 2 石でアームを構成するインバータ回路においては、半導体スイッチング素子 6 と 7 が交互にオン・オフを繰り返すことで、リーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 に高周波交流を発生させ、その 2 次巻線 9 に高圧高周波を誘導しているのであるが、半導体スイッチング素子 6 と 7 が同時にオンしている期間が一瞬たりともあってはならない。直流電源 1 の短絡が生じるからである。

【 0 0 1 9 】

そこで、従来から、半導体スイッチング素子 6 と 7 の一方の半導体スイッチング素子がターンオフしてから他方の半導体スイッチング素子がターンオンするまでに、半導体スイッチング素子 6 と 7 のどちらもオンとならない期間（デッドタイム（略して DT ））を必ず設けていた。

【 0 0 2 0 】

そこで、デッドタイムについて図 4 を用いて説明する。図 4 は上記各モード 1 ~ 6 における第 1 および第 2 の半導体スイッチング素子 6、7（図 2）と第 1 および第 2 のコンデンサ 4、5 の電圧、電流波形を示している。

（ a ）は上記各モード 1 ~ 6 における第 1 の半導体スイッチング素子 6 の電流波形で、 t_0 時点から導通していた（したがって、（ b ）で半導体スイッチング素子 6 のエミッタ・コレクタ間電圧はゼロ）半導体スイッチング素子 6 がモード 1 の終了時点 t_1 でターンオフ（電流ゼロになる）している。

一方、（ d ）は第 2 の半導体スイッチング素子 7 の電圧波形で、 t_0 時点からオフであった半導体スイッチング素子 7 は、オン信号が加えられるモード 3 の開始時点 t_2 までオフが続く。

したがって、 t_1 時点から t_2 時点までの期間 DT_1 は、第 1 の半導体スイッチング素子 6 および第 2 の半導体スイッチング素子 7 が共にオフとなっている。

この期間 DT_1 がデッドタイムに要求される最小値であり、最大値は t_1 時点から t_3 時点までの期間であり、この範囲内においてデッドタイムが許容される。

同じく、（ c ）のように、第 2 の半導体スイッチング素子 7 が t_4 時点でターンオフ（電流ゼロとなる）してから、（ a ）のように第 1 の半導体スイッチング素子 6 にオン信号

10

20

30

40

50

が加えられるモード6の開始時点 t_5 までの期間 DT_2 がデッドタイムに要求される最小値であり、最大値は t_4 時点から t_6 時点までの期間であり、この範囲内においてデッドタイムが許容される。

【0021】

従来の2石インバータ回路においては、このデッドタイム DT は半導体スイッチング素子6、7のそれぞれのターンオン、ターンオフに重なりが生じない範囲を計算で求めて期間 DT_1 、 DT_2 としており、この値は固定であった。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0022】

ところが電子レンジのインバータ回路の場合、周波数が高い領域で駆動しているときは後述するように、一方の半導体スイッチング素子がターンオフした後、他方の半導体スイッチング素子のエミッターコレクタ間電圧 V_{ce} が0に落ちるまでの時間が長くなる。したがって、上記一方の半導体スイッチング素子がターンオフした後、固定のデッドタイム経過後に上記他方の半導体スイッチング素子にターンオン信号を印加すると、上記他方の半導体スイッチング素子はエミッターコレクタ間電圧 V_{ce} が0に落ちない間にターンオンすることになりスイッチング周波数が高い場合、半導体スイッチング素子に熱損失が発生しうることが判った。すなわち、半導体スイッチング素子がターンオフ中であっても、周波数が高い領域で駆動しているときは時定数が長くなって、半導体スイッチング素子のエミッターコレクタ間電圧 V_{ce} が0に落ちない間に、ターンオン信号が入るから、熱損失が発生し、しかもスパイク電流が発生するのでノイズの発生源となった。

【0023】

この熱損失が発生しノイズの発生する理由を同じく図4を用いて説明する。

(a)において、半導体スイッチング素子6が t_1 時点でターンオフ(電流ゼロになる)しても、(d)で他方の半導体スイッチング素子7の両端の電圧(実線)が0に下がるのに時間 $t_1 - t_2$ を必要としている。したがって、 t_2 時点で他方の半導体スイッチング素子7にターンオン信号が加えられると、半導体スイッチング素子7のエミッターコレクタ間の電圧が0に下がっているのに、半導体スイッチング素子7は電圧からオン(導通)することとなり(これを「ゼロボルトスイッチング」と言う。)、熱損失やノイズの問題は生じない。

【0024】

ところが、 v_{dc} の台形の傾きは共振の強さによって変わる。共振が強い(周波数が低い)と傾きが急で半導体スイッチング素子7の両端の電圧が早くゼロとなるが、共振が弱い(周波数が高くなる)と傾きが緩くなるので、ゼロボルトまで下がるのに時間がかかる。このように周波数が高い領域で駆動しているときは、共振周波数から離れているので、時定数が長くなって、(d)において、他方の半導体スイッチング素子7の両端の電圧(点線で示す)が0に下がるまでの時間が長くなり、時間 $t_1 - t_2$ の間に下がりきらず、時刻 t_2 を過ぎてもまだ所定の電圧(点線Fの V_{t2} を参照)が加わっている。

したがって、通常通り、時点 t_2 で半導体スイッチング素子7にオン信号が加えられると、半導体スイッチング素子7のエミッターコレクタ間に所定の電圧 V_{t2} が加わったままオンするので熱損失が発生した。また、大きな dv/dt の発生による急峻なスパイク電流が流れ、ノイズ源となった。

【0025】

このようなハードスイッチング(電圧又は電流がゼロでなくても強制的に行うスイッチング)が行われても、デッドタイムは確保されているので、電源短絡といったような事故に繋がるものではなく、単にIGBTに熱損失が余分に発生するだけであり、しかしこれらの熱損失はヒートシンクで冷却されるので、これが生じてインバータ動作は正常に続けられた。

また、スパイク電流によるノイズは、大きな問題として取り上げられる値ではなかった。

10

20

30

40

50

このため、従来のインバータ回路においては、ハードスイッチングの弊害については全く問題とされなかった。

【 0 0 2 6 】

本発明は従来問題とされなかったこの問題に着目した点が特徴である。

半導体スイッチング素子に熱損失が余分に発生することは、無駄なエネルギーがそこで費やされることであり、省エネルギーの面から好ましくなく、さらに半導体スイッチング素子の寿命に影響すること、また最近のＩＣ、ＣＰＵの駆動は微小信号化しているので、ノイズの発生は今後問題となる可能性があることから、そこで本発明はこれらの欠点を解決するためになされたものである。

したがって、本発明の目的は、半導体スイッチング素子に熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、半導体スイッチング素子の寿命に悪影響を及ぼさない、かつノイズの発生し難いインバータ回路を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 2 7 】

上記課題を解決するため、請求項 1 記載の高周波加熱装置の発明は、直流電源と、2 個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの 1 次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、かつ前記共振回路の一端は前記直列回路の midpoint に、他端は前記直流電源の一端に接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を交互にオン / オフさせるとともにそれぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフする期間をつくる駆動手段と、前記リーケージトランスの 2 次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしている期間をスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、前記可変デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させることを特徴とする。

請求項 2 記載の高周波加熱装置の発明は、直流電源と、2 個の半導体スイッチング素子からなる直列回路の 2 組と、リーケージトランスの 1 次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記 2 組の直列回路はそれぞれ前記直流電源に並列に接続し、前記共振回路の一端は前記一方の直列回路の midpoint に、他端は他方の直列回路の midpoint に接続されると共に、前記一方の直列回路の midpoint と前記直流電源の正極側との間に接続される半導体スイッチング素子と、前記他方の直列回路の midpoint と前記直流電源の負極側との間に接続される半導体スイッチング素子とを対とすることで構成される二つの半導体スイッチング素子の対をそれぞれ同タイミングで交互にオン・オフさせるとともにすべての半導体スイッチング素子が同時にオフする期間をつくる駆動手段と、前記リーケージトランスの 2 次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、すべての半導体スイッチング素子が同時にオフしている期間をスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、前記可変デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させることを特徴とする。

請求項 3 記載の高周波加熱装置の発明は、直流電源と、2 個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの 1 次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、前記共振回路は前記半導体スイッチング素子の一方に並列接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を交互にオン・オフさせる駆動手段と、前記リーケージトランスの 2 次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしている期間をスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、前記可変デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させることを特徴とする。

請求項 4 記載の発明は、請求項 3 記載の高周波加熱装置において、前記可変デッドタイ

ム作成回路が、所定のスイッチング周波数以下の領域において、デッドタイムを一定またはスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを微増させることを特徴とする。

請求項 5 記載の発明は、請求項 4 記載の高周波加熱装置において、前記可変デッドタイム作成回路が、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることを特徴とする。

請求項 6 記載の発明は、請求項 4 記載の高周波加熱装置において、所定のスイッチング周波数以下での前記デッドタイムの一定値または微増値が可変であることを特徴とする。

請求項 7 記載の発明は、請求項 4 記載の高周波加熱装置において、所定のスイッチング周波数以上での前記デッドタイムの急増値が可変であることを特徴とする。

10

請求項 8 記載の発明は、請求項 4 記載の高周波加熱装置において、所定のスイッチング周波数の値が可変であることを特徴とする。

請求項 9 記載の発明は、請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置において、前記可変デッドタイム作成回路がスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを階段状に増加させるものであることを特徴とする。

【発明の効果】

【0028】

以上のような構成を採ることにより、IGBT に熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、またノイズの発生し難いインバータ回路を得ることが可能となる。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0029】

図 5 は本発明に係る 2 石ブリッジの駆動する高周波加熱装置を示している。

図において、この高周波加熱装置は、直流電源 1、リーケージトランス 2、第 1 の半導体スイッチング素子 6、第 1 のコンデンサ 4、第 2 のコンデンサ 5、第 3 のコンデンサ（平滑コンデンサ）13、第 2 の半導体スイッチング素子 7、駆動部 8、全波倍電圧整流回路 10、およびマグネトロン 11 とで主回路が構成されている。主回路の構成は図 2 と同じであるので、重複説明は省略する。

そして、半導体スイッチング素子 6、7 を制御する制御回路は、入力電流 I_{in} と基準電流 R_{ef} とからその差を求める誤差信号作成回路 21 と、誤差信号作成回路 21 と交流全波信号とから周波数変調信号を作成する周波数変調信号作成回路 22 と、周波数変調信号作成回路 22 から三角波搬送波を作成する発振回路 23 と、デッドタイムをスイッチング周波数の大きさによって変化させる本発明によって設けられた可変デッドタイム作成回路 24 と、発振回路 23 の三角波出力と可変デッドタイム作成回路 24 の V_{Q7C} と V_{Q8C} の各出力から各矩形波を形成する矩形波形成回路 25 と、矩形波形成回路 25 の出力によってスイッチング素子をオン/オフさせるパルスが発生するスイッチング素子駆動回路 26 から構成され、スイッチング素子駆動回路 26 の各出力がスイッチング素子（IGBT）6、7 のゲートに与えられる。

30

【0030】

このようなトランジスタ Q_8 、 Q_7 のコレクタ電圧は、可変デッドタイム作成回路 24 からそれぞれ矩形波形成回路 25 に送られる（図 5）。また、発振回路 23 の三角波出力も矩形波形成回路 25 に送られる。

40

矩形波形成回路 25 はコンパレータ 251、252 の 2 個を有し、コンパレータ 251 の反転入力端子（-）にトランジスタ Q_8 のコレクタ電圧 V_{Q8C} が、コンパレータ 252 の非反転入力端子（+）にトランジスタ Q_7 のコレクタ電圧 V_{Q7C} が与えられ、コンパレータ 251 の非反転入力端子（+）とコンパレータ 252 の反転入力端子（-）に発振回路 23 の三角波出力が与えられる。

各コンパレータ 251、252 は、非反転入力端子（+）の電位が反転入力端子（-）の電位よりも低いときは出力はなく（電位ゼロ）、非反転入力端子（+）の電位が反転入力端子（-）の電位を超えている間は出力を出す（電位ハイ）ようになっている。

50

【 0 0 3 1 】

図 6 はデッドタイムの作成原理を説明する図で、(a) は発振回路 2 3 と可変デッドタイム作成回路 2 4 の各出力と矩形波形成回路 2 5 の出力の関係を説明する図、(b) は周波数が低い範囲では周波数が変わってもデッドタイム D T が変わらない原理を説明する図である。

図 6 において、 t_1 時点より前では、コンパレータ 2 5 2 (図 5 参照) は非反転入力端子 (+) の電位 V_{Q7C} が反転入力端子 (-) の三角波の電位を超えているので半導体スイッチング素子がオンしている (出力 1)。同じ時、コンパレータ 2 5 1 は非反転入力端子 (+) の三角波の電位が反転入力端子 (-) の電位 V_{Q8C} よりも低いので半導体スイッチング素子はオフである (出力 0)。

10

【 0 0 3 2 】

(1) t_1 時点で、コンパレータ 2 5 2 は非反転入力端子 (+) の電位 V_{Q7C} が反転入力端子 (-) の三角波の電位より低くなるので出力 0 となる。

(2) $t_1 \sim t_4$ 、コンパレータ 2 5 2 は出力 0 が続く。

(3) t_2 時点で、コンパレータ 2 5 1 は非反転入力端子 (+) の三角波の電位が反転入力端子 (-) の電位 V_{Q8C} よりも高くなるので出力 1 となる。

(4) $t_2 \sim t_3$ 、コンパレータ 2 5 1 は出力 1 が続く。

(5) t_3 時点で、コンパレータ 2 5 1 は非反転入力端子 (+) の三角波の電位が反転入力端子 (-) の電位 V_{Q8C} よりも低くなるので出力は 0 となる。

(6) t_4 時点で、コンパレータ 2 5 2 は非反転入力端子 (+) の電位 V_{Q7C} が反転入力端子 (-) の三角波の電位より高くなるので出力 1 となる。

20

(7) $t_4 \sim t_5$ で、コンパレータ 2 5 2 は出力 1 が続く。

(8) t_5 時点で、コンパレータ 2 5 2 は非反転入力端子 (+) の電位 V_{Q7C} が反転入力端子 (-) の三角波の電位より低くなるので出力 0 となる。

(9) $t_3 \sim t_6$ 、コンパレータ 2 5 1 は出力 0 が続く。

以下、同様に繰り返す。

【 0 0 3 3 】

コンパレータ 2 5 1 , 2 5 2 の出力はスイッチング素子 (I G B T) 駆動回路 2 6 に与えられて、同じタイミングでスイッチング素子 6、7 がオン、オフされる。

このようにして、スイッチング素子 6、7 が同時にオフとなっている期間 $t_1 \sim t_2$ 、 $t_3 \sim t_4$ 、 $t_5 \sim t_6$ がデッドタイム D T として得られる。

30

【 0 0 3 4 】

従来はデッドタイム D T の期間は周波数如何にかかわらず一定 (固定) であったが、本発明においては、このデッドタイム D T をスイッチング周波数に応じて、所定のスイッチング周波数 f_1 より小さいときはデッドタイム D T は所定の不変値 (または微増値) とし、所定のスイッチング周波数 f_1 より大きいときはデッドタイム D T は増加させることを特徴としている。

【 0 0 3 5 】

そこで、図 6 (b) を用いて、所定のスイッチング周波数 f_1 より小さいときはデッドタイム D T は所定の不変値となる原理を説明する。

40

図で周波数が高い (実線) ときは、図 6 (a) で先に実線の V_{Q8C} と V_{Q7C} と三角波を用いて説明したように、 V_{Q8C} と V_{Q7C} と三角波との間で、電位 V_{Q7C} が三角波の電位より低くなる t_1 時点で出力 0 となり、三角波の電位が電位 V_{Q8C} よりも高くなり出力 1 となる t_2 時点までの間がデッドタイム D T として確保される。

そこで周波数が低くなると点線で示す三角波となり、その傾きは緩くなる。そこで本発明では、同じデッドタイム D T が得られるようにするため、 t_1 時点と t_2 時点からそれぞれ点線で示す三角波に向けて引いた垂線との交点 C 1、C 2 を通る電位 V_{Q7C1} と V_{Q8C1} となるように、各オフセット電圧を決めている。抵抗 R_8 、 R_7 は一定であるので、このようなオフセット電圧となるような電流 I_8 、 I_7 を各抵抗 R_8 、 R_7 に流すようにしている。

50

このようにすることにより、周波数が変化して三角波が実線から点線のように変わったとしても、点線で示す三角波が2つの電位 V_{Q7C1} と V_{Q8C1} を横切る時点 t_1 、 t_2 は同じ時点となるので、デッドタイム D_T は同じになる。

【0036】

以上のような構成を採ることにより、IGBTに熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、またノイズの発生し難いインバータ回路を得ることが可能となる。

【0037】

V_{cc} (ここでは12V) とアースの間に V_{cc} 側から、抵抗 R_{10} 、抵抗 R_8 、抵抗 R_7 、抵抗 R_9 の直列接続回路が設けられ、かつ抵抗 R_{10} と抵抗 R_8 の間にトランジスタ Q_8 がエミッタ側を抵抗 R_{10} に、コレクタ側を抵抗 R_8 にして設けられている。また、抵抗 R_7 と抵抗 R_9 の間にトランジスタ Q_7 がエミッタ側を抵抗 R_9 に、コレクタ側を抵抗 R_7 にして設けられている。抵抗 R_8 と抵抗 R_7 の間には $1/2 V_{cc}$ (ここでは6V) が印加されている。この6Vを中心として、上方の抵抗 R_8 の電圧降下は $I_8 \times R_8$ であり、下方の抵抗 R_7 の電圧降下は $I_7 \times R_7$ である。電流 I_8 および電流 I_7 は周波数によって変えている。これによって、抵抗 R_7 、 R_8 の電圧降下分は周波数によって変化し、その結果、6Vを中心にオフセット電圧 V_{Q8C} と V_{Q7C} が変化する。

トランジスタ Q_8 のベースにはカレントミラー回路を構成するトランジスタ Q_{05} のベース電圧が加えられる。トランジスタ Q_{05} 、 Q_8 の特性が等しく、各抵抗値も等しければ、 $I_6 = I_7 = I_8$ 、 $I_3 = I_4$ 、となる。

ただし、 $I_1 = I_2$ 、 $I_3 = I_4$ 、 $I_6 = (I_7 = I_8)$ に限定されるものではなく、比例関係にあればよい。

なお、 $I_7 = I_8$ は必要である。

【0038】

次に、可変デッドタイム作成回路の動作(すなわち、所定にスイッチング周波数以下のときはデッドタイム D_T を不変(または微増)とし、所定のスイッチング周波数以上のときはデッドタイム D_T を増加させる)について説明する。

【0039】

1) I_3 が流れていない範囲(すなわち、発振周波数が低い範囲)ではデッドタイム D_T が不変(または微増)となる理由:

I_3 が流れていない範囲では、

$I_1 = I_2 = I_5$ 、となり、

また、 $V_{Q5E} = V_{Q6E} = V_{Q7E}$

$I_5 \times R_5 = I_6 \times R_6 = I_7 \times R_9 = I_1 \times R_5$ 、となる。

トランジスタ Q_8 、 Q_7 に流れる電流 I_8 、 I_7 はそれぞれ次のようになる。

$I_8 = I_6 = I_1 \times (R_5 / R_6)$

$I_7 = I_1 \times (R_5 / R_9)$

オフセット電圧 V_{R8} 、 V_{R7} はそれぞれ次のようになる。

$V_{R8} = I_8 \times R_8 = \{ I_1 \times (R_5 / R_6) \} \times R_8$

$= I_1 \times R_5 \times (R_8 / R_6)$

$V_{R7} = I_1 \times R_5 \times (R_7 / R_9)$

V_{Q8C} と V_{Q7C} は、6Vに上記オフセット電圧を加減したものであるから、

$V_{Q8C} = 6V + V_{R8} = 6V + I_1 \times R_5 \times (R_8 / R_6)$

$V_{Q7C} = 6V - V_{R7} = 6V - I_1 \times R_5 \times (R_7 / R_9) \quad \dots (1)$

【0040】

このように、周波数が低い(デッドタイムが一定でよい)範囲での電流 I_8 、 I_7 は三角波の充放電電流 I_1 と比例関係にあるので、三角波の充放電電流 I_1 を何倍かした値で用いることができる。これは図7のようなミラー回路で実現できる。電流 I_5 に対して電流 I_6 と I_8 をある一定の関係に置き、電流 I_6 と I_8 を同じにし、電流 I_5 に対して電流 I_7 をある一定の関係に置いて、電流 I_7 と電流 I_8 は同じにしている。

【 0 0 4 1 】

図 8 は、本発明に係る可変デッドタイム作成回路が有する電流 - 周波数特性を示している。

図において、 I_1 、 I_3 、 I_5 はそれぞれ図 7 のトランジスタ Q_1 、 Q_3 、 Q_5 に流れる電流である。 I_5 は $I_1 + I_3$ である。

周波数が低い f_1 以下においては、電流 I_1 (I_5) は一定 (I_{51}) ないし微増 (I_{52}) となっているが、周波数が f_1 以上の高い範囲においては、周波数 f_1 を変曲点として I_3 が急峻に流れ始めるので、これと I_1 との合計である I_5 は急激に増加する。

【 0 0 4 2 】

以上の V_{Q8C} と V_{Q7C} の式 (1) と図 8 とから判ることは、発振周波数が低い範囲では V_{Q8C} と V_{Q7C} は共に発振回路のコンデンサの充放電電流 I_1 に比例したオフセット電圧が得られるので、図 8 のように充放電電流 I_1 が一定であればデッドタイムは一定になり、また充放電電流 I_1 が微増となればデッドタイムも微増となるということである。

【 0 0 4 3 】

2) これに対して、 I_3 が流れている範囲 (すなわち、発振周波数が高い範囲) ではデッドタイム D_T が変わる。その理由を次に述べる。

図 7 において、発振周波数が低い範囲では電流 $I_3 = 0$ だったが、発振周波数が高い範囲では電流 I_3 を次のようにして流すようにしている。すなわち、発振周波数制御電圧のトランジスタ Q_{02} のエミッタ電位が接点 $D_T A D D$ 点の電位よりも低いときは、端子 $D_T A D D$ に接続されているトランジスタ Q_{03} はオンしない (したがって、電流 I_3 は流れなかった) が、発振周波数制御電圧のトランジスタ Q_{02} のエミッタ電位が端子 $D_T A D D$ 点の電位よりも高くなると、端子 $D_T A D D$ に接続されているトランジスタ Q_{03} はオンするので、電流 I_3 が流れ出す。図 8 において、発振周波数が f_1 より低い領域では電流 I_{51} は一定又は電流 I_{52} は微増であったが、発振周波数が f_1 より高い領域では、それまで 0 であった I_3 が急激に流れ始めるので、 $I_5 = I_1 + I_3$ となる。

I_3 が流れている範囲では、

$$I_5 = I_2 + I_4 = I_1 + I_3$$

$$I_5 \times R_5 = I_6 \times R_6 = I_7 \times R_9 = (I_1 + I_3) \times R_5、となる。$$

したがって、トランジスタ Q_8 、 Q_7 のコレクタ電圧はそれぞれ式 (2) のようになる。

$$V_{Q8C} = 6V + V_{R8} = 6V + (I_1 + I_3) \times R_5 \times (R_8 / R_6)$$

$$V_{Q7C} = 6V - V_{R7} = 6V - (I_1 + I_3) \times R_5 \times (R_7 / R_9)$$

$$\dots\dots (2)$$

(a) の回路において、第 1 のコンデンサ 41，第 2 のコンデンサ 42，の容量設定により、第 3 のコンデンサ 5 を省略した回路においても同様の効果が得られる。

【 0 0 4 4 】

以上の V_{Q8C} と V_{Q7C} の式 (2) と図 8 とから判ることは、 V_{Q8C} と V_{Q7C} は共に電流 I_3 に比例したオフセット電圧が得られ、図 8 のように電流 I_3 が急増すると、トランジスタ Q_8 と Q_7 のコレクタ電位 V_{Q8C} と V_{Q7C} は電流 I_5 ($= I_1 + I_3$) の関数となっているので、電流 I_5 が増加し、これにつれてトランジスタ Q_8 と Q_7 のコレクタ電位 V_{Q8C} と V_{Q7C} は増加する。そして各コレクタ電位 V_{Q8C} と V_{Q7C} が増加すると、図 6 においてコレクタ電位 V_{Q8C} は図示の位置よりも上昇し、 V_{Q7C} は図示の位置よりも降下するので、デッドタイム D_T の開始点である三角波と V_{Q7C} の交点は早くなり、デッドタイム D_T の終了点である三角波と V_{Q8C} の交点は遅くなるため、デッドタイム D_T は図示の幅よりも増加する。

【 0 0 4 5 】

このように、本発明によれば、図 9 (a) のように、所定のスイッチング周波数 f_1 以下でデッドタイム D_T を一定 (または微増) させ、所定のスイッチング周波数 f_1 以上でデッドタイム D_T を急増させているのが特徴である。

【 0 0 4 6 】

10

20

30

40

50

図 9 (b) は図 9 (a) の変形例である。

図 9 (b) の (イ) は図 9 (a) の所定のスイッチング周波数 f_1 以下での前記デッドタイムの一定値または微増値 L_1 を L_{11} 、 L_{12} 、 L_{13} のように可変とし、および所定のスイッチング周波数 f_1 以上でのデッドタイム DT の急増値 L_2 を、 L_{21} 、 L_{22} 、 L_{23} のように可変としている。

これは図 7 の端子 $DTMULTI$ の抵抗 R_5 と抵抗 R_6 の比率を変えることで行える。

すなわち、 $I_5 \times R_5 = I_6 \times R_6$

であるから、 R_5 と R_6 の比を変えれば I_5 と I_6 の比も変わる。 I_6 は I_7 、 I_8 の値を決めているので、 I_5 と I_6 の比が変われば、 I_5 に対する I_7 、 I_8 の値も変わるので、 $6V$ からのオフセット電圧も変わる。よってデッドタイム DT も変わる。このようにすれば、デッドタイム DT は同じ周波数であっても変わることができる。

【 0 0 4 7 】

図 9 (b) の (ロ) は図 9 (a) の所定のスイッチング周波数 f_1 においてデッドタイム勾配を L_{24} 、 L_{25} 、 L_{26} のように可変としている。

この勾配は接点 $DTADD$ の上下の抵抗 R_{31} 、 R_{32} の合成抵抗値で決まる。合成抵抗値が大きいと V_{cc} から流れる電流は余り流れないので、傾きは小さくなり (L_{26})、逆に合成抵抗値が小さいと V_{cc} から流れる電流は多くなり、傾きは大きくなる (L_{24})。すなわち、電流 I_3 が多く流れると、電流 I_7 、 I_8 も多く増えるので、抵抗 R_7 、 R_8 の電圧降下が多くなり、 $6V$ からのオフセット電圧が増える。したがって、トランジスタ Q_8 、 Q_7 のコレクタ電圧は前記式 (2) によって、増加する。

なお、発振周波数が高くなるとデッドタイム DT が狭まる方向に作用するが、オフセット電圧の増加はそれ以上にデッドタイム DT が長くなる方向に働く。

【 0 0 4 8 】

図 9 (b) の (ハ) は図 9 (a) の変曲点となる所定のスイッチング周波数 f_1 を、 f_0 、 f_2 のように可変としている。

この変曲点は端子 $DTADD$ 点の上下の抵抗 R_{31} 、 R_{32} の抵抗比によって変えられる。すなわち、トランジスタ q_{02} のベースに加えられる発振周波数制御電圧がその抵抗比で決まる電圧を超えたら電流 I_3 が流れ始めるので、この抵抗 R_{31} 、 R_{32} の抵抗比が変曲点となる。抵抗 $R_{31} > R_{32}$ であれば抵抗比で決まる電圧は低いので早く電流 I_3 が流れ始める。電流 I_3 が流れると、電流 I_7 、 I_8 も流れるので、抵抗 R_7 、 R_8 の電圧降下が生じ、 $6V$ からのオフセット電圧が増え、したがって、トランジスタ Q_8 、 Q_7 のコレクタ電圧は前記式 (2) によって増加し、デッドタイム DT は早く増加を始める (f_0)。逆に、抵抗 $R_{31} < R_{32}$ であれば抵抗比で決まる電圧は高いので電流 I_3 が流れ始めるまでに時間がかかり、デッドタイム DT の増加は遅く始まる (f_2)。

【 0 0 4 9 】

図 10 はデッドタイム DT の可変の第 2 の実施例である。

図 9 (a) では変曲点となる所定のスイッチング周波数 f_1 を境にデッドタイム DT は、スイッチング周波数 f_1 以下では L_1 のように一定または微増であり、スイッチング周波数 f_1 以上では L_2 のように急増させるものであったが、図 10 では、スイッチング周波数が f_0 、 f_1 、 f_2 、 f_3 と高くなるにしたがってデッドタイム DT をそれぞれ L_3 、 L_4 、 L_5 、 L_6 と階段状に増加させるものである。

このような階段状の構成は、図 9 (b) の (イ) で説明したデッドタイム L_{11} 、 L_{12} 、 L_{13} を作成する手法を採用すればよい。すなわち、図 7 の端子 $DTMULTI$ の抵抗 R_5 と抵抗 R_6 をトランジスタ等の可変抵抗素子で構成し、所定の周波数でその比率を変えるようにすればよい。

【 0 0 5 0 】

図 11 は図 5 の発振回路 23 の 1 例を示している。

発振回路 23 はコンパレータ 231、232 の 2 個を有し、コンパレータ 231 の反転入力端子 $a(-)$ に分圧抵抗 235 の電圧 V_1 が、コンパレータ 232 の非反転入力端子 $b(+)$ に分圧抵抗 236 の電圧 V_2 (ただし、 $V_1 > V_2$) が、コンパレータ 231 の

10

20

30

40

50

非反転入力端子 $b(+)$ とコンパレータ 232 の反転入力端子 $a(-)$ にコンデンサ 234 の電圧が与えられる。

各コンパレータ 231, 232 は、非反転入力端子 $b(+)$ の電位が反転入力端子 $a(-)$ の電位よりも低いときは出力はゼロ、非反転入力端子 $b(+)$ の電位が反転入力端子 $a(-)$ の電位を超えている間は出力 1 を出すようになっている。

【0051】

各オペアンプ 231, 232 の出力は、SR フリップフロップ 233 の S 端子と R 端子に入れられる。SR フリップフロップ 233 の非 Q 端子の出力でコンデンサ 234 の充放電回路が形成される。

そこで、今、図 11 に示すように、コンデンサ 234 の充電回路が形成されていると、コンデンサ 234 の電位が上昇する。このコンデンサ 234 の電位が出力される。これに伴ってコンパレータ 231 の非反転入力端子 $b(+)$ の電位が上昇し、反転入力端子 $a(-)$ の電位 V_1 を超えたとき出力 1 が S 端子に加えられ、非 Q 端子の出力でコンデンサ 234 の放電回路が形成される。以後、コンデンサ 234 の電位が降下し、このコンデンサ 234 の電位が出力される。これに伴ってコンパレータ 232 の非反転入力端子 $b(+)$ の電位が降下し、反転入力端子 $a(-)$ の電位 V_2 以下になったとき出力 1 が R 端子に加えられ、非 Q 端子の出力でコンデンサ 234 の充電回路が形成される。

以上のようにして、コンデンサ 234 の充放電電位が出力され、三角波発振回路 23 が得られる。また、充電電流 I_r の大きさで、三角波の勾配が決まる。

【0052】

なお、本発明に係る 2 石ブリッジの駆動する高周波加熱装置のインバータ回路としては、図 5 で示した高周波加熱装置に限られるものではなく、この他 2 石でブリッジのアームを構成したスイッチング素子を用いた共振型回路方式のインバータ回路であればすべてに適用可能である。

図 12 はこれらのインバータ回路の 3 種を示すものである。

図 12 (a) において、直流電源 1 は商用電源を全波整流して直流電圧 V_{DC} を第 1 のコンデンサ 41 と第 2 のコンデンサ 42 との直列接続回路に、および第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 との直列接続回路に印加する。第 1 のコンデンサ 41 と第 2 のコンデンサ 42 の接続点と第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 の接続点との間にリーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 と第 3 のコンデンサ 5 の直列接続回路が接続されている。第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 の各ベースには、駆動部 8 とからの制御信号が与えられる。そして駆動部 8 の中に、本発明に係る可変デッドタイム作成回路 24 が組み込まれている。なお、リーケージトランス 2 の 2 次側およびマグネトロンは図示省略している。

可変デッドタイム作成回路 24 により、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させ、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることを行っているため、半導体スイッチング素子に熱損失の発生し難い、かつノイズの発生し難いインバータ回路が得られる。

【0053】

図 12 (b) において、直流電源 1 は商用電源を全波整流して直流電圧 V_{DC} をリーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 と第 1 のコンデンサ 5 と第 2 のコンデンサ 43 との直列接続回路に、および第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 との直列接続回路に印加する。第 1 のコンデンサ 5 と第 2 のコンデンサ 43 の接続点と第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 の接続点との間を短絡している。第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 の各ベースには、駆動部 8 とからの制御信号が与えられる。そして駆動部 8 の中に、本発明に係る可変デッドタイム作成回路 24 が組み込まれている。なお、リーケージトランス 2 の 2 次側およびマグネトロンは図示省略している。

可変デッドタイム作成回路 24 により、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させ、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させること

10

20

30

40

50

を行っているので、半導体スイッチング素子に熱損失の発生し難い、かつノイズの発生し難いインバータ回路が得られる。

【 0 0 5 4 】

図 1 2 (c) はフルブリッジ回路を示す回路である。

図において、直流電源 1 は商用電源を全波整流して直流電圧 V_{DC} を第 1 の半導体スイッチング素子 6 1 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 1 との直列接続回路におよび第 3 の半導体スイッチング素子 6 2 と第 4 の半導体スイッチング素子 7 2 との直列接続回路にそれぞれ印加する。第 1 の半導体スイッチング素子 6 1 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 1 の接続点と第 3 の半導体スイッチング素子 6 2 と第 4 の半導体スイッチング素子 7 2 の接続点との間にリーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 と第 3 のコンデンサ 5 の直列接続回路が接続されている。第 3 のコンデンサ 5 は省略することができる。第 1 の半導体スイッチング素子 6 1、第 2 の半導体スイッチング素子 7 1、第 3 の半導体スイッチング素子 6 2、そして第 4 の半導体スイッチング素子 7 2 の各ベースには、駆動部 8 とからの制御信号が与えられる。そして駆動部 8 の中に、本発明に係る可変デッドタイム作成回路 2 4 が組み込まれている。なお、リーケージトランス 2 の 2 次側およびマグネトロンは図示省略している。

10

可変デッドタイム作成回路 2 4 により、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させ、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることを行っているため、半導体スイッチング素子に熱損失の発生し難い、かつノイズの発生し難いインバータ回路が得られる。

20

【 0 0 5 5 】

図 1 3 は本発明に係るインバータ回路の周波数対位相特性を示す線図である。図 1 3 において、電圧の低い位相 0 や 1 8 0 度近傍では周波数を小さくし、位相 9 0 度や 1 8 0 度近傍では周波数を大きくするようにしている。このことにより、電圧の低い位相 0 や 1 8 0 度近傍では周波数を小さくしているため、図 1 の電流対使用周波数特性から出力電流（電圧）は大きくなり、逆に位相 9 0 度や 2 7 0 度近傍では電圧は十分に高いので、周波数を最大にして図 1 の電流対使用周波数特性から出力電流（電圧）を絞っている。その結果、図 1 4 に示すように、位相 0 度 ~ 1 8 0 度（1 8 0 度 ~ 3 6 0 度）に亘って出力電圧は均一に近いものとなる。

【 0 0 5 6 】

これに対して、図 1 3 の周波数対位相特性を点線 F 0 で示す線図のように位相に対して何も変化させない場合は、電圧の低い位相 0 や 1 8 0 度近傍でも周波数は大きいので、図 1 の電流対使用周波数特性から出力電流（電圧）は小さいままであり、その結果、図 1 4 に点線 V 1 で示すように、位相 0 度や 1 8 0 度近傍で十分な電圧が得られないものになってしまう。

30

【 0 0 5 7 】

また、実線 F 1 は直流電源をつくるときの交流電流を C T で転出した入力電流 R_i （図 5）が基準電流 R_{ef} と等しくて誤差ゼロの場合の周波数 - 位相線図であり、実線 F 2 は入力電流 R_i が基準電流 R_{ef} よりも大きい場合の周波数 - 位相線図であり、図 1 の使用範囲内で周波数を高くして電流を下げるようにし、実線 F 3 は入力電流 R_i が基準電流 R_{ef} よりも小さい場合の周波数 - 位相線図であり、図 1 の使用範囲内で周波数を低くして電流を増加させている。

40

【 0 0 5 8 】

図 1 4 において、 V_{in} は商用電源の電圧波形であり、その上の点線 V 1 は全位相に亘ってある一定の周波数でスイッチングした場合の電圧波形で、V 0 はさらにこれに図 1 3 のような周波数変調を加えた電圧（昇圧トランスの 2 次側電圧）である。 V_{in} 、V 1、V 0 はそれぞれ比率は大きく異なるが見易いように同一図上に表している。図 1 3 の点線 F 0 のように変調をかけない一定の周波数のときの昇圧トランスの 2 次側電圧は点線 V 1 であり、この波形は非線形であるマグネトロンの負荷には整合していない。これに対して、図 1 3 の線図 F 1 のように、電圧の低い位相 0 や 1 8 0 度近傍では周波数を小さくし、

50

位相 90 度や 180 度近傍では周波数を大きくすることにより、電圧の低い位相 0 や 180 度近傍では出力電流（電圧）は大きくなり、逆に位相 90 度や 270 度近傍では出力電流（電圧）を絞っているのだ、図 14 の V0 に示すように、位相 0 度～180 度（180 度～360 度）に亘ってどの位相においても一定の電圧が昇圧トランスの 2 次側に発生するようにしている。この波形は非線形であるマグネトロンの負荷には整合している。

【0059】

なお、図 5 のスイッチング素子（IGBT）6、7 をデューティ制御した場合も、この可変デッドタイム作成回路はデッドタイムの制御に有効である。なぜなら、デッドタイムの制御のためにコレクタ電圧 VQ7C と VQ8C を連動させて上下させるには、中心電圧 6 V を変えればよく、この 6 V を変えることによって、2 個のトランジスタ Q8、Q7 のオン・オフの比を変える（デューティ制御）ことができるからである。すなわち、2 つのトランジスタのデューティ比が 50 対 50 のとき（12 V 電源で動作させているので、6 V で動作させているとき）が出力が最も高く、6 V 以下または以上にすると、2 つのトランジスタのコレクタ電圧 VQ8C と VQ7C を連動させて同時に上下させることになり、2 つのトランジスタのオン・オフ比が変わってゆき、したがって出力が減ってゆく。しかしながら、この場合でも、抵抗 R8 と R7 に発生するオフセット電圧は変わらないので、一定のまま推移する。よってこの回路はデューティ制御の場合にもデッドタイムの可変に有効となることが判る。

【0060】

以上のように、本発明によれば、直流電源と、前記直流電源に並列に接続された 2 個の半導体スイッチング素子（IGBT）から成る直列接続回路と、前記 2 個の半導体スイッチング素子の一方の半導体スイッチング素子の両端に接続されるリーケージトランスの 1 次巻線とコンデンサから成る直列接続回路と、前記一方の半導体スイッチング素子または前記他方の半導体スイッチング素子の両端に接続される別のコンデンサと、前記 2 個の半導体スイッチング素子のそれぞれを駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの 2 次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネatron と、から構成される高周波加熱装置であって、前記 2 個の半導体スイッチング素子が同時にオフしている期間をスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を前記駆動手段内に備えたことを特徴とするものであり、具体的には、スイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させたり、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させたり、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることにより、また、これらのデッドタイムの一定値または微増値や、変曲点となるスイッチング周波数値や、デッドタイムの急増値を可変とすることで、半導体スイッチング素子に熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、またノイズの発生し難いインバータ回路を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0061】

【図 1】本発明に係るインバータ共振回路に一定電圧を印加した場合の電流対使用周波数特性を示す線図である。

【図 2】特許文献 1 記載の 2 石ブリッジのスイッチング素子で駆動する共振型高周波加熱装置の 1 例である。

【図 3】図 2 の回路が動作する各モードを示している。

【図 4】回路中の半導体スイッチング素子等の電圧電流波形図を示している。

【図 5】本発明に係る 2 石ブリッジの駆動する高周波加熱装置を示している。

【図 6】デッドタイムの作成原理を説明する図で、（a）は共振回路と可変デッドタイム作成回路の各出力と矩形波形成回路の出力の関係を説明する図であり、（b）は周波数が低い範囲では周波数が変わってもデッドタイム DT が変わらない原理を説明する図である。

【図 7】本発明に係る可変デッドタイム作成回路の具体例である。

【図 8】可変デッドタイム作成回路が有する電流 - 周波数特性を示している。

【図 9】本発明に係るデッドタイム - 周波数特性図で、(a) は周波数 f_1 以下でデッドタイム DT を一定または微増させ、所定のスイッチング周波数 f_1 以上でデッドタイム DT を急増させる例、(b) は変形例で、(イ) デッドタイムの一定値および急増値を上下可変する例、(ロ) は周波数 f_1 での勾配を可変する例、(ハ) は変曲点周波数を左右に移動可変する例をそれぞれ示している。

【図 10】デッドタイム DT を可変にする第 2 の実施例である。

【図 11】図 5 の発振回路の 1 例を示している。

【図 12】2 石ブリッジのスイッチング素子で駆動する共振型高周波加熱装置の他の 3 例である。

【図 13】本発明に係るインバータ回路の周波数対位相特性を示す線図である。

10

【図 14】インバータ回路の出力電圧対位相特性を示す線図である。

【符号の説明】

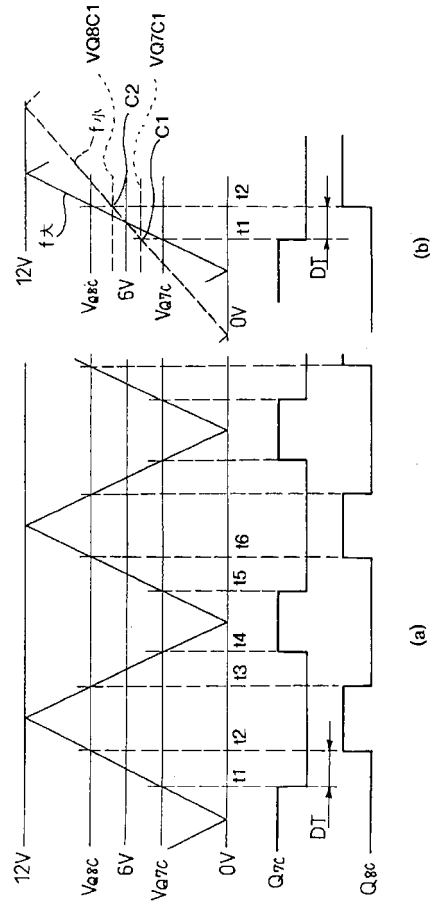
【0062】

- 1 直流電源
- 2 リーケージトランス
- 3 1 次巻線
- 4 第 1 のコンデンサ
- 5 第 2 のコンデンサ
- 6 第 1 の半導体スイッチング素子
- 7 第 2 の半導体スイッチング素子
- 8 駆動部
- 9 2 次巻線
- 10 全波倍電圧整流回路
- 11 マグネトロン
- 12 3 次巻線
- 13 第 3 のコンデンサ
- 21 誤差信号作成回路
- 22 周波数変調信号作成回路
- 23 三角波搬送波発振回路
- 24 可変デッドタイム作成回路
- 25 矩形波形成回路
- 26 スwitching素子駆動回路

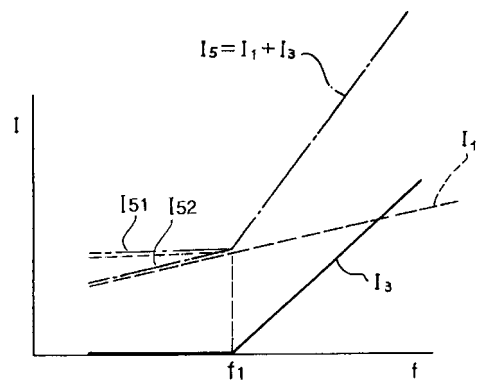
20

30

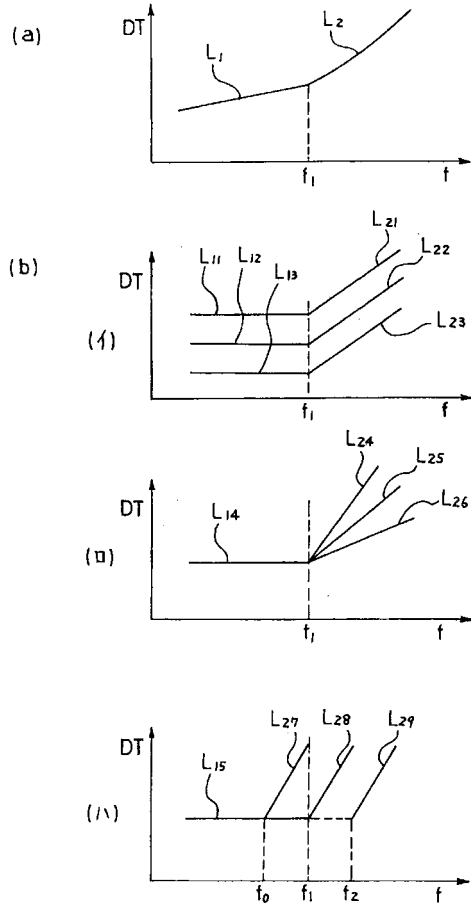
【 図 6 】



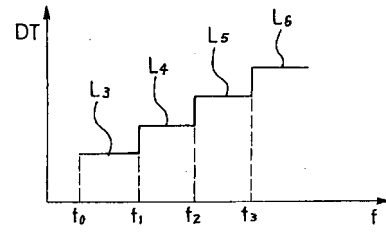
【圖 8】



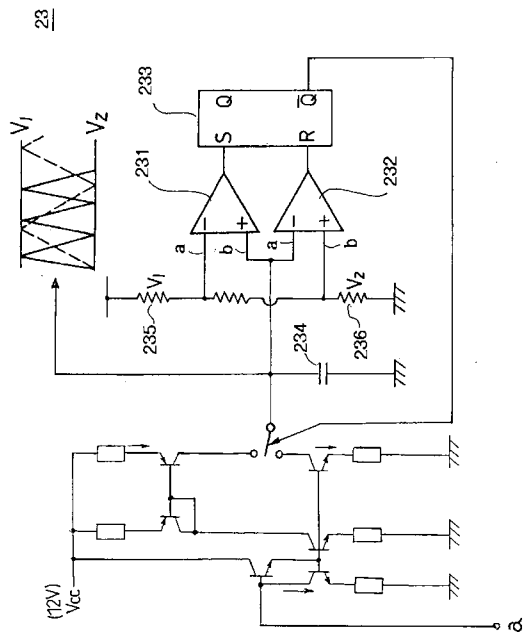
【図 9】



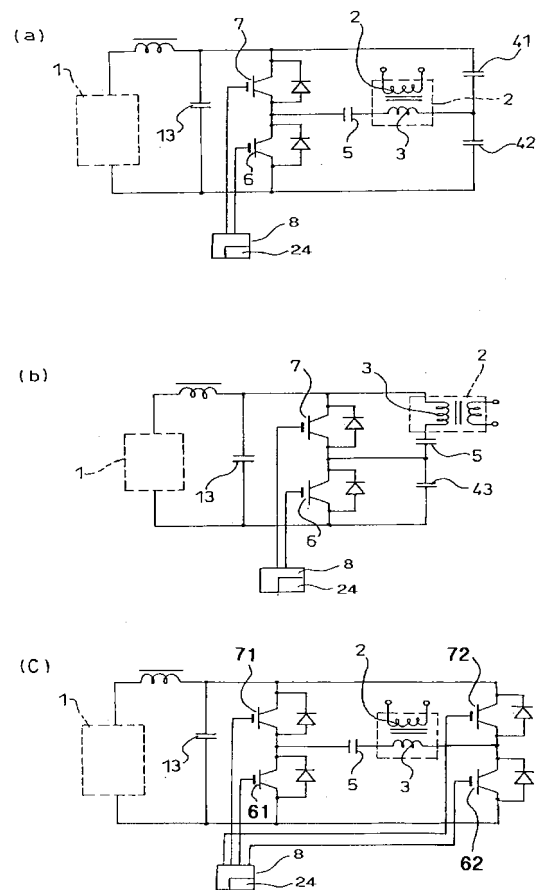
【図 10】



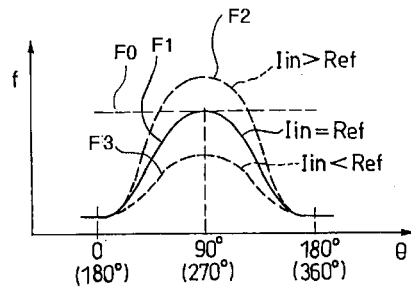
【図 11】



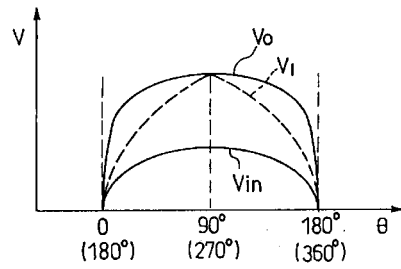
【図 12】



【図 13】



【図 14】



フロントページの続き

- (72)発明者 森川 久
大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
- (72)発明者 酒井 伸一
大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
- (72)発明者 松倉 豊継
大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内
- (72)発明者 城川 信夫
大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

審査官 結城 健太郎

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

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
- | | |
|---------|---------|
| H 0 5 B | 6 / 6 8 |
| H 0 5 B | 6 / 6 6 |