

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6004309号
(P6004309)

(45) 発行日 平成28年10月5日(2016.10.5)

(24) 登録日 平成28年9月16日(2016.9.16)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 7/48 (2007.01) HO2M 7/48 P
HO5B 6/06 (2006.01) HO5B 6/06 361

請求項の数 3 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2011-267442 (P2011-267442)	(73) 特許権者	504196300 国立大学法人東京海洋大学 東京都港区港南4丁目5番7号
(22) 出願日	平成23年12月7日(2011.12.7)	(73) 特許権者	000208695 第一高周波工業株式会社 東京都中央区日本橋馬喰町1丁目6番2号
(65) 公開番号	特開2013-121220 (P2013-121220A)	(74) 代理人	100082740 弁理士 田辺 恵基
(43) 公開日	平成25年6月17日(2013.6.17)	(72) 発明者	畑中 義博 東京都港区港南4丁目5番7号国立大学法人東京海洋大学内
審査請求日	平成26年11月13日(2014.11.13)	(72) 発明者	宮田 周一郎 神奈川県川崎市川崎区水江町1-4-5第一高周波工業株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高周波インバータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1の逆並列ダイオードを並列に接続してなる第1の給電電流スイッチ及び第2の逆並列ダイオードを並列に接続してなる第2の給電電流スイッチを、互いに並列に、直流電源の一端側及び共通接続回路間に接続し、

第3の逆並列ダイオードを並列に接続してなる共振電流スイッチと、誘導加熱負荷及び直列共振コンデンサの直列回路と、ゼロ電圧動作コンデンサとを、互いに並列に、上記直流電源の他端側及び上記共通接続回路間に接続し、

上記第1の給電電流スイッチ、上記共振電流スイッチ及び上記第2の給電電流スイッチは、順次ターンオン動作するターンオンサイクルを繰り返すように、

先ず、上記第1の給電電流スイッチをターンオン動作させたS1単流モードにおいて上記直流電源から上記第1の給電電流スイッチ及び上記共通接続回路を介して上記誘導加熱負荷に給電電流を流すことにより出力電流を生じさせ、

続いて、上記第1の給電電流スイッチ、上記第2の給電電流スイッチ及び上記共振電流スイッチを全てターンオフ動作させた第1の全スイッチオフモードにおいて上記ゼロ電圧動作コンデンサから上記共通接続回路を介して上記誘導加熱負荷に充放電電流を流すことにより上記出力電流を生じさせ、

続いて、当該充放電電流がゼロクロスするような変化をしたとき、上記誘導加熱負荷の自由共振動作によって生ずる共振電流を上記共通接続回路を介しさらに上記第3の逆並列ダイオードを介して流すD2単流モードにおいて当該共振電流によって上記出力電流を生

10

20

じさせ、

続いて、上記共振電流スイッチをターンオン動作させたS2単流モードにおいて上記誘導加熱負荷の共振電流を上記共振電流スイッチを介しさらに上記共通接続回路を介して流すことにより上記出力電流を生じさせ、

続いて、上記第1の給電電流スイッチ、上記第2の給電電流スイッチ及び上記共振電流スイッチを全てターンオフ動作させた第2の全スイッチオフモードにおいて上記ゼロ電圧動作コンデンサから上記共通接続回路を介して上記誘導加熱負荷に充放電電流を流すことにより上記出力電流を生じさせ、

続いて、当該充放電電流がゼロクロスするような変化をしたとき、上記誘導加熱負荷の自由共振動作によって生ずる共振電流を上記共通接続回路を介しさらに上記第1及び第2の逆並列ダイオードを介して流す第1のD1・D3複流モードにおいて当該共振電流によって上記出力電流を生じさせ、

10

続いて、上記第2の給電電流スイッチをターンオン動作させたS3単流モードにおいて上記直流電源から上記第2の給電電流スイッチ及び上記共通接続回路を介して上記誘導加熱負荷に給電電流を流すことにより上記出力電流を生じさせ、

続いて、上記第1の給電電流スイッチ、上記第2の給電電流スイッチ及び上記共振電流スイッチを全てターンオフ動作させた第3の全スイッチオフモードにおいて上記ゼロ電圧動作コンデンサから上記共通接続回路を介して上記誘導加熱負荷に充放電電流を流すことにより上記出力電流を生じさせ、

続いて、当該充放電電流がゼロクロスするような変化をしたとき、上記誘導加熱負荷の自由共振動作によって生ずる共振電流を上記共通接続回路を介しさらに上記第3の逆並列ダイオードを介して流すD2単流モードにおいて当該共振電流によって上記出力電流を生じさせ、

20

続いて、上記第1の給電電流スイッチ、上記第2の給電電流スイッチ及び上記共振電流スイッチを全てターンオフ動作させた第4の全スイッチオフモードにおいて上記ゼロ電圧動作コンデンサから上記共通接続回路を介して上記誘導加熱負荷に充放電電流を流すことにより上記出力電流を生じさせ、

続いて、当該放電電流がゼロクロスするような変化をしたとき、上記誘導加熱負荷の自由共振動作によって生ずる共振電流を上記共通接続回路を介しさらに上記第1及び第2の逆並列ダイオードを介して流す第2のD1・D3複流モードにおいて当該共振電流によって上記出力電流を生じさせ、

30

続いて、次の循環動作サイクルにおける上記S1単流モードに移るようにした結果2倍周波出力電流を生成する

ことを特徴とする高周波インバータ。

【請求項2】

上記誘導加熱負荷及び直列共振用コンデンサでなる負荷直列共振回路により直列共振周波数 f_r を求め、上記第1及び第2給電電流スイッチ並びに上記共振電流スイッチのゲートトリガ周波数 f_t を上記直列共振周波数 f_r の1/2より大きく設定し、誘導加熱負荷に供給する出力電流の出力周波数 f_o を、ゲートトリガ周波数 f_t の2倍($f_o = 2f_t$)に設定する

40

ことを特徴とする請求項1に記載の高周波インバータ。

【請求項3】

位相角度0度から360度までのスイッチングモード切換動作繰返し周期Tにおいて、上記第1の給電電流スイッチ、上記共振電流スイッチ及び上記第2の給電電流スイッチを、デッドタイム区間を挟んで、 $(1/4)T$ より小さい3つの角度範囲でそれぞれゲートトリガ動作させて給電電流及び共振電流を上記誘導加熱負荷に流すと共に、上記第2のD1・D3複流モードにおいて上記スイッチングモード切換動作繰返し周期Tの残る1つの角度範囲で上記第1及び第2給電電流スイッチにそれぞれ接続された逆並列ダイオードを導通させる共振電流を上記誘導加熱負荷に流す

ことを特徴とする請求項2に記載の高周波インバータ。

50

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は高周波インバータに関し、例えば加熱負荷を誘導加熱する場合に適用し得るものである。

【背景技術】

【0002】

誘導加熱を用いた加熱手段として複数の電力半導体スイッチ素子を高周波ゲート信号によってスイッチ動作させることにより、誘導加熱コイルとしてのワークコイルに高周波電流を流す回路構成を構築し、これにより誘導加熱部材に渦電流を誘導させるような構成を有する高周波インバータが提案されている（特許文献1参照）。

10

【0003】

この周波数インバータは、スイッチ素子としてIGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor：絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ）や、MOSFET（Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor：金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ）でなる電力半導体スイッチング素子を用い得るが、当該電力半導体スイッチ素子としてIGBTを用いようとすれば、そのゲートトリガ周波数の限界は40～50〔kHz〕程度であるため、非磁性体（銅、アルミニウム、SUS316、SUS304など）の誘導加熱では、インバータの出力でなる誘導加熱コイル電流の周波数 f をIGBTのゲートトリガ周波数限界より高周波化する必要がある。

20

【0004】

すなわち、誘導加熱材料が非磁性体などの場合は、抵抗率が非常に小さいため、誘導加熱材料の電気抵抗の大きさが小さくなるので、誘導加熱電力 P を大きくすることにより加熱源としての性能を高めるためには、誘導加熱コイル電流の周波数 f を大きくすることが望ましい。

【0005】

ここで誘導加熱電力 P は誘導加熱コイル電流の周波数 f の平方根に比例することが知られている。

【0006】

實際上、銅やアルミニウムを誘導加熱する場合には、当該誘導加熱コイル電流の周波数 f を60～100〔kHz〕程度に高周波化する必要がある。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特開2009-261179公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

このように、この種の高周波インバータにおいては、複数のスイッチ素子を所定のゲートトリガ周波数のゲート信号によりゲートオンオフ制御し、これにより、当該ゲートトリガ周波数より高い（例えば倍周波の）高周波出力電流を得るように構成されているので、当該複数のスイッチ素子ごとにゲートトリガ制御手段が必要になる。

40

【0009】

従って、必要なスイッチ素子の数を低減できれば、全体としての回路構成を一段と簡易にできると考えられる。

【0010】

本発明は以上の点を考慮してなされたもので、スイッチング回路構成に必要なスイッチ素子の数を低減できる高周波インバータを提案しようとするものである。

【課題を解決するための手段】

50

【 0 0 1 1 】

かかる課題を解決するため本発明においては、第1の逆並列ダイオードを並列に接続してなる第1の給電電流スイッチ及び第2の逆並列ダイオードを並列に接続してなる第2の給電電流スイッチを、互いに並列に、直流電源の一端側及び共通接続回路間に接続し、第3の逆並列ダイオードを並列に接続してなる共振電流スイッチと、誘導加熱負荷及び直列共振コンデンサの直列回路と、ゼロ電圧動作用コンデンサとを、互いに並列に、直流電源の他端側及び共通接続回路間に接続し、第1の給電電流スイッチ、共振電流スイッチ及び第2の給電電流スイッチは、順次ターンオン動作するターンオンサイクルを繰り返すように、先ず、第1の給電電流スイッチをターンオン動作させたS1単流モードにおいて直流電源から第1の給電電流スイッチ及び共通接続回路を介して誘導加熱負荷に給電電流を流すことにより出力電流を生じさせ、続いて、第1の給電電流スイッチ、第2の給電電流スイッチ及び共振電流スイッチを全てターンオフ動作させた第1の全スイッチオフモードにおいてゼロ電圧動作用コンデンサから共通接続回路を介して誘導加熱負荷に充放電電流を流すことにより出力電流を生じさせ、続いて、当該充放電電流がゼロクロスするような変化をしたとき、誘導加熱負荷の自由共振動作によって生ずる共振電流を共通接続回路を介しさらに第3の逆並列ダイオードを介して流すD2単流モードにおいて当該共振電流によって出力電流を生じさせ、続いて、共振電流スイッチをターンオン動作させたS2単流モードにおいて誘導加熱負荷の共振電流を共振電流スイッチを介しさらに共通接続回路を介して流すことにより出力電流を生じさせ、続いて、第1の給電電流スイッチ、第2の給電電流スイッチ及び共振電流スイッチを全てターンオフ動作させた第2の全スイッチオフモードにおいてゼロ電圧動作用コンデンサから共通接続回路を介して誘導加熱負荷に充放電電流を流すことにより出力電流を生じさせ、続いて、当該充放電電流がゼロクロスするような変化をしたとき、誘導加熱負荷の自由共振動作によって生ずる共振電流を共通接続回路を介しさらに第1及び第2の逆並列ダイオードを介して流す第1のD1・D3複流モードにおいて当該共振電流によって出力電流を生じさせ、続いて、第2の給電電流スイッチをターンオン動作させたS3単流モードにおいて直流電源から第2の給電電流スイッチ及び共通接続回路を介して誘導加熱負荷に給電電流を流すことにより出力電流を生じさせ、続いて、第1の給電電流スイッチ、第2の給電電流スイッチ及び共振電流スイッチを全てターンオフ動作させた第3の全スイッチオフモードにおいてゼロ電圧動作用コンデンサから共通接続回路を介して誘導加熱負荷に充放電電流を流すことにより出力電流を生じさせ、続いて、当該充放電電流がゼロクロスするような変化をしたとき、誘導加熱負荷の自由共振動作によって生ずる共振電流を共通接続回路を介しさらに第3の逆並列ダイオードを介して流すD2単流モードにおいて当該共振電流によって出力電流を生じさせ、続いて、第1の給電電流スイッチ、第2の給電電流スイッチ及び共振電流スイッチを全てターンオフ動作させた第4の全スイッチオフモードにおいてゼロ電圧動作用コンデンサから共通接続回路を介して誘導加熱負荷に充放電電流を流すことにより出力電流を生じさせ、続いて、当該放電電流がゼロクロスするような変化をしたとき、誘導加熱負荷の自由共振動作によって生ずる共振電流を共通接続回路を介しさらに第1及び第2の逆並列ダイオードを介して流す第2のD1・D3複流モードにおいて当該共振電流によって出力電流を生じさせ、続いて、次の循環動作サイクルにおけるS1単流モードに移るようにした結果2倍周波出力電流を生成するようにする。

【 発明の効果 】

【 0 0 1 2 】

本発明によれば、第1及び第2の逆並列ダイオードを並列に接続してなる第1及び第2の給電電流スイッチを並列に接続して直流電源の一端側及び共通接続回路間に接続すると共に、第3の逆並列ダイオードを並列に接続してなる共振電流スイッチと、誘導加熱負荷と、ゼロ電圧動作用コンデンサとを互いに並列に接続して直流電源の他端側及び共通接続回路間に接続した構成を基本構成として、3個の電流スイッチ、すなわち第1及び第2の給電電流スイッチ並びに共振電流スイッチを、全スイッチオフモードを間に挟みながら、順次ターンオン動作させることにより出力電流の3/4流通角度分の出力電流を生じさせ

10

20

30

40

50

ると共に、第2のD1・D3複流モードにおいて誘導加熱負荷の自由共振動作を利用して第1及び第2の逆並列ダイオードを通じて共振電流を流すことによって出力電流の1/4流通角度分の出力電流を生じさせるようにした結果、3つの電流スイッチを用いるだけの簡易な構成により2倍周波の出力電流を生成できる高周波インバータを実現できる。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】本発明の一実施の形態による倍周波ZVS高周波インバータを示す接続図である 10

。【図2】図1の各部に流れる電流モードを示す信号波形図である。

【図3】全スイッチオフモードaを示す略線図である。

【図4】D1・D3複流モードbを示す略線図である。

【図5】S1単流モードcを示す略線図である。

【図6】全スイッチオフモードdを示す略線図である。

【図7】D2単流モードeを示す略線図である。

【図8】S2単流モードfを示す略線図である。

【図9】全スイッチオフモードgを示す略線図である。

【図10】D1・D3複流モードhを示す略線図である。 20

【図11】S3単流モードiを示す略線図である。

【図12】全スイッチオフモードjを示す略線図である。

【図13】D2単流モードkを示す略線図である。

【図14】実施例の説明に供する特性曲線図及び図表である。

【発明を実施するための形態】

【0014】

以下図面について、本発明の一実施の形態を詳述する。

【0015】

(1) 倍周波ZVS高周波インバータの基本回路

図1において、1は全体として倍周波ZVS高周波インバータを示す。 30

【0016】

ここでZVSは、Zero Voltage Switching動作(以下これをゼロ電圧スイッチング動作とも呼ぶ)を行う高周波インバータであることを示し、これによりスイッチ素子が切換動作をするとき、スイッチ素子の両端電圧を0[V]に維持することにより、サージ電圧やサージ電流が発生することを抑制し、その結果スイッチング損失を低減させる効果を得るものである。

【0017】

倍周波ZVS高周波インバータ1は、スイッチ素子として電力半導体スイッチであるIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor:絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ)などの自己ターンオフ型電力半導体スイッチを用いた第1及び第2給電電流スイッチS1及びS3を並列に直流電源Ed(その出力電圧はEd[V]に設定されている)の一端に接続してなる給電電流回路2を有する。 40

【0018】

ここで自己ターンオフ型電力半導体スイッチは、そのオン状態及びオフ状態を、外部から与えるゲートトリガ信号によって、任意に切り換えることができるパワー半導体スイッチである。

【0019】

直流電源Edは給電電流回路2の共通母線2Aを通じて、電源電流idを第1及び第2給電電流スイッチS1及びS3に対する給電電流i1及びi3(図2(C1)及び(C3))として分流させる。 50

【 0 0 2 0 】

かくして給電電流回路 2 は、図 1 において矢印で示す方向を正方向とする電源電流 i_d と、給電電流 i_1 及び i_3 とを、導通動作した第 1 及び第 2 給電電流スイッチ S_1 及び S_3 を通じて共通接続回路 3 (矢印で示す方向を正方向とする共通電流 i_{12} を流す) に給電する。

【 0 0 2 1 】

第 1 及び第 2 給電電流スイッチ S_1 及び S_3 の両端間には、それぞれ逆並列ダイオード D_1 及び D_3 が接続され、これにより給電電流回路 2 において、第 1 及び第 2 給電電流スイッチ S_1 及び S_3 に逆方向電圧が印加される動作状態になったとき、当該逆並列ダイオード D_1 及び D_3 を通じて負方向に給電電流 i_1 及び i_3 を流すようになされている。

10

【 0 0 2 2 】

共通接続回路 3 と直流電源 E_d の他端との間には共振電流回路 4 が接続され、当該共振電流回路 4 の共通母線 4 A を通じて直流電源 E_d への戻り電流となる電源電流 i_d を流す。

【 0 0 2 3 】

共振電流回路 4 は、誘導加熱負荷 1 1 を構成する負荷抵抗 R_0 及び負荷インダクタンス L_0 の直列回路に対して直列共振用コンデンサ C_s を外付けしてなる負荷直列共振回路 4 B を有する。

【 0 0 2 4 】

實際上この負荷抵抗 R_0 及び負荷インダクタンス L_0 は、誘導加熱源として誘導加熱コイルに誘導加熱電流を流して加熱素材に渦電流を誘導させることによりジュール熱を発生させる現象を表す等価回路を示している。

20

【 0 0 2 5 】

負荷直列共振回路 4 B の負荷抵抗 R_0 は共通接続回路 3 に接続されると共に、直列共振用コンデンサ C_s は共通母線 4 A に接続される。

【 0 0 2 6 】

かくして誘導加熱負荷 1 1 に対して共通接続回路 3 及び共通母線 4 A を通じて電流が流れたとき、これが矢印方向を正方向とする出力電流 i_0 (図 2 (E)) となる。

【 0 0 2 7 】

共振電流回路 4 において、共通接続回路 3 及び共通母線 4 A 間に、負荷直列共振回路 4 B と並列に、共振電流スイッチ S_2 が接続され、これが導通動作したとき、誘導加熱負荷 1 1 及び直列共振用コンデンサ C_s の共振動作によって、共通接続回路 3 及び共通母線 4 A を通して共振電流スイッチ S_2 に正方向を矢印で示す共振電流 i_2 (図 2 (C 2)) が流れる。

30

【 0 0 2 8 】

共振電流スイッチ S_2 の両端間には逆並列ダイオード D_2 が接続され、これにより共振電流スイッチ S_2 に逆方向電圧が与えられているとき、逆方向に共振電流 i_2 を流すようになされている。

【 0 0 2 9 】

かかる構成に加えて、共振電流回路 4 の誘導加熱負荷 1 1 及び直列共振用コンデンサ C_s の負荷直列共振回路 4 B には並列に、ゼロ電圧スイッチング動作 (ZVS) 用コンデンサ C_p が接続され、全てのスイッチがオフ動作したとき、ゼロ電圧スイッチング動作用コンデンサ C_p の充・放電電流としてこれを共通接続回路 3 及び共通母線 4 A を通じて矢印の方向を正方向とする ZVS 電流 i_{cp} を ZVS 用コンデンサ C_p に流す。

40

【 0 0 3 0 】

ここで ZVS 用コンデンサ C_p に正方向の ZVS 電流 i_{cp} が負荷直列共振回路 4 B から流れて充電動作するとき、ZVS 用コンデンサ C_p の両端電圧 V_{cp} (従って共振電流スイッチ S_2 の両端電圧 V_{s2}) は 0 [V] から直流電源 E_d の一端側の電圧 E_d [V] にまで上昇して行く (図 2 (D)) 。

【 0 0 3 1 】

50

これとは逆に、負荷直列共振回路4Bから逆方向のZVS電流 i_{cp} が放電電流として流れたとき、ZVS用コンデンサ C_p の両端電圧 V_{cp} は E_d [V]から0 [V]にまで降下する(図2(D))。

【0032】

かくしてZVS用コンデンサ C_p の両端電圧 V_{cp} ($=V_{s2}$)(従って共通接続回路3の電圧レベル)は、ZVS用コンデンサ C_p の充電状態の推移に従って0 [V] E_d [V] 0 [V]のように切り換わる。

【0033】

これに応じて、図2(D)に示すように、 V_{cp} ($=V_{s2}$) = 0 [V]のとき、第1及び第2給電電流スイッチ S_1 及び S_3 の両端電圧 V_{s1} 及び V_{s3} は $V_{s1} = V_{s3} = E_d$ [V]で、かつ共振電流スイッチ S_2 の両端電圧 V_{s2} は $V_{s2} = 0$ [V]の状態になる。

10

【0034】

これに対して、 $V_{cp} = E_d$ [V]のときは、 $V_{s1} = V_{s3} = 0$ [V]で、かつ $V_{s2} = E_d$ [V]の状態になる。

【0035】

これと共に、ZVS用コンデンサ C_p の両端電圧 V_{cp} が0 [V] E_d [V]又は E_d [V] 0 [V]に変化しているとき、 $V_{s1} = V_{s3}$ 及び V_{s2} は所定の変化率で E_d [V] 0 [V]又は0 [V] E_d [V]に切り換って行く。

【0036】

20

この結果、負荷直列共振回路4B、従って誘導加熱負荷11を流れる出力電流 i_o は、第1及び第2給電電流スイッチ S_1 及び S_3 のゲートトリガ制御回路15 S_1 及び15 S_3 、並びに共振電流スイッチ S_2 のゲートトリガ制御回路15 S_2 によって第1及び第2給電電流スイッチ S_1 及び S_3 、並びに共振電流スイッチ S_2 がゲートトリガ信号 TG_1 (図2(A1))及び TG_3 (図2(A3))並びに TG_2 (図2(A2))によって、ゲートトリガ周波数 f_t でオンオフ制御されたとき、出力電流 i_o の周波数 f_o が $f_o = 2f_t$ になるように、図2(B)に示す一連のスイッチングモード動作を倍周波ZVS高周波インバータ1が実行することにより負荷直列共振回路4Bにゲートトリガ周波数 f_t の2倍の周波数 f_o (従って倍周波)の出力電流 i_o (図2(E))を得る。

【0037】

30

(2) スイッチ素子のスイッチングモードの動作原理

(2-1) 図1の倍周波ZVS高周波インバータ1は、図2(B)に示すスイッチングモードの流れに従って、スイッチングモード切替動作繰返し周期 T ごとに繰返し、第1給電電流スイッチ S_1 、共振電流スイッチ S_2 及び第2給電電流スイッチ S_3 をトリガ周波数 f_t で順次ゲートトリガ動作させることにより、出力周波数 f_o が

【0038】

$$f_o = 2f_t \quad \dots\dots (1)$$

【0039】

の関係をもつ出力電流 i_o を形成する。

【0040】

40

(2-2) スイッチングモード切替切替動作繰返し周期 T は、図2において時点 $t_0 \sim t_{14}$ によって示す時間軸に沿って、360度のゲートトリガ位相角度に分割され、第1給電電流スイッチ S_1 のゲートトリガ信号 TG_1 (図2(A1))のゲートトリガ角としてターンオン角度0度($=t_2$)及びターンオフ角度85度($=t_4$)を割り当て、共振電流スイッチ S_2 のゲートトリガ信号 TG_2 (図2(A2))のゲートトリガ角としてターンオン角度90度($=t_6$)及びターンオフ角度175度($=t_8$)を割り当て、第2給電電流スイッチ S_3 のゲートトリガ信号 TG_3 (図2(A3))のゲートトリガ角としてターンオン角度180度($=t_{10}$)及びターンオフ角度265度($=t_{12}$)を割り当てている。

【0041】

50

これにより第1給電電流スイッチS1には、ターンオン角度0度の時点 t_2 直後の時点 t_3 からターンオフ角度85度の時点 t_4 までの間のタイミングに正方向の給電電流 i_1 (図2(C1))が流れ、また共振電流スイッチS2には、ターンオン角度90度の時点 t_6 直後の時点 t_7 からターンオフ角度175度の時点 t_8 までのタイミングに共振電流 i_2 (図2(C2))が流れ、さらに給電電流スイッチS3には、ターンオン角度180度の時点 t_{10} 直後の時点 t_{11} からターンオフ角度265度の時点 t_{12} のタイミングで給電電流 i_3 (図2(C3))が流れる。

【0042】

このように、第1給電電流スイッチS1、共振電流スイッチS2及び第2給電電流スイッチS3には、ターンオン角度0度、90度及び180度からずれた角度の時点 t_3 、 t_7 及び t_{11} から導通電流 i_1 、 i_2 及び i_3 が流れるので、当該導通電流が流れ始める時点を通導開始時点と呼び(その角度を通導開始角度と呼ぶ)、また導通電流 i_1 、 i_2 及び i_3 の流れが終了する時点 t_4 、 t_8 及び t_{12} を通導終了時点と呼ぶ(その角度を通導終了角度と呼ぶ)。

10

【0043】

これに加えて、第2給電電流スイッチS3のターンオフ角度265度の後、スイッチングモード切換動作繰返し周期Tの終端角度270度の時点 t_{14} から抜けて、次のスイッチングモード切換動作繰返し周期Tの始端角度270度の時点 t_0 に入っていく期間に対応して、時点 t_1 から時点 t_3 までの間に2つの逆並列ダイオードD1及びD3を通して逆方向の給電電流 i_1 及び i_3 (図2(C1)及び(C3))が流れる。

20

【0044】

この結果、導通開始時点 t_3 、 t_7 及び t_{11} から導通終了時点 t_4 、 t_8 及び t_{12} までの期間に第1給電電流スイッチS1、共振電流スイッチS2及び第2給電電流スイッチS3を通じて流れる電流と、時点 t_1 から時点 t_3 までの間に逆並列ダイオードD1及びD3を通して逆方向に流れる給電電流 i_1 及び i_3 の電流の総和でなる出力電流 i_0 (図2(E))が2周期分の電流として負荷直列共振回路4Bを通して流れる。

【0045】

(2-3)ここで、負荷直列共振回路4Bの直列共振周波数 f_r は、誘導加熱負荷11の負荷インダクタンス L_0 の回路定数と、直列共振用コンデンサ C_s の値とによって、次式

【0046】

$$f_r < f_0 \quad \dots\dots (2)$$

30

【0047】

を充足し、かつ直列共振周波数 f_r が出力周波数 f_0 の近傍の値(f_r が f_0 よりやや小さい値)になるように設定する。

【0048】

この条件は、(2)式に(1)式を代入することにより

【0049】

$$f_t > (1/2) f_r \quad \dots\dots (3)$$

【0050】

のように、トリガ周波数 f_t が直列共振周波数 f_r の1/2近傍の値(f_t が f_r の1/2よりやや大きい値)になるように設定することを意味する。

40

【0051】

(2)式のように、直列共振周波数 f_r を出力周波数 f_0 より小さい値に設定したのは、第1給電電流スイッチS1に給電電流 i_1 を流すスイッチングモードと共振電流スイッチS2に共振電流 i_2 を流すスイッチングモードとの間に、これらのスイッチ間に直接に電流を流さないようにするデッドタイム $Td1$ ($t_4 \sim t_7$)を設け、また共振電流スイッチS2に給電電流 i_2 を流すスイッチングモードと第2給電電流スイッチS3に給電電流 i_3 を流すスイッチングモードとの間にこれらのスイッチ間に直接に電流を流さないようにするデッドタイム $Td2$ ($t_8 \sim t_{11}$)を設け、さらに第2給電電流スイッチS3に給電電流 i_3 を流すスイッチングモードと第1給電電流スイッチS1に給電電流 i_1 を

50

流すスイッチングモードとの間に、出力電流 i_0 の $1/2$ 周期分に対応する逆方向の給電電流 i_1 及び i_3 を逆並列ダイオード D_1 及び D_3 に流すようにするためである。

【0052】

このデッドタイム T_{d1} 及び T_{d2} は、図2(B)のスイッチングモード a ~ k のうち、ゼロボルテージスイッチング (ZVS) 動作を満たす期間 d 及び g 以上の角度に設定するものである。

【0053】

(2-4) 上述の動作原理によれば、時点 $t_3 \sim t_4$ 、 $t_7 \sim t_8$ 、 $t_{11} \sim t_{12}$ の間に流れる、第1給電電流スイッチ S_1 の電流 i_1 、共振電流スイッチ S_2 の電流 i_2 、第2給電電流スイッチ S_3 の電流 i_3 と、時点 $t_1 \sim t_3$ の間に流れる逆並列ダイオード D_1 及び D_3 の電流 i_1 及び i_3 との総和によって、負荷直列共振回路 4B に流れる出力電流 i_0 として、ゲートトリガ周波数 f_r に対して倍周波 ($= 2f_r$) の出力周波数 f_0 をもつ共振自由振動波形の電流を形成できる。

10

【0054】

(2-5) 実施例として、出力周波数 $f_0 = 60$ [kHz] より少し小さい直列共振周波数 $f_r = 59.31$ [kHz] となるように、負荷抵抗 $R_0 = 0.4$ [Ω]、負荷インダクタンス $L_0 = 40$ [μH]、直列共振用コンデンサ $C_s = 0.18$ [μF]、ZVS用コンデンサ $C_p = 0.05$ [μF] に設定すると共に、ゲートトリガ周波数 f_t を $f_t = f_0 / 2 = 30$ [kHz] に設定したところ、直流電源 E_d の電圧 $E_d = 270$ [V] において、出力電流 $I_0 (= I_{R_0}) = 128$ [A] で、出力電力 $P_0 = 6.55$ [kW] の出力が得られた。

20

【0055】

(3) 倍周波 ZVS 高周波インバータのスイッチングモード切替動作

倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、第1給電電流スイッチ S_1 、共振電流スイッチ S_2 及び第2給電電流スイッチ S_3 をゲートトリガ制御回路 15S1、15S2 及び 15S3 のゲートトリガ信号 TG_1 、 TG_2 及び TG_3 (図2(A1)、(A2) 及び (A3)) によってゲートトリガ周波数 f_t でターンオン制御することにより、図2(B)に示すように、スイッチングモード切替動作繰返し周期 T ごとに、スイッチングモード a ~ k に順次切替動作をし、これにより、図2(C1) 及び (C3) に示すように給電電流 i_1 及び i_3 を誘導加熱負荷 11 に給電すると共に、図2(C2) に示すように共振電流スイッチ S_2 の共振電流 i_2 と、図2(C1) 及び (C3) に示すように負方向の給電電流 i_1 及び i_3 となる共振電流とを、誘導加熱負荷 11 の自由共振動作に基づいて流すことにより、図2(E) に示すような出力電流 i_0 を形成する。

30

【0056】

特に、ZVS動作を満たすためには、デッドタイム T_{d1} 及び T_{d2} はモード a, d, g, j の ZVS 動作期間以上の角度を満たすことが必要で、各スイッチ S_1 , S_2 , S_3 のゲートトリガ信号制御回路 15S1、15S2、15S3 は、このデッドタイムにより、各スイッチの両端電圧 V_{s1} 、 V_{s2} 、 V_{s3} がゼロ [V] になってからゲートトリガ信号を加える。

【0057】

その結果、ZVSコンデンサ C_p の充電及び放電動作に基づいて、共通接続回路 3 の電圧を、直流電源 E_d の一端の電圧 E_d [V] と、他端の電圧 0 [V] との間で切り換える (図2(D)) ことにより、出力電流 i_0 として、ゲートトリガ制御回路 15S1 及び 15S3 並びに 15S2 のゲートトリガ周波数 f_t の2倍の周波数 f_0 の自由振動共振波形をもった電流を形成できる (図2(E))。

40

【0058】

(3-1) 全スイッチオフモード a

図2(B)に示すように、前回のスイッチングモード切替動作繰返し周期 T の終端時点 t_{14} を抜けて今回の開始時点 t_0 からスイッチングモード切替動作繰返し周期 T に入ると、倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、図3に示す全スイッチオフモード a に入る。

50

【 0 0 5 9 】

倍周波 Z V S 高周波インバータ 1 は、前回のスイッチングモード切換動作繰返し周期 T について、図 1 3 について後述するように、D 2 単流モード k において、Z V S 用コンデンサ C p の両端電圧 V c p 及び共振電流スイッチ S 2 の両端電圧 V s 2 が $V c p = V s 2 = 0 [V]$ (従って共通母線 4 A が直流電源 E d の他端の電圧 $0 [V]$ で、共通接続回路 3 が $0 [V]$) の状態にある。

【 0 0 6 0 】

このとき倍周波 Z V S 高周波インバータ 1 は、第 1 及び第 2 給電電流スイッチ S 1 及び S 3 と共振電流スイッチ S 2 とが全てオフ制御される状態に切り換わると共に、D 2 単流モード k で流れていた共振電流 i_2 が時点 $t_{14} (= t_0)$ においてゼロクロスしたとき誘導加熱負荷 1 1 の負荷インダクタンス L_0 に流れている出力電流 i_0 が、その自由共振電流としての連続性から、図 3 において矢印 m 1 で示すように、負荷インダクタンス L_0 - 負荷抵抗 R_0 - Z V S 用コンデンサ C p - 直列共振用コンデンサ C s - 負荷インダクタンス L_0 (従って負荷直列共振回路 4 B - Z V S 用コンデンサ C p - 負荷直列共振回路 4 B) の電流ループに切り換って (図 2 (E))、共通接続回路 3 及び共通母線 4 A を介して Z V S 用コンデンサ C p に充電電流を与える。

10

【 0 0 6 1 】

これにより、Z V S 用コンデンサ C p の両端電圧 V c p (従って共振電流スイッチ S 2 の両端電圧 V s 2) は図 2 (D) に示すように、 $0 [V]$ から $E d [V]$ に向かって上昇して行く。

20

【 0 0 6 2 】

このことは、共通接続回路 3 の電圧が、 $0 [V]$ から $E d [V]$ に向かって上昇して行くことを意味すると同時に、共通接続回路 3 と給電電流回路 2 の共通母線 2 A との間に接続されている第 1 及び第 2 給電電流スイッチ S 1 及び S 3 の両端電圧 V s 1 及び V s 3 が $E d [V]$ から $0 [V]$ に降下して行くことを意味する。

【 0 0 6 3 】

この全スイッチオフモード a において、やがて時点 t_1 において共通接続回路 3 の電圧が $E d [V]$ に達すると、第 1 及び第 2 給電電流スイッチ S 1 及び S 3 の両端電圧 V s 1 及び V s 3 が $V s 1 = V s 3 = 0 [V]$ になることにより、逆並列ダイオード D 1 及び D 3 の両端電圧が $0 [V]$ になることによって導通して、倍周波 Z V S 高周波インバータ 1 は図 4 に示す D 1 ・ D 3 複流モード b に切り換わる。

30

【 0 0 6 4 】

(3 - 2) D 1 ・ D 3 複流モード b

D 1 ・ D 3 複流モード b において、負荷インダクタンス L_0 の電流 i_0 は、その自由共振電流としての連続性によって、図 4 において矢印 m 2 で示すように、Z V S 用コンデンサ C p を充電していた電流が、導通状態になった逆並列ダイオード D 1 及び D 3 を通して負方向の給電電流 i_1 (図 2 (C 1)) 及び i_3 (図 2 (C 3)) として、負荷インダクタンス L_0 - 負荷抵抗 R_0 - 逆並列ダイオード D 1 ・ D 3 - 直流電源 E d - 直列共振用コンデンサ C s - 負荷インダクタンス L_0 (従って負荷直列共振回路 4 B - 逆並列ダイオード D 1 ・ D 3 - 直流電源 E d - 負荷直列共振回路 4 B) の電流ループに切り換わって流れる。

40

【 0 0 6 5 】

この結果、倍周波 Z V S 高周波インバータ 1 は、時点 t_3 において次の S 1 単流モード c (図 5) に切り換わるまでの間、負方向の給電電流 i_1 及び i_3 (図 2 (C 1) 及び (C 3)) の総和として、負側の $1/2$ 周期分の出力電流 i_0 (図 2 (E)) を流す。

【 0 0 6 6 】

D 1 ・ D 3 複流モード b において流れる電流は、誘導加熱負荷 1 1 及び直列共振用コンデンサ C s の共振動作による自由共振電流として共振電流回路 4 の負荷直列共振回路 4 B から給電電流回路 2 に送り出される。

【 0 0 6 7 】

50

この共振電流は、自由共振電流の連続性から、やがて時点 t_3 においてゼロクロス状態になるが、倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 のトリガ制御回路 15S1 のゲートトリガ信号 TG1 (図 2 (A1)) は時点 t_3 の直前の時点 t_2 において、第 1 給電電流スイッチ S1 をゲートオン動作させる。

【0068】

この第 1 給電電流スイッチ S1 は、そのオン動作時において、両端電圧 V_{s1} が逆並列ダイオード D1 に電流が流れた $V_{s1} = 0$ [V] の状態であるので、ゼロ電圧スイッチング動作 (ZVS 動作) することにより、第 1 給電電流スイッチ S1 に電圧サージも、電流サージも生じさせることなく、電流を流せる状態に切り換わる。

【0069】

この状態において、やがて時点 t_3 において出力電流 i_0 がゼロクロスすると、倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、図 5 に示す S1 単流モード c に切り換わる。

【0070】

ここで、時点 t_1 から時点 t_3 までの間に逆並列ダイオード D1 及び D3 に流れる電流波形は、上述の (3) 式により、ゲートトリガ周波数 f_t の値が負荷直列共振回路 4B の直列共振周波数 f_r の $1/2$ よりやや大きい値になるように設定されていることにより、逆並列ダイオード D2 を流れる電流 i_2 がゼロクロスする時点 t_0 から逆並列ダイオード D1 及び D3 の電流 i_1 及び i_3 がゼロクロスする時点 t_3 までの間に、負荷直列共振回路 4B の自由共振電流波形の $1/2$ 周期に相当する共振電流波形を形成する。

【0071】

かくして、時点 t_1 から時点 t_3 までの間の負方向の給電電流 i_1 及び i_3 の総和の出力電流 i_0 の波形は、前回のスイッチングモード切替動作繰返し周期 T の時点 t_{11} から時点 t_{12} までの間に第 2 給電電流スイッチ S2 から給電されていた給電電流 i_3 の電流波形 (図 2 (C3)) と、時点 t_3 以後のモード c の間に第 1 給電電流スイッチ S1 から給電される給電電流 i_1 の電流波形 (図 2 (C1)) との間を、 $1/2$ 周期分の自由共振電流波形として滑らかにつなぐことになる (このときの出力電流 i_0 の波形部分を「つなぎ波形」と呼ぶ)。

【0072】

(3-3) S1 単流モード c

時点 t_3 において S1 単流モード c になると、倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、直流電源 Ed の電源電流 i_d を、第 1 給電電流スイッチ S1 の給電電流 i_1 及び共通接続回路 3 の電流 i_{12} を順次通じて、給電電流回路 2 からの給電電流として、誘導加熱負荷 11 に給電する。

【0073】

このとき誘導加熱負荷 11 には、図 5 において矢印 m3 で示すように、負荷抵抗 R_0 - 負荷インダクタンス L_0 - 直列共振用コンデンサ C_s - 直流電源 Ed - 第 1 給電電流スイッチ S1 - 負荷抵抗 R_0 (従って負荷直列共振回路 4B - 直流電源 Ed - 第 1 給電電流スイッチ S1 - 負荷直列共振回路 4B) の電流ループを通して給電電流 i_1 (図 2 (C1)) が流れる。

【0074】

この給電電流 i_1 は、時点 t_3 から時点 t_4 までの間、負荷直列共振回路 4B の自由共振動作によって、出力電流 i_0 (図 3 (E)) の正側の $1/2$ 周期分の主要部に対応する波形を呈する。

【0075】

かくして倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、ゼロ電圧スイッチング動作により、各スイッチ素子にサージ波形を生じさせずに、D1・D3 複流モード b から S1 単流モード c に切り換わる。

【0076】

(3-4) 全スイッチオフモード d

倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 のゲートトリガ制御回路 15S1 は、上述の S1 単流

10

20

30

40

50

モード c の時点 t_4 において第 1 給電電流スイッチ S_1 をターンオフして図 6 の全スイッチオフモード d に移行する。

【 0 0 7 7 】

このとき、第 1 給電電流スイッチ S_1 から誘導加熱負荷 1 1 に流れていた給電電流 i_1 は流れなくなるが、負荷直列共振回路 4 B の自由共振動作によって誘導加熱負荷 1 1 の出力電流が矢印 m_4 で示す方向に流れ続けることにより、負荷インダクタンス L_0 - 直列共振用コンデンサ C_s - ZVS 用コンデンサ C_p - 負荷抵抗 R_0 - 負荷インダクタンス L_0 (従って負荷直列共振回路 4 B - ZVS 用コンデンサ C_p - 負荷直列共振回路 4 B) の電流ループに出力電流 i_0 (図 2 (E)) が共振電流として流れる。

【 0 0 7 8 】

このとき流れる出力電流 i_0 は、図 3 の全スイッチオフモード a の場合とは逆方向に ZVS 用コンデンサ C_p に流れ、これにより当該 ZVS 用コンデンサ C_p は放電されて行くことによって共通接続回路 3 の電圧が E_d [V] から 0 [V] に変化して行き、これにより共振電流スイッチ S_2 の両端電圧 V_{s2} が E_d [V] から 0 [V] に変化して行く (図 2 (D))。

【 0 0 7 9 】

この変化に伴って給電電流回路 2 の共通母線 2 A 及び共通接続回路 3 間の電圧、従って第 1 及び第 2 給電電流スイッチ S_1 及び S_2 の両端電圧 V_{s1} 及び V_{s3} が 0 [V] から E_d [V] に変化する (図 2 (D))。

【 0 0 8 0 】

やがて時点 t_5 において共通接続回路 3 の電圧が 0 [V] になって、共振電流スイッチ S_2 の両端電圧 V_{s2} が 0 [V] になると、倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、図 7 に示す D2 単流モード e に移行する。

【 0 0 8 1 】

(3 - 5) D2 単流モード e

図 7 の D2 単流モード e において、誘導加熱負荷 1 1 に流れる出力電流 i_0 は、共振電流としての連続性から、矢印 m_5 に示す方向に、負荷インダクタンス L_0 - 直列共振用コンデンサ C_s - 逆並列ダイオード D2 - 負荷抵抗 R_0 - 負荷インダクタンス L_0 (従って負荷直列共振回路 4 B - 逆並列ダイオード D2 - 負荷直列共振回路 4 B) の電流ループを負方向の共振電流 i_2 (図 2 (C2)) として流れる。

【 0 0 8 2 】

かくして誘導加熱負荷 1 1 に流れる出力電流 i_0 は、正側に流れる共振電流としての連続性をもった信号波形になる (図 2 (E))。

【 0 0 8 3 】

この共振電流 i_2 が時点 t_7 においてゼロクロスする波形になったとき (図 2 (C2))、倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、図 8 の S2 単流モード f に移行するが、ゲートトリガ制御回路 1 5 S2 は時点 t_7 の直前の時点 t_6 においてゲートトリガ信号 TG2 (図 2 (A2)) によって共振電流スイッチ S_2 をターンオン動作させる。

【 0 0 8 4 】

共振電流スイッチ S_2 は、そのターンオン動作時において、両端電圧 V_{s2} が逆並列ダイオード D2 に電流が流れた $V_{s2} = 0$ [V] の状態であるので、ゼロ電圧スイッチング動作 (ZVS 動作) することにより、電圧サージも、電流サージも生じさせることなく、共振電流スイッチ S_2 に共振電流 i_2 を流せる状態に切り換わる。

【 0 0 8 5 】

(3 - 6) S2 単流モード f

図 8 の S2 単流モード f において、共振電流スイッチ S_2 を流れる共振電流 i_2 は、負荷直列共振回路 4 B の自由共振動作に基づく連続性から、図 8 において矢印 m_6 で示すように、負荷インダクタンス L_0 - 負荷抵抗 R_0 - 共振電流スイッチ S_2 - 直列共振用コンデンサ C_s - 負荷インダクタンス L_0 (従って負荷直列共振回路 4 B - 共振電流スイッチ S_2 - 負荷直列共振回路 4 B) の電流ループに切り換わって、図 2 (C2) に示すように

10

20

30

40

50

時点 t_7 から時点 t_8 までの間の共振波形となって流れ、これにより倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、図 2 (E) に示すように、負側の 1/2 周期の主要部に対応する出力電流 i_0 を流す。

【0086】

この S2 単流モード f は、時点 t_8 において、共振電流スイッチ S2 がゲートトリガ制御回路 15 S2 のゲートトリガ制御信号 TG2 (図 2 (A2)) によってターンオフ動作することにより終了して、図 9 に示す全スイッチオフモード g に移行する。

【0087】

(3-7) 全スイッチオフモード g

倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、時点 t_8 において全スイッチオフモード g に移行したとき、負荷直列共振回路 4 B が自由共振動作することにより共振電流スイッチ S2 に流れていた負荷インダクタンス電流が共振電流としての連続性をもつことから、図 9 で矢印 m7 で示すように、負荷インダクタンス L_0 - 負荷抵抗 R_0 - ZVS 用コンデンサ C_p - 直列共振用コンデンサ C_s - 負荷インダクタンス L_0 (従って負荷直列共振回路 4 B - ZVS 用コンデンサ V_{cp} - 負荷直列共振回路 4 B) の電流ループを流す。 (図 2 (E)) を流す。

【0088】

この電流は ZVS 用コンデンサ C_p に充電電流を流すことになり、その両端電圧 V_{cp} (従って電圧 V_{s2} 、共通接続回路 3 の電圧) が 0 [V] から E_d [V] に上昇して行く (図 2 (D))。

【0089】

やがて時点 t_9 において共通接続回路 3 の電圧が E_d [V] になったとき、逆並列ダイオード D1 及び D3 に逆方向電圧がかからなくなることにより、負荷直列共振回路 4 B から当該逆並列ダイオード D1 及び D3 を通じて電流が流れる、図 10 に示す D1・D3 複流モード h になる。

【0090】

(3-8) D1・D3 複流モード h

図 10 の D1・D3 複流モード h において、負荷インダクタンス電流が共振電流としての連続性をもつことから、倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、矢印 m8 で示すように、負荷インダクタンス L_0 - 負荷抵抗 R_0 - 逆並列ダイオード D1・D3 - 直流電源 E_d - 直列共振用コンデンサ C_s - 負荷インダクタンス L_0 (従って負荷直列共振回路 4 B - 逆並列ダイオード D1・D3 - 直流電源 E_d - 負荷直列共振回路 4 B) の電流ループに出力電流 i_0 を流す。

【0091】

このとき、出力電流 i_0 (図 2 (E)) は、共振電流波形をもつ給電電流 i_1 及び i_3 の総和として、負側の共振電流波形となる。

【0092】

この D1・D3 複流モード h の給電電流 i_1 及び i_3 (図 2 (C1) 及び (C3)) がゼロクロスする時点 t_{11} の直前の時点 t_{10} において、倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、トリガ制御回路 15 S3 のゲートトリガ制御信号 TG3 (図 2 (A3)) によって、第 2 給電電流スイッチ S3 をゲートオン制御することにより、図 11 の S3 単流モード i に切り換える。

【0093】

ここで第 2 給電電流スイッチ S3 は、そのターンオン動作時において、両端電圧 V_{s3} が逆並列ダイオード D3 に電流が流れた $V_{s3} = 0$ [V] の状態であるので、ゼロ電圧スイッチング動作 (ZVS 動作) することにより、電圧サージも、電流サージも生じさせることなく、第 2 給電電流スイッチ S3 に共振電流 i_3 を流せる状態に切り換わる。

【0094】

(3-9) S3 単流モード i

図 11 の S3 単流モード i において、倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、負荷インダ

10

20

30

40

50

クタンス電流が共振電流としての連続性をもつことから、矢印m9で示すように、負荷インダクタンス L_0 - 直列共振用コンデンサ C_s - 直流電源 E_d - 第2給電電流スイッチ S_3 - 負荷抵抗 R_0 - 負荷インダクタンス L_0 (従って負荷直列共振回路4B - 直流電源 E_d - 第2給電電流スイッチ S_3 - 負荷直列共振回路4B)の電流ループを流す。

【0095】

この結果出力電流 i_0 の電流波形は、時点 t_{11} から時点 t_{12} までの間当該第2給電電流スイッチ S_3 を流れる給電電流 i_3 (図2(C3))によって、図2(E)に示すように1/2周期の主要部に対応する共振波形を呈する。

【0096】

倍周波ZVS高周波インバータ1は、時点 t_{12} において、トリガ制御回路15S3のゲートトリガ信号TG3(図2(A3))によって、第2給電電流スイッチ S_3 をターンオフ動作させることにより、図12に示す全スイッチオフモードjに移行させる。

【0097】

(3-10)全スイッチオフモードj

図12の全スイッチオフモードjにおいて、倍周波ZVS高周波インバータ1は、負荷インダクタンス電流が共振電流としての連続性をもつことから、矢印m10で示すように、負荷インダクタンス L_0 - 直列共振用コンデンサ C_s - ZVS用コンデンサ C_p - 負荷抵抗 R_0 - 負荷インダクタンス L_0 (従って負荷直列共振回路4B - ZVS用コンデンサ C_p - 負荷直列共振回路4B)の電流ループに出力電流 i_0 を流す。

【0098】

この出力電流 i_0 はZVS用コンデンサ C_p を放電動作させるので、その両端電圧 V_{cp} (従って電圧 V_{s2} 、共通接続回路3の電圧)は、 $E_d[V]$ から0[V]に低下して行く(図2(D))。

【0099】

やがて、ZVS用コンデンサ C_p の両端電圧 V_{cp} が0[V](従って共通接続回路3が0[V])になると、倍周波ZVS高周波インバータ1は、共振電流スイッチ S_2 の逆並列ダイオードD2の両端電圧が0[V]になることにより、当該逆並列ダイオードD2を通して出力電流 i_0 を流す(図13のD2単流モードkに切り換わる)。

【0100】

(3-11)D2単流モードk

図13のD2単流モードkにおいて、倍周波ZVS高周波インバータ1は、誘導加熱負荷11の負荷インダクタンス電流が、共振電流としての連続性をもつことから、矢印m11で示す方向に、負荷インダクタンス L_0 - 直列共振用コンデンサ C_s - 逆並列ダイオードD2 - 負荷抵抗 R_0 - 負荷インダクタンス L_0 (従って負荷直列共振回路4B - 逆並列ダイオードD2 - 負荷直列共振回路4B)の電流ループに出力電流 i_0 を流す。

【0101】

このときこの逆並列ダイオードD2を通る共振電流 i_2 は、共振波形をもっていることにより出力電流 i_0 (図2(E))は正側の共振電流波形となる。

【0102】

やがて時点 t_{14} において逆並列ダイオードD2を流れている共振電流 i_2 がゼロクロスすると、当該共振電流 i_2 は逆並列ダイオードD2を流れることができなくなって、次のスイッチングモード切替動作繰返し周期Tの時点 t_0 から全スイッチオフモードaに移って、ZVS用コンデンサ C_p の充電を開始する。

【0103】

(4)実施の形態の作用効果

以上の構成において、倍周波ZVS高周波インバータ1は、順次繰り返されるスイッチングモード切替動作繰返し周期Tの時点 $t_3 \sim t_4$ 、 $t_7 \sim t_8$ 、 $t_{11} \sim t_{12}$ のタイミングにおけるS1単流モードc(図5)、S2単流モードf(図8)及びS3単流モードi(図11)において、順次第1給電電流スイッチ S_1 、共振電流スイッチ S_2 及び第

10

20

30

40

50

2 給電電流スイッチ S 3 から、共通接続回路 3 を介して、誘導加熱負荷 1 1 に流れる給電電流及び共振電流によって、出力電流 i_0 として自由共振波形を有する 3 つの $1/2$ 周期分に対応する電流を流す (図 2 (E))。

【0104】

これに対してスイッチングモード切換動作繰返し周期 T の時点 $t_1 \sim t_3$ のタイミングにおける D 1・D 3 複流モード b (図 4) において、共通接続回路 3 を通して給電電流回路 2 を構成する逆並列ダイオード D 1 及び D 3 に対して負荷直列共振回路 4 B によってその自由共振動作に基づいて発生される共振電流を負方向の給電電流 i_1 及び i_3 として流すことにより、自由共振波形を有する 1 つの $1/2$ 周期分に対応する電流を流す (図 2 (E))。

10

【0105】

この結果 D 1・D 3 複流モード b の期間における出力電流 i_0 は、2 つの逆並列ダイオード D 1 及び D 3 を流れる共振電流の総和として共振信号の波形を形成する。

【0106】

かくして各スイッチングモード切換動作繰返し周期 T において、第 1 及び第 2 給電電流スイッチ S 1 及び S 3 並びに共振電流スイッチ S 2 のオン動作期間が出力電流 i_0 の $1/2$ 周期 3 回分に相当する自由振動波形を形成するのに対して、残る 1 回分の $1/2$ 周期の電流を電流スイッチを用いずに、逆並列ダイオード D 1 及び D 3 を利用して、つなぎ波形となる自由振動波形を形成することができる。

【0107】

20

このような機能は、(1) 式のように出力周波数 f_0 をトリガ周波数 f_t に対して $f_0 = 2 f_t$ に設定すると共に、(2) 式のように直列共振周波数 f_r を $f_r < f_0$ に設定し、これにより (3) 式の $f_t > (1/2) f_r$ のように f_t が $(1/2) f_r$ よりやや大きい値に設定することにより、実現できる。

【0108】

この結果、倍周波 ZVS 高周波インバータ 1 は、第 1 及び第 2 給電電流スイッチ S 1 及び S 3 並びに共振電流スイッチ S 2 のトリガゲート周波数 f_t に対して倍周波の出力周波数 $f_0 (= 2 f_t)$ の自由振動波形を有する出力電流を得ることができる。

【0109】

また、ZVS 用コンデンサ C_p は、本来第 1 及び第 2 給電電流スイッチ S 1 及び S 3 と共振電流スイッチ S 2 とをゲートトリガ動作させる際に、その両端電圧が必ず 0 [V] になっている状態を作り出す目的で用いられているが、上述の実施の形態においては、当該ゼロ電圧スイッチング動作をさせながら当該 ZVS 用コンデンサ C_p を利用して D 1・D 3 複流モード b において逆並列ダイオード D 1 及び D 3 を通じて出力電流 i_0 を流す期間を形成することにより、当該 D 1・D 3 の複流モードに対応する出力電流 i_0 を含んで全体として 2 周期分の共振波形を形成できる。

30

【0110】

かくして各スイッチのゲートトリガ周波数 f_t に対して 2 倍の出力周波数 f_0 を有する出力電流 i_0 を得るにつき、これを 3 つのスイッチ素子で実現できることにより、D 1・D 3 複流モード b における出力電流 i_0 を形成するための 1 つ分のスイッチ素子及びその制御系の構成を簡略化することができる。

40

【0111】

(5) 実施例

上述の実施の形態を構成する実施例として、直流電源 E d の電圧 $E_d = 270$ [V]、負荷抵抗 $R_0 = 0.4$ [Ω]、負荷インダクタンス $L_0 = 40$ [μH]、直列共振用コンデンサ $C_s = 0.18$ [μF]、ZVS 用コンデンサ $C_p = 0.05$ [μF]、デッドタイム角 5 度に設定した場合において、出力周波数 f_0 [kHz] = 2 倍のゲートトリガ周波数 $2 f_t$ [kHz] を図 14 に示すように 60 [kHz] から 66 [kHz] まで変化させたと、出力電力 P_0 [kW] は 6.554 [kW] から 0.314 [kW] まで変化すると共に、出力電流 $I_0 (= I R_0)$ [A] は 128 [A] から 28 [A] まで変

50

化することを確認できた。

【0112】

(6) デッドタイムの意義

上述の実施の形態において用いたデッドタイム $Td1 (= t_4 \sim t_7)$ 、 $Td2 (= t_8 \sim t_{11})$ は、通常 $1 \sim 3 [\mu S]$ と時間で設定するケースが多いが、このようにすると、周波数の変化によって、デッドタイムとしての角度が変わってしまうので、上述の実施の形態においては、敢えて、デッドタイムを角度表示 $Tdangle$ (度) で表示している。

【0113】

このデッドタイムは ZVS 動作 (サージ電圧、電流を発生せず、スイッチング損失を抑制できる) を実現する上で、極めて重要で、モード a、モード d、モード g、モード j の ZVS 動作期間中は、絶対にゲート信号をスイッチに印加してはならない。

【0114】

すなわち、ゲート信号を各スイッチに印加するタイミングは

$ZVS \text{ 動作期間} < Tdangle \text{ (度)} < (ZVS \text{ 動作期間} + \text{逆並列接続ダイオード導通期間})$

ということで、幅があり、逆並列接続ダイオードの導通期間中にゲートトリガ信号の導通開始時点 (すなわち導通開始角度) を設定しておけば良いことになる。

【0115】

(7) 他の実施の形態

(7-1) 上述の実施の形態においては、逆並列ダイオード D1 及び D3 に共振電流を流した D1・D3 複流モード b 後にこれに続いて第 1 給電電流スイッチ S1 に給電電流を流すようにした場合について述べたが、この順序を入れ換えて、逆並列ダイオード D1 及び D3 に共振電流を流した D1・D3 複流モード b 後にこれに続いて第 2 給電電流スイッチ S3 を通じて給電電流を流すようにしても、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【0116】

(7-2) 上述の実施の形態においては、D1・D3 複流モード b において、逆並列ダイオード D1 及び D3 に、時点 t_1 から時点 t_2 までの期間に、出力電流 i_0 の $1/2$ 周期に対応する給電電流 i_1 及び共振電流 i_3 を流すことにより、ゲートトリガ信号の信号派の出力電流 i_0 を得るようにしたが、D1・D3 複流モード b の動作期間を変更する (例えば短くする) ことによって出力電流 i_0 の周波数を変更するようにしても、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【産業上の利用可能性】

【0117】

本発明はできるだけ簡便な用途に用いられる高周波インバータに適用できる。

【符号の説明】

【0118】

1 …… 倍周波 ZVS 高周波インバータ、2 …… 給電電流回路、2A …… 共通母線、3 …… 共通接続回路、4 …… 共振電流回路、4A …… 共通母線、4B …… 負荷直列共振回路、Ed …… 直流電源、S1、S3 …… 第 1、第 2 給電電流スイッチ、S2 …… 共振電流スイッチ、11 …… 誘導加熱負荷、R0 …… 負荷抵抗、L0 …… 負荷インダクタンス、Cs …… 直列共振用コンデンサ、Cp …… ZVS 用コンデンサ、D1 ~ D3 …… 逆並列ダイオード。

10

20

30

40

【 図 1 】

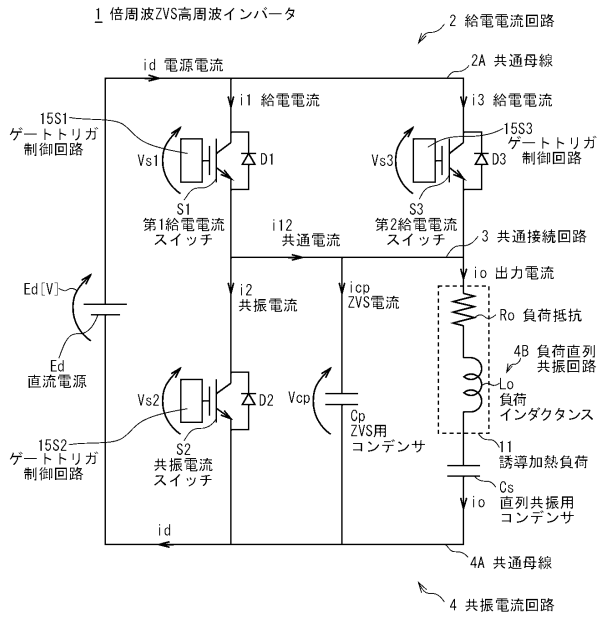


図1 倍周波ZVS高周波インバータ

【 図 2 】

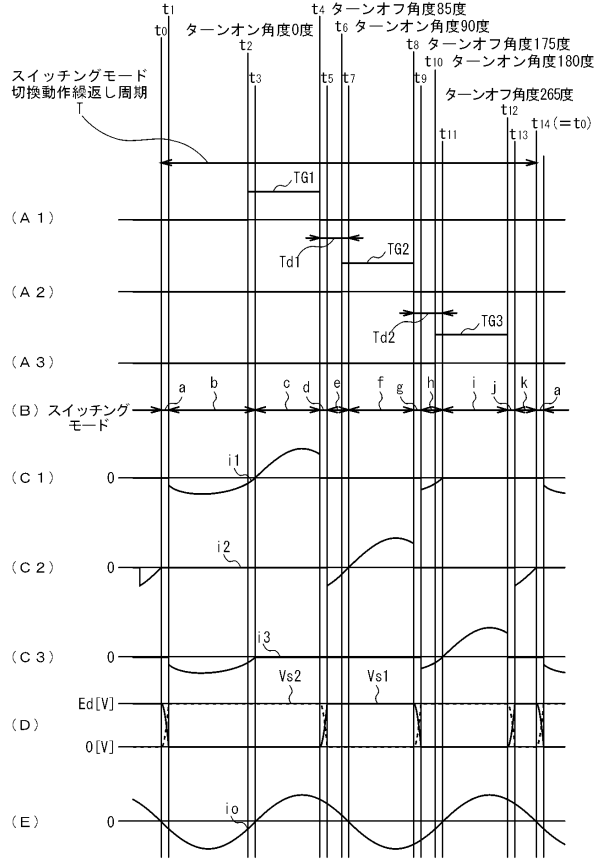


図2 スイッチングモードの切換動作

【 図 3 】

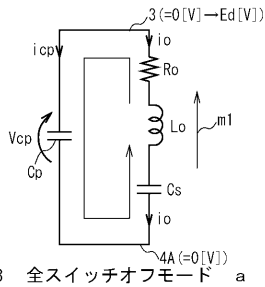


図3 全スイッチオフモード a

【 図 5 】

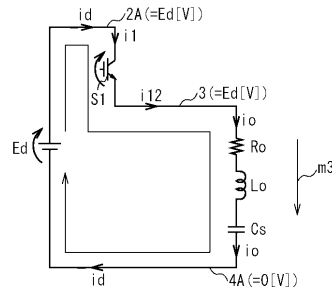


図5 S1単流モード c

【 図 4 】

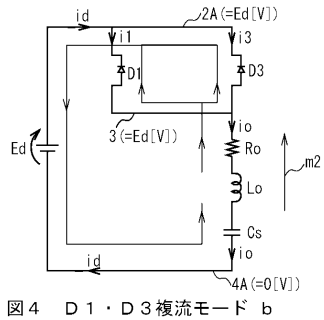


図4 D1 · D3複流モード b

【 図 6 】

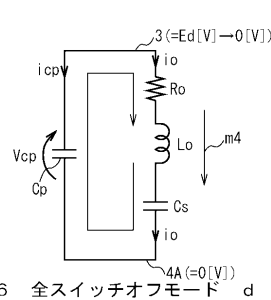


図6 全スイッチオフモード d

【 図 7 】

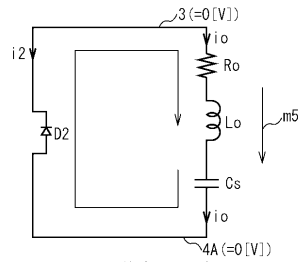


図 7 D 2 単流モード e

【 図 9 】

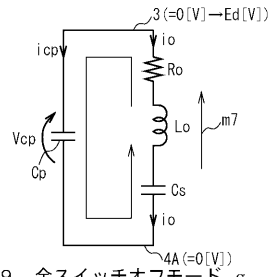


図 9 全スイッチオフモード g

【 図 8 】

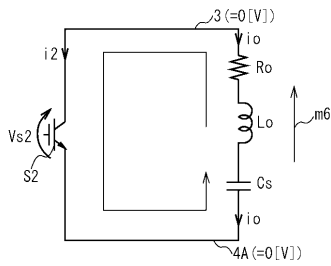


図 8 S 2 単流モード f

【 図 10 】

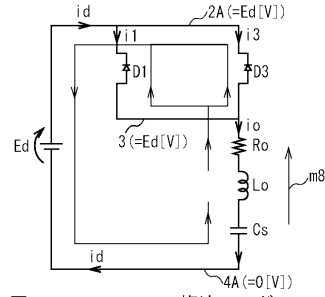


図 10 D 1 ・ D 3 複流モード h

【 図 11 】

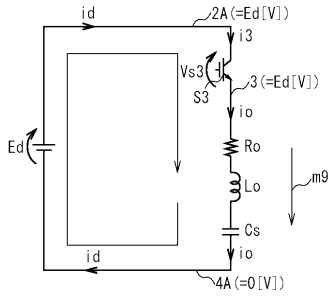


図 11 S 3 単流モード i

【 図 13 】

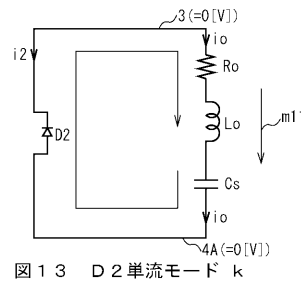


図 13 D 2 単流モード k

【 図 12 】

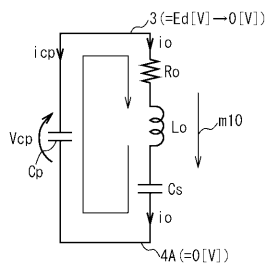
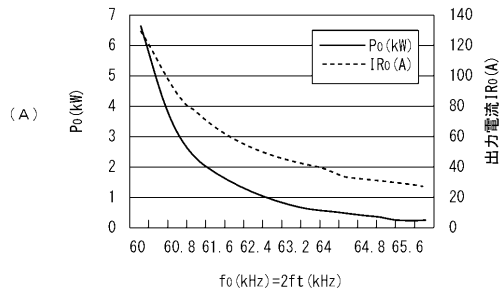


図 12 全スイッチオフモード j

【 図 1 4 】



(B)

ft (kHz)	fo (kHz)	IRo (A)	Po (kW)
30	60	128	6.554
30.2	60.4	108	4.666
30.4	60.8	91	3.312
30.6	61.2	76	2.31
30.8	61.6	69	1.904
31	62	60	1.44
31.2	62.4	53	1.124
31.4	62.8	49	0.96
31.6	63.2	43	0.74
31.8	63.6	41	0.672
32	64	38	0.578
32.2	64.4	35	0.49
32.4	64.8	33	0.436
32.6	65.2	31	0.384
32.8	65.6	29	0.336
33	66	28	0.314

图 1 4 实施例

フロントページの続き

(72)発明者 福岡 養祐
神奈川県川崎市川崎区水江町1 - 4 5 第一高周波工業株式会社内

審査官 小林 紀和

(56)参考文献 特開2009 - 261179 (JP, A)
国際公開第2006 / 018912 (WO, A1)
特開2007 - 194006 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7 / 48
H05B 6 / 06